



ISSN 1727-9895

Праці **Інституту електродинаміки** **Національної академії наук** **України**

Збірник наукових праць

Випуск
47

Київ
2017

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

ПРАЦІ

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

Виходить тричі на рік

Засновано у 1999 році

**Випуск
47**

Київ
2017

Головний редактор:

Заступники головного редактора:

Антонов О.Є., докт. техн. наук

Мислович М.В., докт. техн. наук

Петухов І.С., докт. техн. наук

Редакційна колегія

Інститут електродинаміки НАН України:

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

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

Bendahmane Boukhalfa, Doctor of Engineering Sciences, University of Béjaïa, Algeria
Pavlik M., Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland
Plotkin Yu.R., Doctor of Engineering Sciences, Berlin School of Economics and Law

Відповідальний секретар: Новік Н.В.

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

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

У збірнику здійснюються експертне рецензування та наукове редагування статей.

*Друкується за постановою вченої ради
Інституту електродинаміки Національної академії наук України.
Протокол № 8 від 15 червня 2017 року.*

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.

Засновник та видавець: Інститут електродинаміки НАН України
Україна, 03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56

Адреса редакції:

03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56

Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366-26-56, (044) 456-88-69.

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

Адреса сайту: <http://ied.org.ua>

Видання наукове

ПРАЦІ

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

**Випуск
47**

Редактор: Ю.В. Морозова-Леонова

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.
Підп. до друку 25.07.2017. Формат 60x84 / 8. Папір офс. Офс. друк. Ум. друк. арк. 10,6.
Обл.-вид. арк. 10,0. Тираж 100 прим. Зам. 45. Ціна за домовленістю.

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

Відділ оперативної поліграфії Інституту електродинаміки НАН України

Праці
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України

Випуск 47

2017 р.

ЗМІСТ

ЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА КОМПЛЕКСИ

<i>Авраменко В.Н.</i> Электроэнергетическая система как объект нелинейной электроэнергетики	5
<i>Лободзинський В.Ю.</i> Дослідження форм кривих перехідного процесу при комутаціях.....	11
<i>Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Шполянський О.Г.</i> Аналіз передумов пошкодження елегазових вимикачів у електричних мережах 750 кВ	16
<i>Kuchansky V.V.</i> The prevention measure of resonance overvoltages in open-phase mode in extra high voltage transmission lines.....	23

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

<i>Раценкін А.П., Карлов О.М., Кришук Р.С.</i> Структура магнітного поля торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з дисковим біметалевим масивним ротором	28
<i>Куєвда Ю.В., Балюта С.М.</i> Методика ідентифікації параметрів пружної моделі валопроводу турбоагрегату для моделювання крутильних коливань	37

ЕЛЕКТРИЧНІ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

<i>Волков И.В., Зозулев В.И., Кускова Н.И., Христо А.И.</i> Развитие принципов построения предтрансформаторной части высоковольтных магнитно-полупроводниковых генераторов импульсов.....	45
<i>Чиженко О.І., Трач І.В., Липківський К.О.</i> Модифікація схемотехнічного рішення тиристорного регулювального компенсатора з автоматичним налаштуванням коливального LC-контурa	54

Мисак Т.В. Побудова контура модуляції вихідної напруги джерела живлення з нелінійним трансформатором за допомогою математичної моделі пониженого порядку	57
Смирнов В.С., Самков О.В., Штіфзон О.Й., Любицький С.В., Лізанець В.В. Теоретичні основи організації інваріантних перетворювальних систем автономних об'єктів	68

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ТА ЕНЕРГЕТИЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

Супруновская Н.И., Щерба А.А., Розискулов С.С., Перетятко Ю.В. Особенности повышения скорости нарастания токов в нагрузке полупроводниковых электроразрядных установок	77
Кучерявая И.Н. Влияние микродефектов в полиэтиленовой изоляции силовых кабелей на распределение в ней электрического поля	85
Щерба М.А. Особенности возмущения электрического поля разветвленными водными триингами между микровключениями в сшитой полиэтиленовой изоляции кабелей	93
Саволюк А.М., Новик А.И. Ультразвуковые уровнемеры с коррекцией температурных погрешностей с нижним расположением излучателей	98

ЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА КОМПЛЕКСИ

УДК 621.311:004

ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА КАК ОБЪЕКТ НЕЛИНЕЙНОЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ

В.Н. Авраменко, докт. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина
e-mail: avr@ied.org.ua

На примере ответственного сечения ОЭС Украины показано, что современные электроэнергетические объединения, оснащенные автоматическими регуляторами режимных параметров, являются существенно нелинейным динамическим объектом. Метод исследования – имитационное моделирование возмущенных процессов в ЭЭС. В качестве малого возмущения принято отключение 5 % нагрузки мощной подстанции киевского энергоузла, для генератора блока № 2 Хмельницкой АЭС учитывался реально установленный на станции автоматический регулятор возбуждения сильного действия, нагрузка учитывалась статическими характеристиками по напряжению и частоте. Для достижения цели выполнено сравнение аналитических и численных методов анализа устойчивости нелинейных систем. Расчетами на тестовой схеме, в основе которой сечение Запад-Винница ОЭС Украины, показано, что для проверки ее устойчивости «в малом» может быть недостаточно анализа линеаризованной модели ЭЭС. В ремонтных режимах ОЭС Украины могут возникать ситуации, когда действие АРВ генераторов приводит к длительным колебаниям параметров режима и опасности нарушения устойчивости ОЭС. Таким образом, показано, что электроэнергетическая система является существенно нелинейной динамической системой и анализ устойчивости современных ЭЭС нужно выполнять с учетом их нелинейности. Разработанные и программно реализованные в ИЭД НАН Украины алгоритмы численного решения задачи динамики ЭЭС эффективно учитывают ее нелинейность и позволяют анализировать устойчивость не только по отношению к большим, но и малым конечным возмущениям. Библ. 6, рис. 6.

Ключевые слова: электроэнергетическая система, нелинейная система, аналитический метод, численный метод, статическая устойчивость, конечное возмущение.

Одним из основных направлений деятельности созданного в 1947 году Института электродинамики НАН Украины (тогда Институт электротехники АН УССР) являются исследования, связанные с моделированием режимов электроэнергетических объектов и систем управления ими.

Назначение электроэнергетической системы и задача системного оператора, который управляет ею, – надежная и устойчивая передача электроэнергии от ее производителя к потребителям.

В современных ЭЭС производство электроэнергии осуществляется на электростанциях большой мощности путем преобразования механической энергии в электрическую в агрегатах турбина–синхронный генератор.

Механическое движение (вращение ротора агрегата) происходит под действием двух противоположно направленных моментов – механического (турбины) и электромагнитного. Электромагнитный момент является результатом взаимодействия магнитно-связанных электрических контуров ротора и статора. Это взаимодействие реализуется в форме дифференциальных уравнений, записанных на основе закона электромагнитной индукции Фарадея.

В современных ЭЭС передача электроэнергии от электростанций потребителям осуществляется переменным током по электрической сети, которая соединяет обмотки статоров синхронных генераторов. При одинаковой частоте вращения роторов генераторов энергосистемы в электрической цепи, которую образуют обмотки статоров генераторов и соединяю-

щая их электрическая сеть, устанавливается стационарный гармонический процесс изменения токов и напряжений, который может быть описан комплексными алгебраическими уравнениями.

Методы исследования нелинейных динамических систем. Электроэнергетическая система в процессе функционирования испытывает разнообразные возмущения и должна быть устойчива по отношению к ним. Устойчивость динамических систем анализируется на основе уравнений динамики. Динамику ЭЭС определяет электромеханическое движение роторов агрегатов электростанций. Реакция электрической подсистемы ЭЭС на изменение состояния механической подсистемы (углов ротора и скорости его вращения) в форме электромагнитного момента, уравнивающего электромеханическую систему и обеспечивающего ее устойчивость, существенно нелинейна.

Дополнительным фактором влияния на способ исследования устойчивости ЭЭС является то, что оно должно выполняться с обязательным учетом противоаварийной автоматики, действие которой может существенно изменить топологию и динамические свойства объекта. Это можно обеспечить с необходимой для практики конкретностью только имитационным моделированием динамики как совокупностью компьютерных расчетов с помощью программных средств, в которых реализованы математические модели динамики элементов ЭЭС, включая средства автоматического регулирования параметров режима и противоаварийного управления, что выдвигает повышенные требования к эффективности применяемых методов численного решения задачи.

Однако использование имитационного моделирования для анализа устойчивости «в малом» дает конкретную реализацию аварийного процесса во всей его полноте при заданном первичном возмущении, но затрудняет выделение основного содержания процесса, который определяет устойчивость системы. Эту задачу решают аналитические методы исследования устойчивости. К началу 30-х годов развитие радиотехники инициировало разработку аналитических методов решения задач нелинейной механики. Благодаря работам академиков Н.М. Крылова, Н.Н. Боголюбова, Л.И. Мандельштама, А.А. Андропова, бывший Советский Союз занимал лидирующее положение в мировой науке в этой области.

Следует отметить, что в классической монографии Н.М. Крылова и Н.Н. Боголюбова «Введение в нелинейную механику», изданной в 1937 году в АН УССР [5], наряду с ламповыми генераторами – нелинейными объектами в радиотехнике рассматривалась устойчивость синхронного генератора, работающего на шины бесконечной мощности. К тому времени развитие электроэнергетических систем привело к возникновению проблемы их устойчивости и инициировало создание способов ее решения. Среди тех, кто занимался этой проблемой, следует назвать проф. С.А. Лебедева и доцента Харьковского электротехнического института Л.В. Цукерника.

Наиболее эффективным является совместное использование аналитических и численных методов исследования динамических систем. Применительно к электрическим цепям с нелинейными элементами такой подход применяет член-корр. НАН Украины Н.А. Шидловская [6]. Исследования электромагнитного поля в электрических машинах также приводят к нелинейным дифференциальным уравнениям (ДУ), для решения которых применяют комбинированные численно-аналитические методы. Например, в работе [4] такой метод использован для специфической конструкции синхронного двигателя.

Анализ устойчивости больших электроэнергетических систем. Задача динамической устойчивости современных сложных ЭЭС, т.е. устойчивости при больших возмущениях (короткое замыкание, отключение линий и генераторов ЭЭС и т.п.) решается путем численного интегрирования уравнений динамики синхронных машин и автоматических регуляторов агрегатов электростанций при описании процессов в электрической сети комплексными алгебраическими уравнениями (АУ) квазистационарного режима. Совокупная система уравнений динамики ЭЭС относится к классу жестких систем дифференциальных уравнений (ДУ), для численного решения которых эффективны неявные методы. В программных комплексах расчета устойчивости, разработанных в ИЭД НАН Украины, используются методы

численно-аналитического решения совместной системы ДУ и АУ, предусматривающие прогноз не только интегрируемых, но и неинтегрируемых переменных [1]. Эффективность численного решения таким методом дает возможность расчета с удовлетворительной точностью длительного переходного процесса (сотни секунд) при шаге численного интегрирования 0,01с с учетом индивидуального движения роторов синхронных машин. Это создает возможность использования расчета динамика ЭЭС при малых конечных возмущениях для проверки устойчивости «в малом» (статической устойчивости).

Продемонстрировать такой подход можно на примере анализа устойчивости в сечении ОЭС Украины Запад-Винница.

Для этого сечения сформирована [2] тестовая модель (рис. 1), которая имеет 51 узел, 68 ветвей и 14 генераторов, для автономной (изолированной от ЭЭС РФ) работы ОЭС Украины в режиме минимума нагрузки летнего дня. На рис. 2 показаны перетоки мощности в исходном режиме, а на рис. 3 – в режиме, возникшем при отключении по аварийной заявке ВЛ-330 Шепетовка–Житомир, и с соответствующим утреннему росту нагрузки ОЭС и его покрытию увеличением выдачи мощности Хмельницкой и Ровенской АЭС.

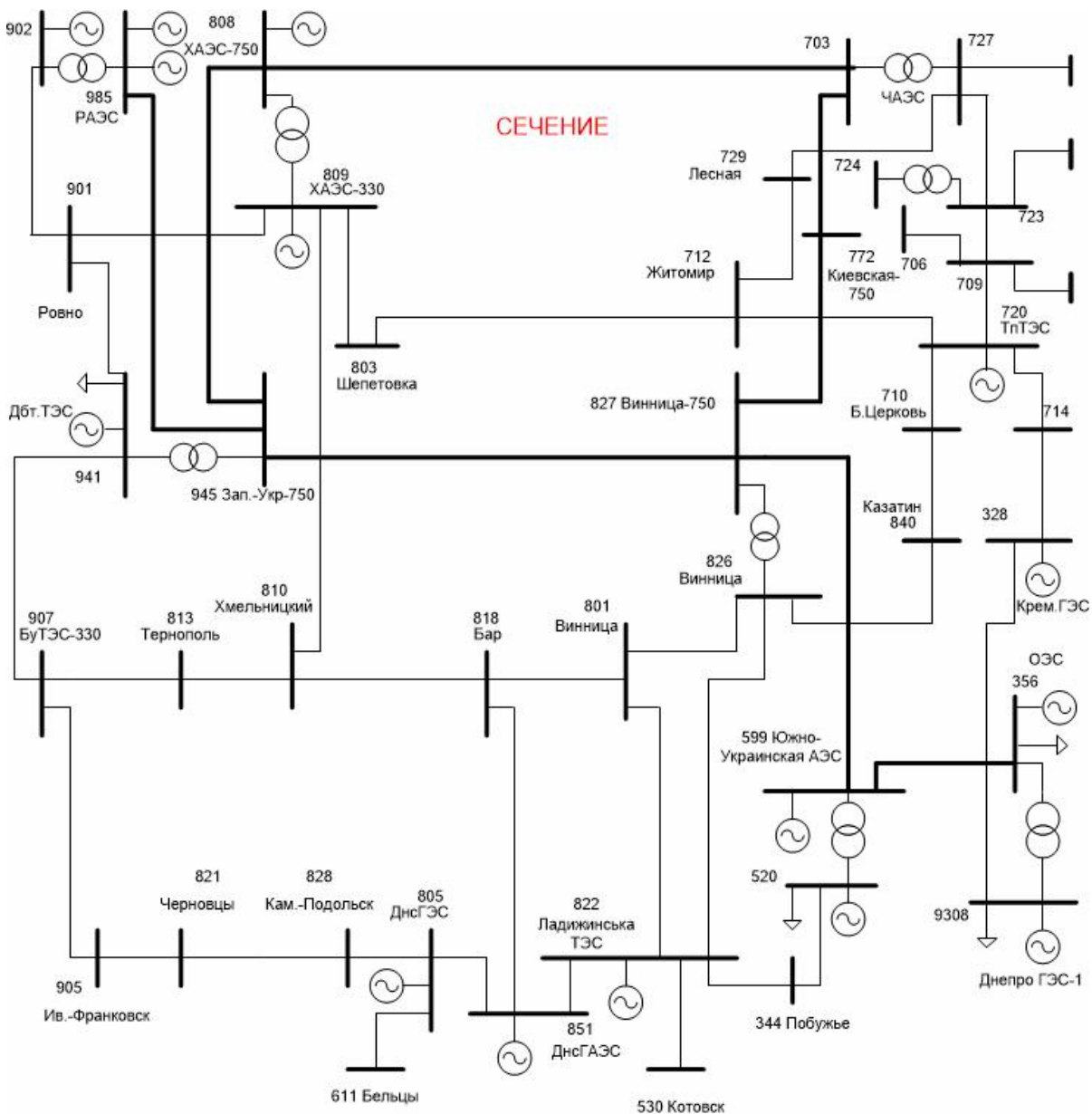


Рис. 1

Назва...	Состав	Перето...	Перето...	Ток ли...
	808-703 ХАЭС... -ЧАЭС750.	-928.1	257.7	767.6
	809-803 ХАЭС330. -ШЕПЕТОВ.	-411.4	72.0	706.4
	945-827 ЗУ 750 -ВН-750..	-838.3	463.9	806.5
	810-818 ХМЕЛЬНИЦ -БАР....	-250.4	47.9	433.1
	905-821 ИВ.ФРАНК -ЧЕРНОВЦЫ	-357.1	84.0	646.9
Зап-Вин	803-712 ШЕПЕТОВ. -ЖИТОМИР.	-2785.3	925.5	
	703-727 ЧАЭС750. -ЧАЭС330.	-325.9	76.5	565.1
	703-727 ЧАЭС750. -ЧАЭС330.	-378.3	-36.3	306.7
	703-727 ЧАЭС750. -ЧАЭС330.	-364.7	-35.6	295.7

Рис. 2

Назва...	Состав	Перето...	Перето...	Ток ли...
	808-703 ХАЭС... -ЧАЭС750.	-1262.8	103.5	1070.1
	809-803 ХАЭС330. -ШЕПЕТОВ.	-81.1	17.6	144.0
	945-827 ЗУ 750 -ВН-750..	-1030.1	405.7	967.6
	810-818 ХМЕЛЬНИЦ -БАР....	-352.3	57.6	630.2
	905-821 ИВ.ФРАНК -ЧЕРНОВЦЫ	-379.9	86.2	714.4
Зап-Вин	803-712 ШЕПЕТОВ. -ЖИТОМИР.	-3106.2	670.6	
	703-727 ЧАЭС750. -ЧАЭС330.	-0.0	-0.0	0.0
	703-727 ЧАЭС750. -ЧАЭС330.	-586.5	-56.0	500.4
	703-727 ЧАЭС750. -ЧАЭС330.	-565.4	-54.9	482.4

Рис. 3

Проверка статической устойчивости этого режима выполнена путем расчета с помощью программного комплекса АВР-74, разработанного в Институте электродинамики, электромеханического переходного процесса при малом конечном вомущении, а именно отключении 6 МВт нагрузки (5 %) в узле 706 (ПС «Нивки»). Расчеты выполнялись при неизменной мощности турбин энергоблоков. Для генератора энергоблока №2 ХАЭС учитывался реально установленный на станции автоматический регулятор возбуждения сильного действия (АРВ-СД). Для генераторов Хмельницкой и Ровенской АЭС использовалась модель синхронной машины с двумя демпферными контурами ротора. Нагрузка учитывалась статическими характеристиками по напряжению и частоте со стандартными значениями коэффициентов. Результаты расчета показаны на рис. 4-6.

Визуальный анализ графических результатов расчета показывает возникновение автоколебаний, вызванных нелинейностью рассматриваемой динамической системы. Математическая модель динамики ЭЭС, на основе которой выполняется численный расчет, вследствие представления нагрузки статическими характеристиками преобразуется в систему дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами, а это может приводить, как показывает теория нелинейных систем [3], к нарушениям устойчивости «в малом», которые не выявляет линеаризованная модель первого приближения.

Действительно (см. рис. 4), малое возмущение в системе вызывает отклонения напряжения, на которые реагирует АРВ, возникают колебания напряжения возбуждения u_f ,

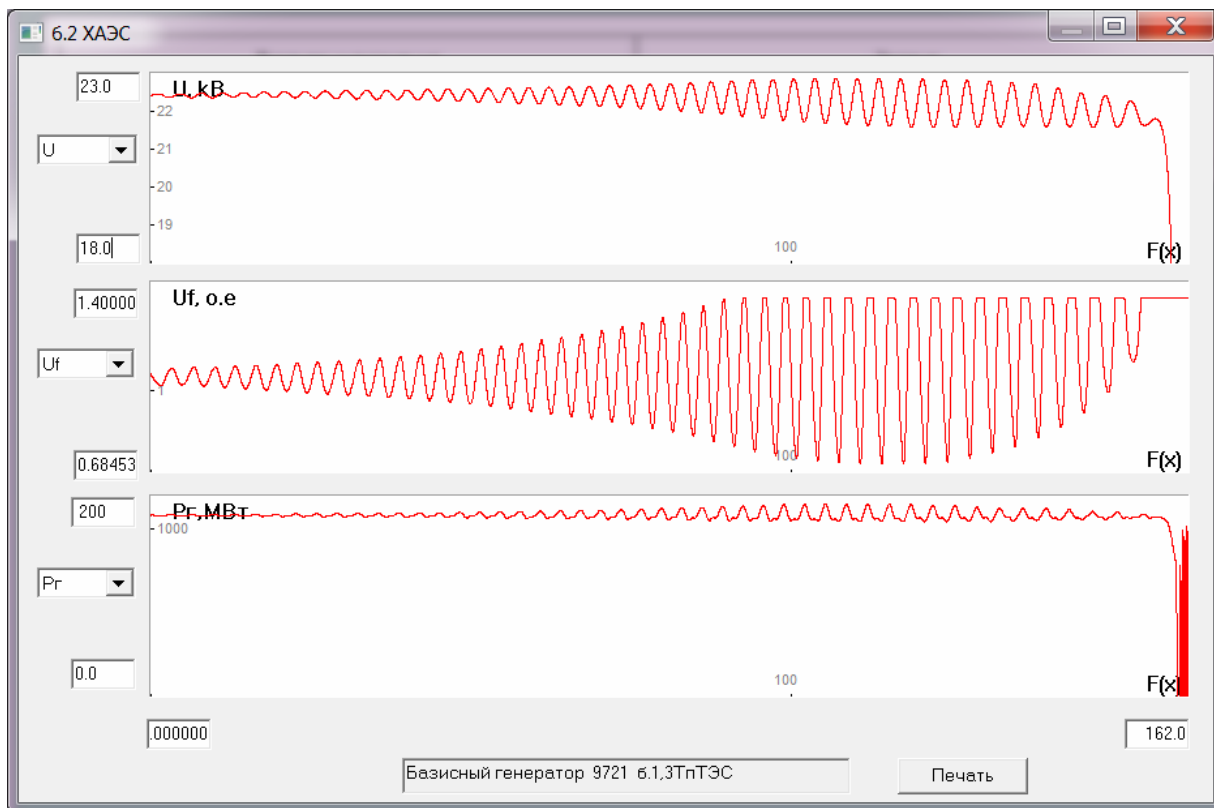


Рис. 4

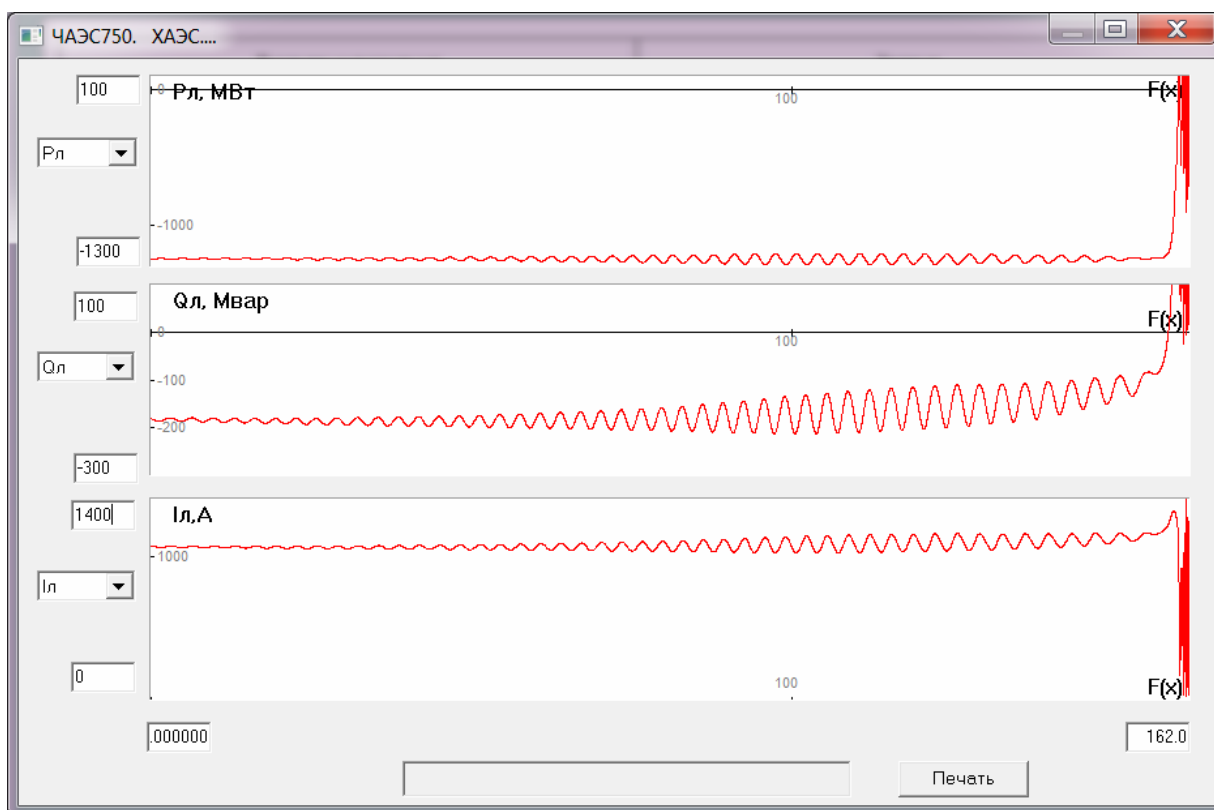


Рис. 5

которые вызывают изменения активной и реактивной мощности генератора. Изменения u_f приводят также к изменениям реактивной мощности, которая выдается по линии 750 кВ ХАЭС-ЧАЭС (рис. 5), что приводит к медленному снижению напряжения в узле нагрузки 723 ПС «Северная» (рис. 6). Через 160 с этот очень медленный процесс ускорится и

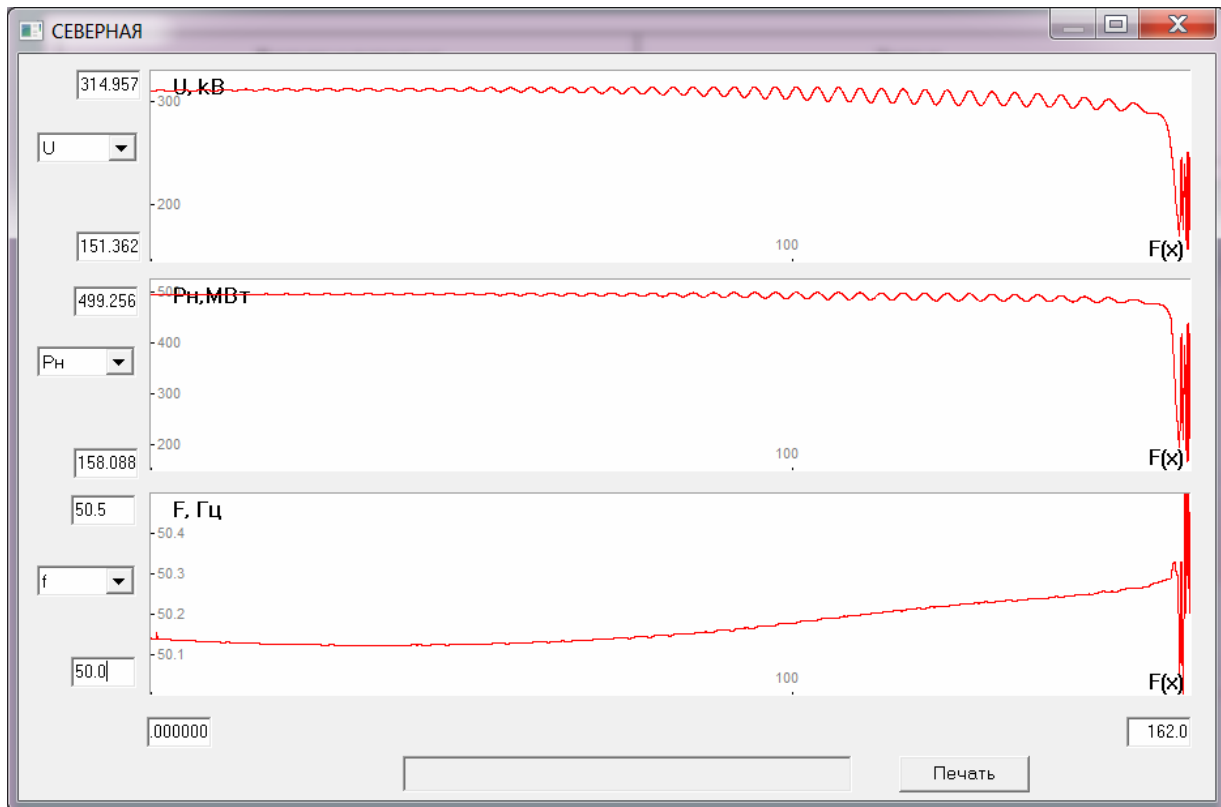


Рис. 6

происходит апериодическое нарушение устойчивости по ВЛ 750 кВ ХАЭС-ЧАЭС и в целом по сечению Запад-Винница.

Такой является картина возмущенного движения неавтономной нелинейной динамической системы с многими степенями свободы, в которой взаимодействие электромеханической подсистемы с электрической осуществляется с участием автоматических регуляторов механических и электрических координат состояния системы.

Выводы. 1. Имитационным моделированием устойчивости ОЭС Украины в сечении Запад-Винница показано, что нелинейность электроэнергетической системы как динамической может приводить в особых условиях (внеплановый ремонт оборудования и т.п.) к нарушению статической устойчивости, которое не выявляет анализ линеаризованных уравнений динамики ЭЭС.

2. Численное решение задачи устойчивости ЭЭС, алгоритмы которого учитывают особенности ЭЭС как нелинейной системы, позволяет анализировать устойчивость ЭЭС не только при больших возмущениях, но и «в малом» (статическая устойчивость) путем расчета переходного процесса при малом конечном возмущении.

1. Авраменко В.Н., Крылов В.А., Черненко П.А., Прихно В.Л. Математические модели и программные средства для решения задач автоматизированного диспетчерского управления энергосистемами. – Киев: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2012. – 303 с.
2. Авраменко В.Н., Юнеева Н.Т., Гуреева Т.М., Бабич Н.А. Тестовая модель ОЭС для сравнения компьютерных моделей анализа устойчивости и живучести ОЭС Украины // Электрические сети и системы. – 2017. – № 4.
3. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. – М.: Наука, 1981. – 568 с.
4. Кондратенко І.П., Ращепкін А.П., Ващишин Д.Д. Електромеханічне перетворення енергії в плоскому лінійному генераторі з постійними магнітами // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2012 – Вип. 33. – С. 39–45.
5. Крылов Н.М., Боголюбов Н.Н. Введение в нелинейную механику. – Киев: Изд. АН УССР, 1937. – 403 с.
6. Шидловська Н.А., Самойленко В.Г. Про деякі задачі нелінійної електротехніки і математичні методи їх дослідження // Техн. електродинаміка. – 2008. – № 5. – С. 3–11.

УДК 621.311:004

В.М. Авраменко, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України

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

Електроенергетична система як об'єкт нелінійної електроенергетики

Дана характеристика електроенергетичної системи як істотно нелінійної динамічної системи. Виконано порівняння аналітичних і чисельних методів аналізу стійкості нелінійних систем. Розрахунками за тестовою схемою, в основі якої переріз Захід-Вінниця ОЕС України, показано, що для перевірки її стійкості «в малому» може бути недостатньо аналізу лінеаризованої моделі ЕЕС. У ремонтних режимах ОЕС України можуть виникати ситуації, коли дія АРЗ генераторів призводить до тривалих коливань параметрів режиму і небезпеки порушення стійкості ОЕС. Ефективне чисельне розв'язання задачі стійкості ЕЕС у програмному комплексі Інституту електродинаміки НАН України АВР-74, чисельно-аналітичні алгоритми якого враховують особливості ЕЕС як нелінійної системи, дає змогу аналізувати не тільки динамічну, але і статичну стійкість ЕЕС шляхом розрахунку перехідного процесу при малому скінченному збуренні. Бібл. 6, рис. 6.

Ключові слова: електроенергетична система, нелінійна система, аналітичний метод, чисельний метод, статична стійкість, скінченне збурення.

V.M. Avramenko

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

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Power system as the object of nonlinear electricity

Electric power system is a highly nonlinear dynamic system. Comparison of analytical and numerical methods of stability analysis of nonlinear systems is full execution. By calculations on the test scheme for the cross section of the West-Vinnitsa IPS of Ukraine, it is shown that to check its stability "in the small" may not be sufficient analysis of the linearized model of power system. As a small disturbance, it was decided to cut 5% of the load of the powerful substation of the Kiev energy center. The automatic regulator of excitation of a strong action which actually is installed at the station was taken into account for the generator of the block number 2 of Khmelnytsky NPP. The load was taken into account by the static characteristics of voltage and frequency. For repair conditions of IPS of Ukraine, there may be situations when the effects of automatic regulation of excitement of generators leads to oscillation mode parameters and risk of violation of stability of the ECO. Efficient numerical solution of the problem of sustainability of EES in the program of the Institute of electrodynamics of NAS of Ukraine ATS-74, numerical-analytical algorithms which take into account the features of the EPS as nonlinear systems, allows to analyze not only the dynamic stability, but static stability of the EPS by computing the transient process at small finite perturbation. Referenses 6, figures 6.

Key words: power system, nonlinear system, analytical method, numerical method, static stability, the ultimate indignation.

Надійшла 30.06.2017

Received 30.06.2017

УДК 621.315.2.016.2

ДОСЛІДЖЕННЯ ФОРМ КРИВИХ ПЕРЕХІДНОГО ПРОЦЕСУ ПРИ КОМУТАЦІЯХ**В.Ю. Лободзинський**

Національний технічний університет України «КПІ ім. І. Сікорського»,

пр. Перемоги, 37, 03056, Київ, Україна

e-mail: vadim_lv@bigmir.net

Проведено теоретичне дослідження та аналіз перенапруг перехідного процесу при комутаціях у високовольтній кабельній лінії. Теоретичне дослідження дало змогу виявити основні закономірності перенапруг при характерних комутаціях. Проведено аналіз складових перехідного процесу, який дає можливість аналізувати форму кривої перехідного процесу для визначення тривалості, амплітуди та вільних складових комутаційних перенапруг, які впливають на ізоляцію високовольтної кабельної лінії. Визначено, що максимальна напруга залежить від кута вмикання та частоти власних коливань, які визначають амплітуду вільних складових. Бібл. 7, рис. 5.

Ключові слова: перехідні процеси, перенапруга, комутація, амплітуда.

Вступ. Підвищення робочої напруги та збільшення довжини кабельних ліній (КЛ) електропередачі збільшує актуальність обмеження в них комутаційних процесів та перенап-

руг. При таких дослідженнях виникає необхідність уточнення умов для здійснення таких обмежень. Уточнення розрахунків перенапруг потребує обов'язкового та ретельного обліку основних природних факторів, таких як частотні залежності втрат у провідних середовищах КЛ. Все це визначає необхідність удосконалювати математичні моделі та алгоритм розрахунку перехідних процесів і використання для їх реалізації обчислювальної техніки.

Кабельні лінії високої та надвисокої напруг мають коливальний характер, оскільки містять зосереджені та розподілені індуктивності та ємності. В нормальних режимах передачі потужності ці коливальні властивості не проявляються. Однією з причин виникнення коливань електричної та магнітної енергії є планові та аварійні комутації. Кожна комутація викликає перехідний процес, який може супроводжуватися перенапругами та деградацією ізоляції кабелів.

Деякі комутаційні перенапруги можливо обмежувати. Техніко-економічні обґрунтування заходів захисту від аварійних перенапруг включають у себе розрахунок та аналіз комутаційних перехідних процесів для оцінки статистичного збитку внаслідок негативного впливу цих процесів на роботу КЛ електропередачі [1-3, 6].

Метою роботи є дослідження методики чисельного розрахунку та аналітичне дослідження форми кривих перехідного процесу при підключенні розімкнутої кабельної лінії до шин електро- та підстанцій.

Матеріали та результати досліджень. При підключенні КЛ до шин станції або підстанції виникає перехідний процес, який можна розглядати як розімкнену лінію довжиною l , при підключенні до джерела синусоїдальної напруги з внутрішньою індуктивністю $L_{дж}$. Максимальна напруга наводиться у кінці лінії.

Знаючи криву перехідної напруги $u(l, t)$ та використовуючи операторну форму запису перехідного процесу, можемо записати

$$u(l, p) = \frac{E(p)}{\operatorname{ch} p\tau + pT \operatorname{sh} p\tau},$$

де $T = L_{дж}/Z_C$; $\tau = l/c = \sqrt{L'C'l}$; $Z_C = \sqrt{L'/C'}$ – хвильові опори лінії; $E(p)$ – зображення ЕРС джерела; $e = E_m \sin(\omega t + \varphi) = E_m (\cos \varphi \sin \omega t + \sin \varphi \cos \omega t) \stackrel{\bullet}{=} E_m \left(\cos \varphi \frac{\omega}{p^2 + \omega^2} + \sin \varphi \frac{p}{p^2 + \omega^2} \right)$.

При включенні у максимум ЕРС ($\varphi = 90^\circ$)

$$u(l, t) = \frac{E_m}{p} \frac{p^2}{p^2 + \omega^2} \frac{1}{\operatorname{ch} p\tau + pT \operatorname{sh} p\tau} = \frac{E_m}{p} \frac{H(p)}{F(p)}.$$

Використовуючи теорему розкладання, знаходимо оригінал:

$$u(l, t) = A_{\text{вим}} \cos \omega t - \sum_{k=1}^{\infty} A_k e^{-\delta_k t} \cos \omega_k t,$$

де ω_k – кутова частота власних коливань; $A_{\text{вим}}$ – амплітуда вимушеної складової, яку визначаємо за формулою

$$A_{\text{вим}} = \frac{E_m}{\cos \omega\tau - \omega T \sin \omega\tau},$$

де A_k – амплітуда вільних складових, яку знаходимо з виразу:

$$A_k = E_m \frac{\omega_k^2}{\omega_k^2 - \omega^2} \frac{2}{\cos \omega_k \tau + \frac{\omega_k \tau}{\sin \omega_k \tau}},$$

де δ_k – коефіцієнт затухання k -ї гармоніки.

Амплітуди вільних коливань утворюють знакозмінний ряд, члени якого зменшуються зі збільшенням порядкового номера k . При $t = 0$

$$A_{\text{вим}} - A_1 + A_2 - A_3 + \dots = 0.$$

Звідси випливає, що $A_1 > A_{\text{вим}}$, це означає, що амплітуда першої вільної складової більша за амплітуду вимушеної складової, а у випадку одночастотного коливального контура $A_1 = A_{\text{вим}}$.

На рис. 1 показано криву напруги у кінці лінії та її складові ($L_{\text{дж}}/Z_C = 0,3$): 1 – вимушена складова; 2 – перша гармоніка; 3 – друга гармоніка.

Максимальне значення вимушеної та перших двох вільних складових можуть співпадати, що і спостерігається в нашому випадку на момент часу $t = \pi/\omega$:

$U_{\text{max}} \approx A_{\text{вим}} + A_1 + A_2$, за умови, що

$$\frac{U_{\text{max}}}{A_{\text{вим}}} \approx \frac{A_{\text{вим}} + A_1 + A_2}{A_{\text{вим}}} = 1 + \frac{A_1 + A_2}{A_{\text{вим}}} > 2.$$

Характер перехідного процесу можна показати як Т-подібну схему заміщення КЛ з внутрішніми параметрами індуктивних $L'l$ та ємнісних $C'l$ елементів на одиницю довжини лінії l , яка під'єднана до джерела синусоїдальної напруги з внутрішньою індуктивністю $L_{\text{дж}}$ (рис. 2).

Схему заміщення (рис. 2) з урахуванням еквівалентних перетворень послідовного з'єднання індуктивностей $L_e = L_{\text{дж}} + L'l/2$ та ємності $C_e = C'l$ можна представити простим коливальним контуром (рис. 3).

Напруга в кінці лінії співпадає з напругою на ємності і містить складову вимушеної складової та першу вільну складову:

$$u(l,t) = u_{\text{вим}} + u_{\text{віль}} = E_m \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 - \omega^2} \times \left[\sin(\omega t + \varphi) - \sqrt{\sin^2 \varphi + \left(\frac{\omega}{\omega_1} \cos \varphi\right)^2} e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \right], \quad (1)$$

де $\varphi_1 = \arctg\left(\frac{\omega_1}{\omega} \text{tg} \varphi\right)$; ω – частота джерела; $\omega_1 = 1/\sqrt{L_e C_e}$ – частота вільних коливань; $\delta = R/2L_e$ – коефіцієнт затухання.

Із формули (1) випливає, що максимальна напруга у кінці лінії U_{max} визначається в основному кутом вмикання φ та частотою власних коливань ω_1 . Ці параметри визначають амплітуду вільних коливань

$$A = E_m \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 - \omega^2} \sqrt{\sin^2 \varphi + \left(\frac{\omega}{\omega_1} \cos \varphi\right)^2}. \quad (2)$$

Для реальних КЛ електропередачі відношення першої власної частоти до промислової більше оди-

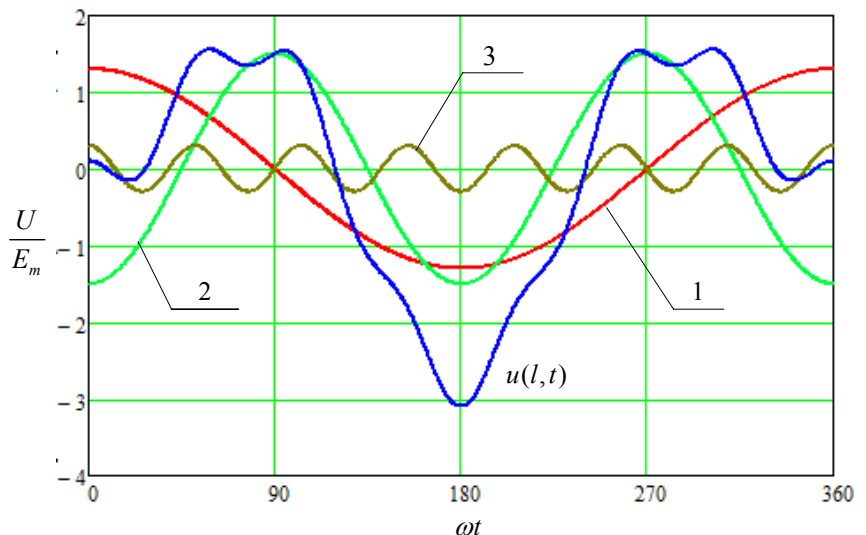


Рис. 1

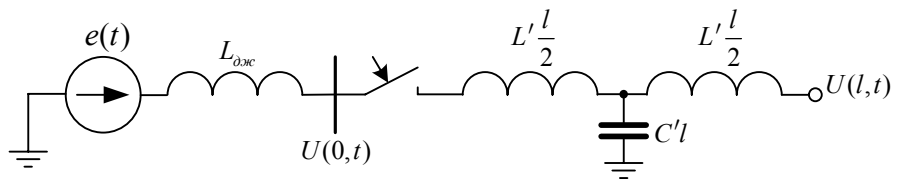


Рис. 2

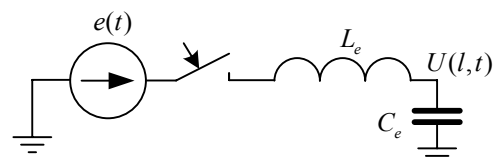


Рис. 3

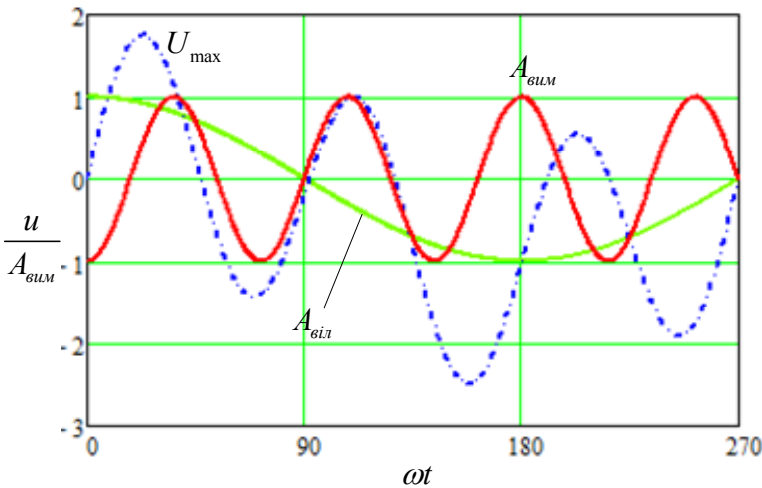


Рис. 4

ниці $\omega_1 / \omega > 1$ [1].

Аналізуючи формулу (2), можемо зробити висновок, що при $\omega_1 / \omega > 1$ амплітуда вільної складової має найбільше значення при кутах вмикання, близьких до 90° або 270° [5, 7]. Якщо ж $\omega_1 / \omega < 1$, то амплітуда вільної складової буде найбільшою, коли кут вмикання φ близький до 0° або 180° , такий випадок виникає тільки в лініях надвисокої напруги, коли для збільшення пропускної спроможності використовують послідовне вмикання ємності для компенсації індуктивного опору лінії.

Розглянемо криві перехідного процесу в деяких окремих випадках. Для прикладу проаналізуємо підімкнення до джерела КЛ при умові $\omega_1 / \omega = 5$ та куті вмикання $\varphi = 90^\circ$. Скориставшись формулою (1), розрахуємо амплітуду вимушеної складової $A_{вим}$ та амплітуду $A_{віль}$ вільної складової напруги (рис. 4). Максимальне значення перехідного процесу досягається за перший півперіод вільних коливань, коли напруга вимушеного режиму не встигає значно змінитися в лінії.

За умови $\omega_1 / \omega = 2$ (рис. 5) найбільше значення напруги досягається на другому максимумі, бо при такому співвідношенні частот через півперіоду промислової частоти амплітуди вимушеного режиму та вільної складової додаються.

У дуже рідкісних випадках можливе виконання умови резонансу на промисловій частоті за умови $\omega_1 = \omega$. При цьому напруга у коливальному контурі буде визначатися виразом

$$u(l, t) = E_m \frac{\omega L_e}{R} (1 - e^{-\delta t}) \sin(\omega t + \varphi). \tag{3}$$

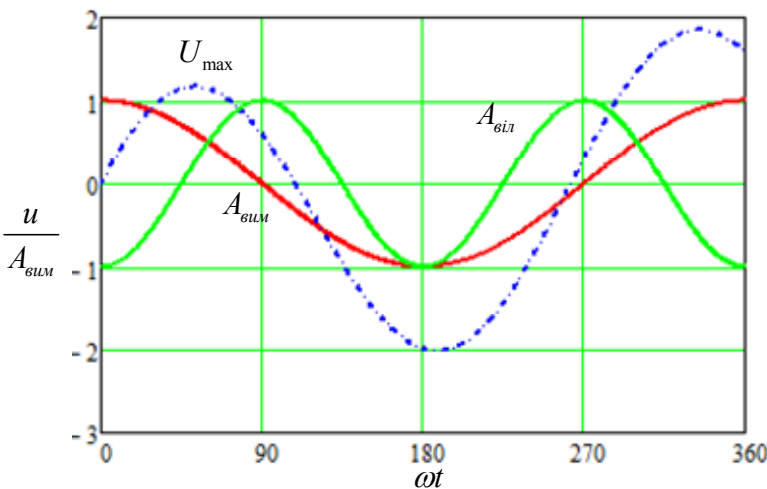


Рис. 5

З формули (3) можна зробити висновок, що напруга поступово збільшується та досягає максимального значення у межах вимушеного режиму, яке складає $E_m \frac{\omega L_e}{R} = (10 \dots 20) E_m$. Це в декілька разів перевищує ЕРС джерела, що визначається високою добротністю контура реальної лінії.

Розглянуті особливості перехідного процесу у простому коливальному контурі зберігаються і для лінії, в якій існує нескінченне число гармонік вільної складової.

При $e(t) = A_{вим} \sin(\omega t + \varphi)$ напруга в кінці лінії

$$u(l, t) = A_{вим} \sin(\omega t + \varphi) - \sum_{k=1}^{\infty} A_k e^{-\delta_k t} \sqrt{\sin^2 \varphi + \left(\frac{\omega}{\omega_k} \cos \varphi \right)^2} \sin(\omega_k t + \varphi_k),$$

де $\varphi_k = \arctg \left[\frac{\omega_k}{\omega} \operatorname{tg} \varphi \right]$; δ_k – коефіцієнт згасання.

Визначення коефіцієнта згасання δ_k є непростим завданням. За даними вимірювання на діючих високовольтних КЛ середнє значення δ_k може буде оцінено 30 с^{-1} (або $0,1 \text{ рад}^{-1}$), що відповідає зменшенню амплітуди вільних коливань за період T промислової частоти на 45 % [4].

Висновок. У роботі проведено аналітичне дослідження комутаційних перенапруг у високовольтних КЛ електропередачі, проаналізовано форми кривих перехідного процесу. Визначено, що максимальна напруга залежить від кута початкової фази при підключенні КЛ до джерела.

Для реальних кабельних ліній електропередачі співвідношення власної частоти до промислової більше одиниці ($\omega_1 / \omega > 1$). Проведений аналіз показав, що при $\omega_1 / \omega > 1$ амплітуда вільної складової має найбільше значення при кутах ввімкнення, близьких до 90° або 270° . Якщо $\omega_1 / \omega < 1$, то амплітуда вільної складової буде найбільшою, коли кут ввімкнення φ близький до 0° або 180° .

1. Базуткин В.В., Домховская Л.Ф. Расчеты переходных процессов и перенапряжений. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 328 с.
2. Базуткин В.В., Ларионов В.П., Пинталь Ю.С. Техника высокого напряжения: изоляция и перенапряжения в электрических системах: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 464 с.
3. Золотарев В.М., Обозный А.Л. Перспективы развития силовых кабелей в электроэнергетике Украины // Энергетика та електрифікація. – 2007. – № 9. – С. 33–36.
4. Золотарев В.В., Чонов Е.Ю. и др. Руководящий технический материал по нормативной базе, применяемым материалам, конструктивным особенностям, испытаниям и выбору кабелей и проводов повышенной пожарной безопасности. – Харьков: Майдан, 2013. – 49 с.
5. Лободзинский В.Ю., Чибелис В.И., Щерба А.А. Анализ переходных процессов и перенапряжений при коммутациях кабельной линии электропередачи в сверхвысоковольтных трехфазных электрических сетях // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність». – 2012. – Ч.1. – С. 155–158.
6. Шидловский А.К., Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н., Золотарев В.М., Василюк Л.Г. Компьютерное моделирование переходных процессов в высоковольтной кабельной линии с транспозицией экранов кабелей // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність». – 2007. – Ч. 3. – С. 3–13.
7. Lobodzinskiy V., Maślak L. Mathematical modeling of the three-phase high-voltage cable lines under the theory of multiterminal networks / Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE), 2015 16th International Conference // IEEE, 2015. – С. 96–98.

УДК 621.315.2.016.2

В.Ю. Лободзинский

Национальный технический университет Украины «КПИ им. И. Сикорского»,
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

Исследование формы кривых переходного процесса при коммутациях

Проведены теоретическое исследование и анализ перенапряжений переходного процесса при коммутациях в высоковольтной кабельной линии. Теоретическое исследование позволило определить основные закономерности перенапряжений при характерных коммутациях. Проведен анализ составляющих переходного процесса, который позволяет анализировать форму кривой переходного процесса для определения длительности, амплитуды и свободных составляющих коммутационных перенапряжений, которые влияют на изоляцию высоковольтной кабельной линии. Определено, что максимальное напряжение зависит от угла включения и частоты собственных колебаний, которые определяют амплитуду свободной составляющей. Библ. 7, рис. 5.

Ключевые слова: переходные процессы, перенапряжения, коммутация, амплитуда.

V.Yu. Lobodzinskiy

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

Research of the form of curves of transition process for commutations

It was conducted theoretical research and analysis of overvoltages transient phenomenon in switching transients of high-voltage cable line. Theoretical research has revealed the basic laws of overvoltages at the typical switching. The analysis of transient process components allows to analyze the shape of the transient-response curve for determination of duration, the amplitude of the forced and free components of switching overvoltages, which have effects on insulation of high-voltage cable line. It was defined that the maximum voltage is mainly determined by the switching angle and self-resonant frequency which determine the amplitude of the transient (free) component. References 7, figures 5.

Key words: transient phenomenon, overvoltage, switching, range.

Надійшла 29.06.2017

Received 29.06.2017

УДК 621.311.13

АНАЛІЗ ПЕРЕДУМОВ ПОШКОДЖЕННЯ ЕЛЕГАЗОВИХ ВИМИКАЧІВ У ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ 750 кВ

В.Г. Кузнецов, чл.-кор. НАН України, **Ю.І. Тугай**, докт. техн. наук, **О.Г. Шполянський**, канд. техн. наук

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

Для підвищення надійності роботи елегазових вимикачів виконано аналіз таких можливих причин їх відмови, що не можуть бути виявлені засобами традиційного моніторингу стану. Як приклад розглянуто розвиток ситуації, що призвела до пошкодження елегазового вимикача електричної підстанції 750 кВ «Північноукраїнська». На підставі записів, які були здійснені реєстратором інформації «РЕГІНА», виконано аналіз параметрів режиму, що передували пошкодженню. В програмному середовищі Matlab/Simulink розроблено цифрову модель та виконано моделювання комутаційних перехідних процесів у лінії електропередачі 750 кВ «Північноукраїнська-Курська АЕС». Визначено потенційно небезпечні для елегазових вимикачів режими роботи та надано рекомендації по їх запобіганню. Бібл. 5, рис. 5, табл. 4.

Ключові слова: елегазовий вимикач, комутація, вмикання, ізоляційна здатність.

Експлуатація масляних і повітряних вимикачів супроводжується великими матеріальними витратами, що пов'язані з утриманням масляних і компресорних господарств, повітропроводів тощо. Багато типів масляних і повітряних вимикачів та запчастин до них давно знято з виробництва. Підтримка таких вимикачів у належному стані, їх заміна або ремонт значно ускладнюється. Тому в електричних мережах 110...750 кВ відбувається поступова заміна масляних і повітряних вимикачів на елегазові.

В елегазових вимикачах (ЕВ) як ізолююче середовище використовується шестифториста сірка SF₆. Її в Україні зазвичай називають елегазом (електротехнічний газ). Елегаз не вступає в реакцію з конструкційними матеріалами, нетоксичний, пожегобезпечний. Густина його в п'ять разів перевищує густину повітря. Ця особливість, а також здатність молекул елегазу, через великий переріз радіаційного захоплення, інтенсивно приєднувати вільні електрони і обумовили його високу ізоляційну здатність. До того ж він практично не схильний до деградації з плином часу, і його ізоляційна якість не погіршується протягом тривалої роботи обладнання. Властивості елегазу сприяють відмиканню великих струмів, що виникають під час короткого замикання (КЗ).

Але набутий досвід експлуатації ЕВ засвідчує, що за певних умов відбуваються пошкодження їх основних контактів і руйнування дугогасильних камер [1, 2]. Це призводить до аварійного відімкнення потужних магістральних ліній електропередачі надвисокої напруги, які з'єднують окремі частини енергосистеми та забезпечують видачу потужності атомними електростанціями (АЕС). Розвивається важка системна аварія з виникненням ізольованих дефіцитних і надлишкових за балансом потужності частин енергосистеми, а також аварійним погашенням блоків АЕС. Тому мету виконання роботи, що присвячена аналізу причин аварій такого типу на основі дослідження відмови ЕВ на ПС 750 кВ «Північноукраїнська» енергосистеми України, можна вважати важливою та актуальною.

На підстанції 750 кВ «Північноукраїнська» на ЛЕП 750 кВ «Північноукраїнська-Курська АЕС» встановлено вимикачі фірми АВВ типу ЛТВ 800Е4 [5]. Довжина ЛЕП складає 186,2 км. По кінцях лінії в кожній фазі ЛЕП 750 кВ підключені шунтувальні реактори (ШР) 750 кВ з реактивним опором $X_p=1876,8$ Ом. Вмикання та відмикання вимикача відбуваються за допомогою пристрою керованої комутації (ПКК) SwitchSync f236 [4].

Аварійна ситуація на підстанції розвивалась таким чином. У фазі «С» повітряної лінії 750 кВ «Північноукраїнська – Курська АЕС» відбулось однофазне КЗ, яке було відімкнуто з обох сторін. Відімкнулась фаза «С» з наступним відімкненням фаз «А» та «С» захистом від

їх неперемикання. Реєстратором аварійних подій «Регіна» визначено місце пошкодження – 491 м від шин підстанції «Північноукраїнська». Оглядом обладнання підстанції видимих пошкоджень не виявлено. При повторній подачі напруги на повітряну лінію спрацювали резервні захисти, що були приведені в дію при вмиканні та був сформований імпульс на відмикання ЕВ 750 кВ. Аналізом результатів, отриманих реєстратором «Регіна», встановлено, що фаза «С» була ввімкнена на стійке КЗ (рис. 1 в). Одночасно спрацювали на відмикання приводи фаз «А» та «В», але їх контакти не розірвали струм холостого ходу лінії, тому напруга та струм повітряної лінії існували в фазі «А» 28,23 с та в фазі «В» 28,44 с. Діюче значення струмів по фазах «А» та «В» у перший момент часу (до відімкнення фази «С») складало приблизно 600 А (рис. 1 а, б) з великою долею аперіодичної складової, при цьому їх величина була нестабільна в розглянутих проміжках часу фіксації процесу та складала у середньому 200 А. Імпульси керування (ввімкнення та відмикання) подавались майже одночасно. Після чого відбулось пошкодження фази «А» та «В» ЕВ 750 кВ.

Для моделювання й аналізу перехідних процесів під час розвитку аварії було використано пакет прикладних програм Matlab. Лінія 750 кВ «Північноукраїнська – Курська АЕС» була представлена блоком Distributed Parameter Line (лінія з розподіленими параметрами). Робота ПМК SwitchSync F236 моделювалась за допомогою введення відповідних затримок видачі команд на ввімкнення/відімкнення вимикача після перетину нуля кривою напруги фази «А». Вимикачі моделювались за допомогою блока Ideal Switch (ідеальний вимикач). Коротке замикання на землю в фазі «С» моделювалось за допомогою блока Three-Phase Fault (трифазне пошкодження) з опором КЗ 2 Ом, що в результаті моделювання давало струм і напругу в фазі «С», близькі до значень, зафіксованих на ПС 750 кВ «Північноукраїнська».

Вирішальним фактором для успішної комутації елегазових вимикачів є наявність переходу струму через нульове значення [3]. Перехід струму через нульове значення визначається величиною аперіодичної складової струму, який цей вимикач розриває. Робота обмежувачів перенапруг і явище корони не мають помітного впливу на аперіодичну складову струму, а дуга при розмиканні контактів вимикача сприяє зменшенню аперіодичної складової струму. Тому вони не враховувались при моделюванні перехідних процесів.

Увімкнення ЕВ 750 кВ типу відбувалось за допомогою пристрою керованої комутації SwitchSync f236. Затримки ввімкнення відносно нуля напруги фази «А» складали: 0 мс для фази «А»; 6,7 мс для фази «В» і 13,3 мс для фази «С». Такі затримки було обрано за рекомендаціями виробника з метою зменшення комутаційних перенапруг під час увімкнення вимикача. З рис. 1 видно, що ввімкнення ЕВ у фазі «А» приблизно відбулося в момент часу 0,2 с, а в фазах «В» та «С» – з відповідними затримками. Струм у фазі «С» припинив протікати приблизно в 0,27 с. Повний час відімкнення ЕВ 750 кВ типу ЛТВ 800Е4 не перевищує 40 мс [3]. Тому можна сказати, що процес відімкнення вимикача почався приблизно в момент часу 0,23 с. На рис. 2 представлено аперіодичні струми в фазах ЕВ 750 кВ, зафіксовані при ввімкненні на КЗ у фазі «С». Вони були отримані шляхом виділення постійної складової з миттєвих значень відповідних струмів. При цьому будь-яка обробка (фільтрація, згладжування і т.п.) вхідного і вихідного сигналів не здійснювалась. З рис. 2 а, б видно, що аперіодичні скла-

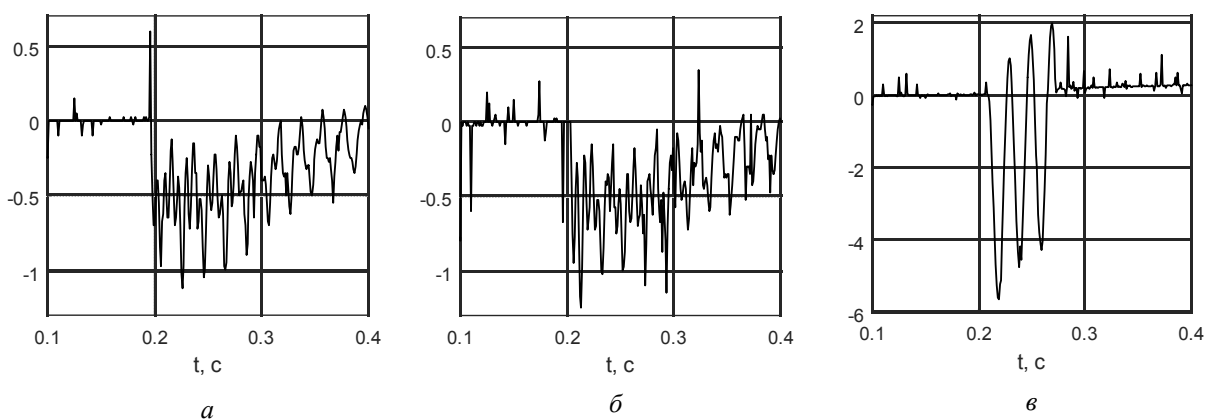


Рис. 1

дові струмів фаз «А» і «В» на інтервалі часу 0,23...0,27 с складають приблизно 145...185 і 180...210 % відповідно. Це суттєво перевищує граничне значення аперіодичної складової струму для такого типу вимикачів, яке дорівнює 58 %. Дуга в фазах «А» і «В» продовжувала горіти після розходження контактів, що викликало тривалий вплив високих температур і тиску на елементи вимикача і призвело до руйнування полюсів фаз «А» і «В». У фазі «С» аперіодична складова струму за період часу 0,23...0,27 с складала приблизно 62,3...38,2 %, а після 0,25 с була меншою 58 % (рис. 2 в).

Тому в фазі «С» елегазового вимикача гасіння дуги відбулося. За наданими вихідними даними було проведено моделювання перехідного процесу з метою верифікацій математичної і цифрової моделей (рис. 3).

Проходження напруги через нуль у фазі «А» при моделюванні відбувається на момент часу 0,19 с. Увімкнення вимикачів у фазах відбувалось відповідно до уставок ПКК SwitchSync F236 CLOSE DELAY1: «А» – 0,19 с, «В» – 0,1967 с, «С» – 0,2033 с. Уставка CLOSE DELAY2, яка була задана однаковою для всіх фаз і дорівнювала 1,8 мс, відповідає проміжку часу між початком протікання струму між контактами вимикача та їх механічним з'єднанням. У моделі ідеального вимикача з'єднання контактів відбувається миттєво. Тому при моделюванні уставка CLOSE DELAY2 була прийнята рівною нулю. Відімкнення фази «С» відбулось у момент 0,27 с. З рис. 3 видно, що аперіодичні складові струмів на інтервалі часу 0,24...0,27 с складають приблизно 155...185 % у фазі «А» (рис. 3 а) і 145...165 % (рис. 3 б) у фазі «В».

Для аналізу впливу режиму роботи шунтувальних реакторів і КЗ на рівні аперіодичних складових струмів при подачі напруги на ПЛ 750 кВ «Північноукраїнська – Курська АЕС» було проведено моделювання перехідних процесів. Час увімкнення: фаза «А» – 0,19 с, фаза «В» – 0,1967 с, фаза «С» – 0,2033 с, що відповідає уставкам CLOSE DELAY1.

Умови проведення розрахунків наведено в табл. 1, а результати моделювання для проміжку часу 0,24...0,27 с – у табл. 2.

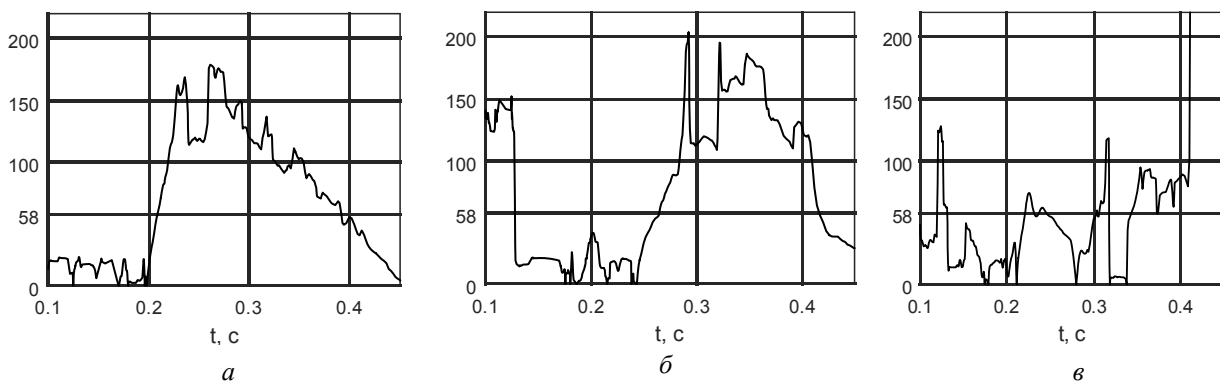


Рис. 2

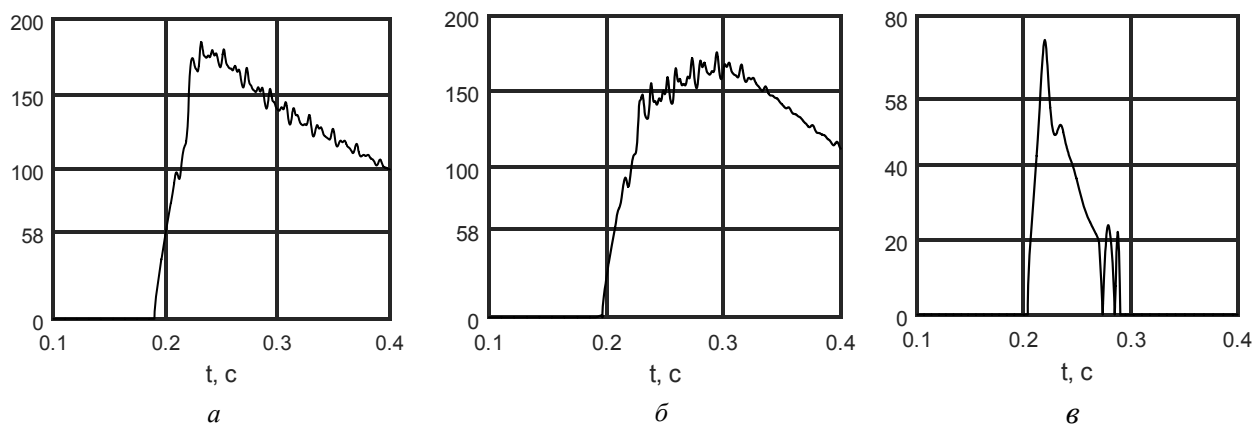


Рис. 3

Таблиця 1

№ розрахунку	ШР на ПС «Північноукраїнська»	ШР на ПС «КАЕС»	КЗ на фазі «С»
1	є	є	є
2	є	є	нема
3	є	нема	є
4	є	нема	нема
5	нема	є	є
6	нема	є	нема
7	нема	є (0,5 x _p)	є

Таблиця 2

№ розрахунку	I пер. rms, A			I апер., A			I апер., %		
	Ia	Ib	Ic	Ia	Ib	Ic	Ia	Ib	Ic
1	463,3 – 396,8	534,0- 232,6	2666- 2496	429,5- 363,1	479,4- 400,8	1549- 654,6	174,9- 155,4	144,6- 159,5	44,6- 19,9
2	443,4- 386,7	507,7- 413,4	475,4- 388,1	420,1- 356,3	470,4- 393,7	415,7- 348,6	209,4- 164,3	178,0- 201,1	120,6- 142,7
3	313,5- 285,8	409,5- 341,1	2667- 2497	281,4- 260,6	329,9- 301,4	1550- 656,2	138,0- 152,2	89,9- 127,4	44,7- 19,9
4	303,9- 271,3	380,1- 319,1	417,9- 350,4	272,7- 250,1	322,7- 292,2	294,9- 267,6	139,5- 166,5	105,7- 159,4	66,5- 78,2
5	273,1- 229,8	374,5- 280,9	2666- 2496	234,6- 188,1	285,4- 230,9	1548- 651,9	115,7- 97,6	78,1- 98,4	44,6- 19,9
6	244,1- 220,9	309,2- 242,3	394,7- 270,8	209,2- 162,1	263,0- 207,8	242,3- 185,5	118,5- 73,3	106,5- 121,4	52,23- 61,63
7	383,9- 309,19	457,43- 341,69	2663- 2495	339,57- 262,02	405,09- 313,74	1545- 646,33	133,86- 109,39	138,71- 147,09	44,53- 19,69

Як бачимо з табл. 2, за наявності або відсутності КЗ у фазі «С», ШР підключених з обох боків ПЛ або тільки з одного при подачі напруги з боку ПС 750 кВ «Північноукраїнська» на ПЛ 750 кВ «Північноукраїнська – Курська АЕС» за заданими для ПКК уставками часу виникають аперіодичні складові струму, величина яких перевищує 58 % на інтервалі часу 0,24...0,27 с хоча б в одній з фаз.

Так, при відсутності КЗ і двох групах ШР (розрахунок 2, табл. 1, 2), підключених по кінцях ПЛ-750 кВ «Північноукраїнська – Курська АЕС», аперіодична складова струму на інтервалі часу 0,24...0,27 с для фази «А» приблизно складає 209,4...164,3 %, фази «В» – 178,0...201,1 %, фази «С» – 120,6...142,7 % (рис. 4). У цьому випадку передумови для успішного відімкнення вимикача за аперіодичною складовою струму з'являються лише через 0,39 с після ввімкнення. Таким чином, відсутність КЗ або відімкнення однієї з груп шунтувальних реакторів не гарантує успішного відімкнення елегазового вимикача 750 кВ.

Ступінь компенсації зарядної ємності лінії можна оцінити за формулою $K_3 = \frac{1}{X_p B_{1л}}$,

де X_p – еквівалентний індуктивний опір ШР; $B_{1л}$ – ємнісна провідність прямої послідовності ЛЕП. Для ЛЕП «Північноукраїнська-КАЕС» $B_{1л} = 763,05$ мкСм. Таким чином, ступінь компенсації зарядної ємності при одній підключеній групі ШР складе 0,698, при двох групах – 1,396. У досліді 7 (табл. 1) ШР на ПС «Північноукраїнська» відключено, а опір ШР на ПС «КАЕС» зменшено у два рази ($X_p = 938,4$ Ом). Ступінь компенсації зарядної ємності лінії складає 0,349. Але і в цьому випадку спостерігається перевищення припустимого рівня аперіодичного струму в фазах «А» і «В» (табл. 2). Отже, небезпечні величини аперіодичних струмів, що загрожують безаварійній роботі ЕВ, можуть виникати і при відносно невеликому ступені компенсації зарядної ємності лінії.

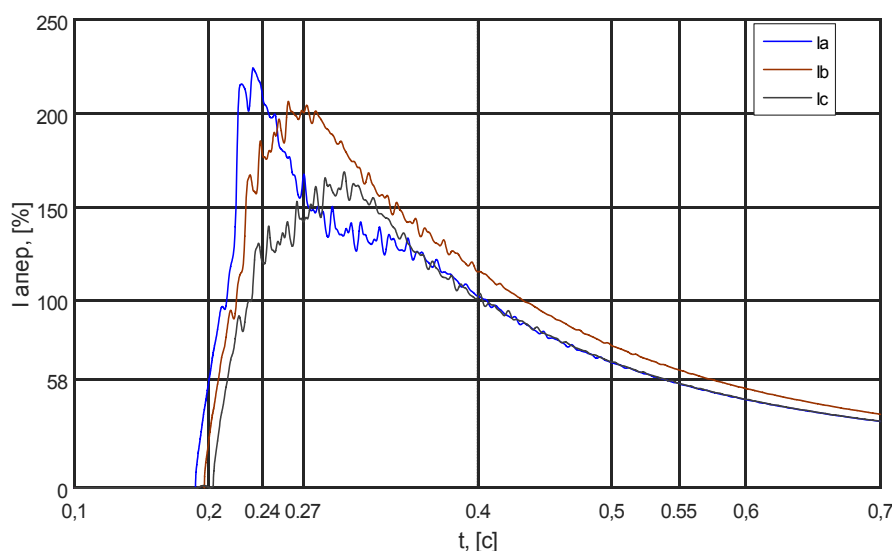


Рис. 4

Програма комутації може бути задана таким чином, щоб при ввімкненні ЕВ зменшувати рівні комутаційних перенапруг (замикання контактів вимикача відбувається при переході напруги через нуль) або аперіодичних складових комутаційних струмів (замикання контактів вимикача відбувається при максимальному значенні амплітуди напруги). Перевіримо, чи можна створити передумови для успішного

відімкнення вимикача за аперіодичною складовою струму відразу після його ввімкнення. Для цього задаємо затримки часу для увімкнення фаз вимикача таким чином, щоб момент початку протікання струму припадав на максимум фазної напруги: фаза «А» – 5 мс; фаза «В» – 11,7 мс; фаза «С» – 8,3 мс. Увімкнення вимикачів у фазах відбувалось: «А» – 0,195 с; «В» – 0,2017 с; «С» – 0,1985 с. Умови проведення моделювання наведено в табл. 3.

Таблиця 3

№ розрахунку	ШР на ПС «Північноукраїнська»	ШР на ПС «КА-ЕС»	Наявність КЗ у фазі		
			«А»	«В»	«С»
1	є	є	нема	нема	нема
2	є	нема	нема	нема	нема
3	нема	є	нема	нема	нема
4	є	є	є	нема	нема
5	є	нема	є	нема	нема
6	нема	є	є	нема	нема
7	є	є	нема	є	нема
8	є	нема	нема	є	нема
9	нема	є	нема	є	нема
10	є	є	нема	нема	є
11	є	нема	нема	нема	є
12	нема	є	нема	нема	є
13	є	є	є	є	є

Результати для періоду часу моделювання 0,24...0,27 с наведено в табл. 4.

З табл. 4 можна побачити, що аперіодичні складові струму за проміжок часу, який відповідає моменту відімкнення вимикача, став значно меншим. При різноманітних варіантах підключених ШР у фазах, в яких відбулося однофазне КЗ, вони не перевищують 12 %. Це стосується і розрахунку 10, в якому місце КЗ і режим роботи ШР відповідають умовам під час руйнування ЕВ. Аперіодичні складові фазних струмів при подачі напруги на ПЛ цього розрахунку представлені на рис. 5. При трифазному КЗ і двох групах ШР аперіодичні складові фазних струмів не перевищують 15 %. Таким чином, при затримках до початку протікання струму фази «А» – 5 мс, фази «В» – 11,7 мс, фази «С» – 8,3 мс відносно нуля напруги фази «А» виникають передумови за рівнями аперіодичних складових струмів для успішного відімкнення вимикача без затримки часу після його ввімкнення.

Таким чином, причиною виникнення неприпустимих за величиною значень аперіодичних струмів у фазах «А» і «В» і відповідно розвитку аварії було неоптимальне значення

Таблиця 4

№	I пер. rms, А			I апер., А			I апер., %		
	Ia	Ib	Ic	Ia	Ib	Ic	Ia	Ib	Ic
1	310,29-333,1	567,73-285,3	436,18-316,15	1,79-9,39	49,45-31,07	40,6-34,49	0,4-1,9	6,16-7,7	6,58-7,13
2	295,13-157,3	666,2-464,75	466,27-311,82	30,22-8,39	101,52-65,1	34,97-7,83	7,24-3,77	10,77-9,9	5,3-1,77
3	333,88-405,25	674,28-304,33	525,29-316,74	1,96-27,66	51,18-6,68	11,23-43,96	0,41-4,83	5,36-1,55	1,51-9,81
4	2335-2335	540,32-366,55	398,66-302,27	110,95-46,66	31,31-14,68	3,21-9,9	3,36-1,41	4,1-2,83	0,57-2,31
5	2335-2335	591,62-419,02	420,54-260,23	111,15-46,87	93,84-62,56	52,2-26,33	3,36-1,42	11,22-10,56	8,77-7,15
6	2335-2335	640,88-411,11	439,26-311,02	11,07-46,72	57,57-6,42	18,26-23,29	3,36-1,41	6,35-1,1	2,94-5,29
7	371,81-274,53	2342-2332	523,88-350,35	6,39-2,85	150,46-63,5	32,51-43,99	1,21-0,73	4,54-1,92	4,39-8,75
8	412,26-212,73	2342-2332	561,17-406,27	48,71-28,92	150,52-62,5	55,88-30,4	8,35-9,61	4,54-1,92	7,03-5,29
9	403,92-311,11	2342-2332	624,05-395,57	27,4-12,13	150,65-63,67	20,92-26,00	4,8-2,76	4,55-1,93	2,37-4,65
10	368,6-297,04	613,91-392,66	2339-2333	6,33-2,71	19,09-5,58	107,93-45,35	1,22-0,65	2,2-1,0	3,26-1,37
11	390,72-180,59	645,35-477,53	2339-2333	45,15-23,95	87,47-56,36	108,16-45,59	8,17-9,38	9,58-8,37	3,27-1,38
12	374,9-301,76	696,64-452,34	2339-2333	26,27-14,92	44,26-9,69	108,06-45,42	4,95-3,5	4,49-1,51	3,27-1,38
13	2399-2346	2419-2376	2416-2364	287,24-65,1	117,3-107,19	479,76-260,22	8,46-1,96	3,43-3,19	14,04-7,78

установку часу
CLOSEDELAY1
(фази «А» – 0 мс,
фази «В» – 6,7 мс,
фази «С» – 13,3 мс)
і CLOSEDELAY2
(1,8 мс для всіх
фаз) для при-
строю керованої
комутації Switch-
Sync f236, що
рекомендовані ви-
робником вими-
качів.

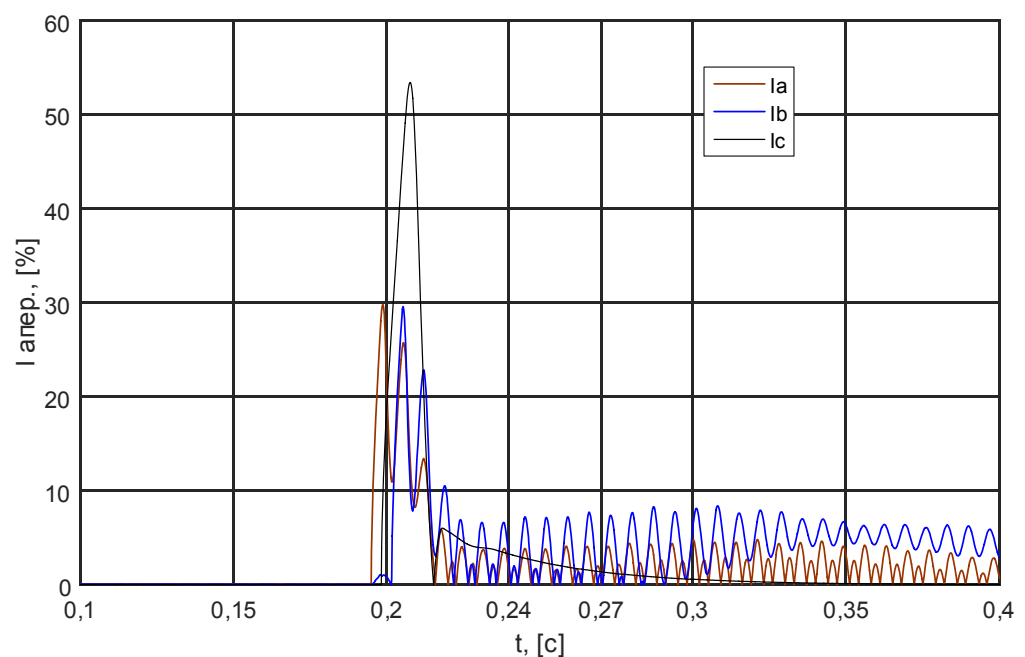


Рис. 5

Висновки. 1. При проектуванні та експлуатації електричних мереж слід враховувати особливі умови роботи елегазових вимикачів на ЛЕП з шунтувальними реакторами, пов'язані з гасінням аперіодичних струмів.

2. Для можливості перевірки надійної роботи елегазових вимикачів виробник повинен у технічній документації вказувати допустимі параметри аперіодичної складової в сумарному струмі: її рівень та інтервал часу, протягом якого миттєве значення сумарного струму має досягти нульового значення.

3. Ввімкнення контактів вимикача в моменти, близькі до максимуму напруги на його контактах, є ефективним заходом зниження аперіодичної складової струмів у вимикачах. Допустимий розкид моменту ввімкнення залежить від параметрів схеми, тому має розраховуватися для кожної конкретної ЛЕП. При розрахунку допустимого розкиду моменту ввімкнення слід орієнтуватися на комутацію пробного ввімкнення в циклі ОАПВ.

4. Налаштування пристрою керованої комутації елегазового вимикача необхідно виконувати за результатами моделювання перехідних процесів характерних режимів конкретної ЛЕП з одночасним контролем рівнів аперіодичних складових струмів і перенапруг. При необхідності потрібно передбачати додаткові технічні засоби щодо їх обмеження.

1. Наумкин И.Е. Аварийные отказы элегазовых выключателей при коммутациях компенсированных ВЛ 500–1150 кВ // Электричество. – 2012. – №10. – С. 22–32.
2. Панов А.В., Войтов Д.В., Нестриженний М.О. Деякі практичні питання моніторингу елегазових вимикачів // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2013. – Вип. 36. – С. 71–74.
3. Тугай Ю.І., Мельничук В.А. Перехідні процеси в розподільчих пристроях електростанцій з елегазовими вимикачами // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2014. – Вип. 39. – С. 5–8.
4. *Controlled Switching, Buyer's & Application Guide* // ABB. – 2013. – № 8. – 54 с.
5. *Live Tank Circuit Breakers. Buyer's Guide* // ABB AB. – 2014. – 152 p.

УДК 621.311.13

В.Г. Кузнецов, чл.-корр. НАН України, **Ю.І. Тугай**, докт. техн. наук, **О.Г. Шполянський**, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

Анализ предпосылок повреждения элегазовых выключателей в электрических сетях 750 кВ

Для повышения надежности работы элегазовых выключателей выполнен анализ таких возможных причин их отказа, которые не могут быть выявлены средствами традиционного мониторинга состояния. В качестве примера рассмотрено развитие ситуации, которая привела к повреждению элегазового выключателя электрической подстанции 750 кВ «Североукраинская». На основании записей, сделанных регистратором информации «Регина», выполнен анализ параметров режима, предшествующих повреждению. В программной среде Matlab/Simulink разработана цифровая модель и выполнено моделирование коммутационных переходных процессов в линии электропередачи 750 кВ «Североукраинская – Курская АЭС». Определены потенциально опасные для элегазовых выключателей режимы работы и даны рекомендации во избежание их. Библ. 5, рис. 5, табл. 4.

Ключевые слова: элегазовый выключатель, коммутация, включение, изоляционная возможность.

V.G. Kuznetsov, Yu.I. Tugai, O.G. Shpolyansky

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

Analysis of the preconditions of SF6 circuit breakers' damage in 750 kV electric networks

To improve performance reliability of SF6 circuit breakers, an analysis of the possible reasons for their failure, which cannot be detected by traditional monitoring, was performed. As an example, a development of the situation, which led to SF6 circuit breaker damage at "Pivnichnoukrainska" 750kV-substation, was considered. Based on the records received from "REGINA" recorder, the analysis of operating parameters preceding the damage was performed. Matlab/Simulink environment was used to develop a digital model and simulate switching transient phenomena in 750kV transmission lines of "Pivnichnoukrainska-Kurska APS". Potentially hazardous operating conditions for SF6 circuit breakers were identified and recommendations for their prevention were given. References 5, figures 5, tables 4.

Key words: SF6 circuit-breaker, switching, turning on, insulating capacity.

Надійшла 14.06.2017
Received 14.06.2017

УДК 621.315.1

THE PREVENTION MEASURE OF RESONANCE OVERVOLTAGES IN OPEN-PHASE MODE IN EXTRA HIGH VOLTAGE TRANSMISSION LINES

V.V. Kuchanskyy

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: skilldur@ukr.net

The long time resonance overvoltages arising through resonance of current, due to coincidence of the range parameters in open-phase modes. This type of overvoltages caused by the network properties and can be removed by changing the ratio between its network parameters. Unlike switching overvoltages that last few hundredths of second, resonance overvoltages not only arise unexpectedly, but there may exist a long time until the effect of increasing voltage protection, voltage regulators or intervention personnel do not perform schema changes or regime. Resonance overvoltages not taken into account when selecting insulation or surge protection devices as these protective measures calculated to limit switching overvoltages, not to extinguish a long process. Therefore, the probability of accidents and development system failure in the resonance overvoltages is considerable. Thus the improvement of analytical methods and developing appropriate simulation and mathematical models to study the resonance overvoltages in their occurrence, development and existence, the solution of which is devoted this work, there is an actual scientific and practical problem. The paper also discussed the application of the developed methods and models to identify factors in electrical networks that have the greatest impact on the appearance and values of overvoltages, also selecting means of preventing and limiting this kind of overvoltages. References 7, figures 5, tables 2.

Key words: open phase mode, resonance overvoltages, shunt reactor, simulation model.

General description of the problem. Main power overhead lines of rated voltage 330-750 kV are bulk lines in supergrid electrical system and provide power delivery from powerful nuclear power unit and also provide necessary power exchange between power utility systems. In addition, their development and efficient operation is an important prerequisite for future integration of the United Energy System of Ukraine into the European grid. It is because damaged lines or equipment that ensures their interconnection to power system is a heavy accident, it can cause disintegration of the bulk supergrid system into separate parts, in which will be a deficit or oversupply of generating capacity, and therefore it will cause shutdown of consumers in scarce regions and stop blocks in power surplus regions. Of course, such an abnormal mode backbone of electric grid will be different from optimal [2-4, 5-7]. Thus preventing the failure of extra high voltage power lines is an important scientific and practical problem in terms of reliability of electricity supply and ensuring satisfactory quality and efficiency of the main power electrical systems.

One of the main causes of equipment failure in the main electrical network is overvoltages. Overvoltages are the values of voltage which according to the technical requirements exceed the maximum value of normal operating voltage. The reason is that the relatively small insulation reserve provides for the equipment of the electricity grid because of its high cost for a given voltage. Generally, cost of power systems insulation is a significant factor in capital investment.

In spite of overvoltages which appear in normal operation condition of extra high voltage lines, resonance overvoltages characterized by modes in which parameters deviation from the design parameters are essential. In paper under such source of distortion accept short time open phase mode of overhead line and group of shunt reactors. In such abnormal condition appears resonant circuit with distributed capacity of overhead line and lumped inductance of shunt reactors group. Although causes of occurrence these kinds of overvoltages are well-known, their appearance and characteristics depend on many factors. The shunt reactors group, which are installed on extra high transmission lines for compensation charge capacity are one the most fundamental factors. In other words in abnormal conditions it possible various combinations of open phase modes of shunt reactors group that is why in the design and exploitation extra high transmission lines is necessary

scrupulous and inclusive checking necessary and sufficient conditions of abnormal overvoltages appearance in extra high voltage networks.

The approach of solving problem. The voltage arising from the formation of an appropriate range of line distributed capacitances with inductance group of shunt reactor at open-phase mode of power lines are shown [1, 2]. For a more complete and accurate understanding of the causes of

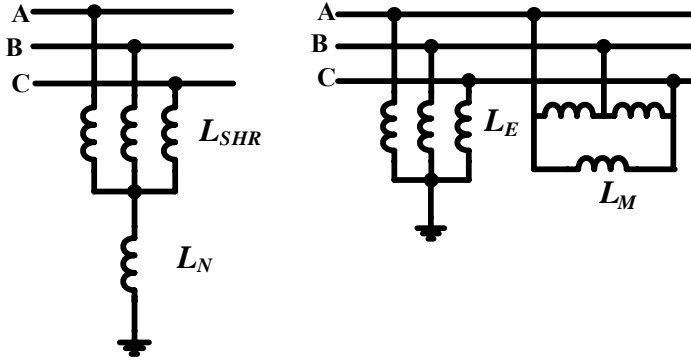


Fig. 1

resonance overvoltages at open-phase mode schematic diagram and equivalent circuit of shunt reactors set in neutral compensation reactor is depicted on Fig. 1. The neutral compensation reactor is used specifically for suppression of second arc current in pause of single phase auto-reclosure [4, 6, 7]. In four-rayed connection of group Fig. 1 inductance compensate not only the capacitance between the ground but also the interfacial capacitance between phases of the line

For better understanding of the action of four-rayed connection of group shunt reactor expressions below are constituents L_M – interphase inductance between phases and L_E – inductance between phase and earth:

$$L_M = \frac{L_P}{L_N}(L_P + 3L_N), \quad L_E = L_P + 3L_N, \quad (1)$$

L_N – inductance of neutral compensator reactor; L_P – inductance of shunt reactor.

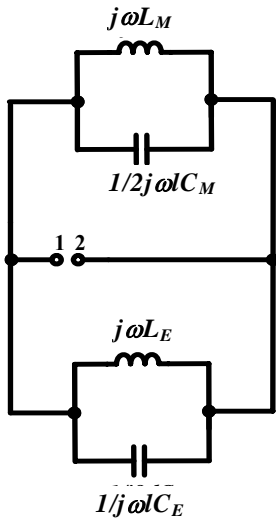


Fig. 2

On equivalent circuit of group shunt reactor Fig. 2 it is shown that installation in neutral compensation reactor is equivalent to appearance of two inductance circuit – L_E that is inductance resistance of shunt reactor for compensation of capacitance between phase and earth and L_M – inductance for compensation of mutual capacitance of the line. When value of equivalent inductance L_M is tuned to full compensation of mutual capacitance current resonance occurs Fig. 2:

In circuit Fig. 2 existence of resonance of currents is possible. The current resonance is characterized by higher values of overvoltages in the outer circle.

The model was developed to study the processes at single phase auto-reclose in the environment MATLAB/Simulink [1,3] which are illustrated on Fig. 3. This model includes additional models of group shunt reactors and arc of alternating current to investigate resonance overvoltages as against [3, 4]. There were made calculations to find the effective

measure to prevent this kind of overvoltages. The three phase power system is simulated by voltage sources with fixed voltage and inductance. The overhead line is simulated by two parts, which are given complex matrices with distributed elements or values on the forward and reverse sequence.

The resonance overvoltages were obtained for real transmission line Khmelnytsky Nuclear Power Plant (Ukraine) – Rzeszow (Poland) with value of parameters which are shown in Tables 1 and 2. In Table 2 are shown parameters of equivalent systems.

In accordance with resonance circuit in Fig. 2, it is also possible to use a compensation reactor as an overvoltage prevention measure [6]. Compensating reactors as a measure for suppression resonance processes have found wide application in networks of extra high voltage [1–3,

6, 7]. Below the description of the resistance choice of the compensation reactor for detuning the resonance circuit with subsequent modeling of open-phase mode of the line is shown.

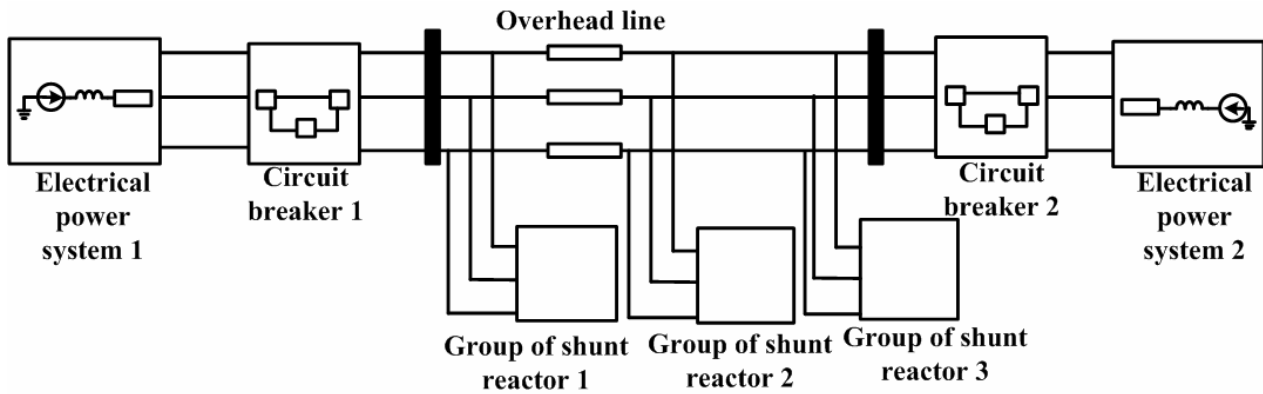


Fig. 3

Table 1

L_0 , Henry ⁻⁴	C_0 , Farad ⁻⁹	L_1 , Henry ⁻³	C_1 , Farad ⁻⁸	Numbers of groups shunt reactors, n	Length, (km)
2.44	9.89	8.9	1.305	3	396

Table 2

Parameters of systems					
Voltage U, kilovolts		Impedance of system Z, Ohms		Inductance of shunt reactor L_p , Henry	
1	2	1	2		
768	745	5.68+65.85i	8.78+70.85	5.981	

The degree of compensation of charging power of line:

$$k = Q_{SHR} / Q^{CP}, \tag{2}$$

Q_{SHR} – reactive power of groups shunt reactors; Q^{CP} – charging power of overhead line.

Ratio between capacitances:

$$m = (C_1 - C_0) / C_1, \tag{3}$$

C_1 – capacity of direct sequence transmission line; C_0 – capacity of zero sequence transmission line.

The equivalent resistance of parallel connected SHR:

$$x_1 = \frac{U_n^2}{Q_{SHR}}, \tag{4}$$

U_n – rated voltage of transmission line.

Then resistance of compensated reactor is defined by full compensation interfacial capacitance of transmission line Fig.1:

$$x_{cr} = \frac{x_1}{3} \cdot m / (k - m). \tag{5}$$

Modeling compensating reactor and SHR Fig. 4 were implanted be series inductively-active branches in which active resistance are set for a more detailed simulation as in reactors active power losses occur.

Efficiency of compensatory reactor application are shown on

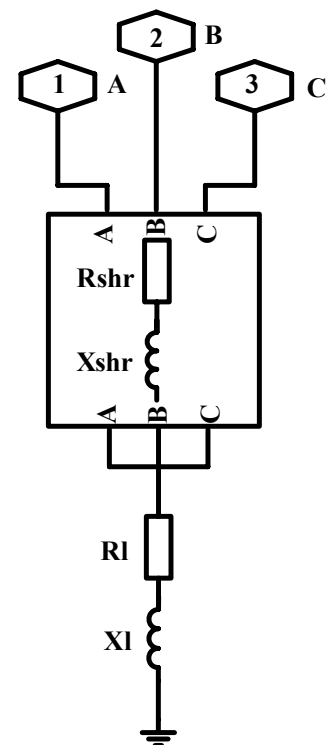


Fig. 4

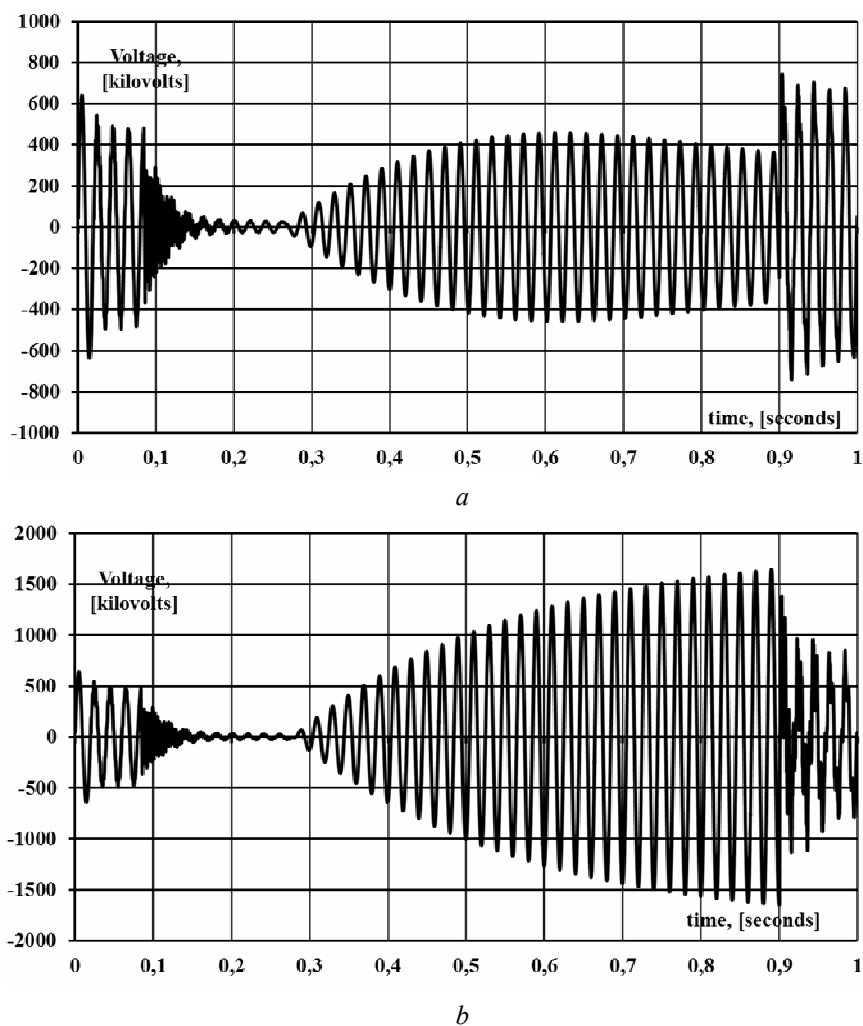


Fig. 5

Fig. 5. On Fig. 5 *a* are shown Mitigation of resonance overvoltages in case of application of compensating reactor with resistance obtained when installing three groups of shunt reactors and on Fig. 5 *b* are shown resonance overvoltages in case without installation compensating reactors.

As can be seen from Fig. 5 *a* the compensation reactor with the calculated resistance according to the data in Tables 1 and 2 suppresses the resonance overvoltages. The problem of the operation of compensating reactors is that the resistance value is calculated (5) in the case of the maximum possible number of installed groups of shunt reactors.

Conclusions. On paper is shown what parameters of extra high voltage transmission line create

resonance circuit and accordance with it a measure for prevention resonance overvoltage has been developed. This compensator reactor with correctly chosen inductance reactance can frustrate resonance circuit and suppress resonance overvoltages.

A simulation model of the power transmission line has been developed to simulate electromagnetic transient processes in the incomplete phase mode. In response to the developed model, a effectiveness of compensator reactor for prevention resonance overvoltages has been made. For calculation, the data of a real high-voltage power transmission line of a rated voltage of 750 kV was taken for testing how developed method for suppression resonance overvoltages real influence on this kind of overvoltages.

1. Kuznetsov V.G., Tugay Yu.I., Kuchanskyy V.V. Investigation of transposition EHV transmission lines on abnormal overvoltages // *Tekhnichna elektrodynamika*. – 2013. – № 6. – P. 53–56.
2. Kuchanskyy V. Criteria of resonance overvoltages occurrence in abnormal conditions of extra high voltage transmission lines // *Naukovi pratsi Vinnyts'koho natsional'noho tekhnichnoho universytetu*. – 2016. – № 6. – P. 51–54.
3. Tugay Yu. The resonance overvoltages in EHV network // *Proceedings of IEEE Sponsored Conference EPQU'09 – International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, Poland, Lodz, September 15-17, 2009. – P. 14–18.
4. Martinich T., Nagpal M., Manuel S. Damaging Open-Phase Overvoltage Disturbance on a Shunt-Compensated 500-kV Line // *IEEE Transactions on Power Delivery*. – Volume: 30, Issue: 1, Feb. 2015. – P. 412–419.
5. Atmuri S., Thallam R., Gerlach D., Lundquist T., Selin D. Neutral reactors on shunt compensated EHV lines, *Proceedings of IEEE Power Engineering Society // International Conference of Transmission and Distribution*, USA, Chicago IL, 1994. – P. 15–21.

6. Zevallos M. E., Tavares M. C. Single-Phase Auto-Reclosure Studies: Influence of Transversal Parameters of a Transmission System on the Secondary Arc Current Reduction V. // Proceedings of International Conference on power systems Transients, Kyoto, Japan, June 14-17, 2011. – P. 1–6.
7. Naumkin I., Balabin M., Lavrushenko N., Naumkin R. Simulation of the 500 kV SF6 circuit breaker cutoff process during the unsuccessful three-phase autoreclosing // Proceedings of International Conference on power systems Transients, Kyoto, Japan, June 14-17, 2011. – P. 6–11.

УДК 621.315.1

В.В. Кучанський, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, м. Київ, 03057, Україна

Заходи запобігання резонансним перенапругам у неповнофазних режимах ліній електропередач надвисокої напруги

Тривалі внутрішні резонансні перенапруги виникають через резонанс струму, внаслідок збігу значень параметрів елементів кола. Цей вид перенапруг, зумовлений властивостями мережі, може бути усунений шляхом зміни співвідношення між параметрами мережі та її режиму. На відміну від комутаційних перенапруг, які тривають соті долі секунди, резонансні не тільки виникають непередбачено, а й можуть існувати досить тривалий час, доки дія захисту від підвищення напруги, регуляторів напруги чи втручання персоналу не виконають зміни схеми або режиму. Резонансні перенапруги не беруться до уваги при виборі ізоляції чи параметрів нелінійних обмежувачів, оскільки ці захисні заходи розраховуються для обмеження комутаційних перенапруг, а не для гасіння тривалого процесу. Тому вірогідність виникнення та розвитку системних аварій при резонансних перенапругах досить значна. Таким чином, вдосконалення методів аналізу та розробки відповідних моделей для вивчення умов виникнення, розвитку й існування резонансних перенапруг є актуальною науково-практичною задачею. Розглянуто застосування розроблених методів і моделей для виявлення факторів в електричних мережах, які мають найбільший вплив на величини перенапруг, а також вибору засобів попередження і обмеження такого роду перенапруг. Бібл. 7, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: неповнофазний режим, резонансні перенапруги, шунтувальний реактор, імітаційна модель.

УДК 621.315.1

В.В. Кучанский, канд. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

Мероприятия по предотвращению резонансных перенапряжений в неполнофазных режимах линий электропередач сверхвысокого напряжения

Длительные внутренние резонансные перенапряжения возникают из-за резонанса тока, вследствие совпадения величин параметров элементов цепи. Этот вид перенапряжений, обусловленный свойствами режима работы электрической сети, может быть устранен путем изменения соотношения между параметрами сети и ее режима. В отличие от коммутационных перенапряжений, которые длятся сотые доли секунды, резонансные не только возникают непредсказуемо, но и могут существовать достаточно длительное время, пока действие защиты от повышения напряжения или вмешательство персонала не выполнят изменения схемы или режима. Резонансные перенапряжения не принимаются во внимание при выборе изоляции или параметров нелинейных ограничителей перенапряжений, поскольку эти защитные меры рассчитываются для ограничения коммутационных перенапряжений, а не для подавления длительного процесса. Поэтому вероятность возникновения и развития системных аварий при резонансных перенапряжениях весьма велика. Таким образом, совершенствование методов анализа и разработки соответствующих моделей для изучения условий возникновения, развития и существования резонансных перенапряжений является актуальной научно-практической задачей. В работе также рассматривается применение разработанных методов и моделей для выявления факторов в электрических сетях, имеющих наибольшее влияние на величины перенапряжений, а также выбора средств предупреждения и ограничения такого рода перенапряжений. Библ. 7, рис. 5, табл. 2.

Ключевые слова: неполнофазный режим, резонансные перенапряжения, шунтирующий реактор, имитационная модель.

Надійшла 07.06.2017
Received 07.06.2017

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

УДК 621.313

СТРУКТУРА МАГНІТНОГО ПОЛЯ ТОРЦЕВОГО ДУГОСТАТОРНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З ДИСКОВИМ БІМЕТАЛЕВИМ МАСИВНИМ РОТОРОМ

А.П. Ращепкін¹, докт. техн. наук, **О.М. Карлов**², канд. техн. наук, **Р.С. Крищук**³, мол. наук. співр.
Інститут електродинаміки НАН України,
Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: dep7ied@ukr.net
Orcid ID: 0000-0002-3308-8032¹, 0000-0002-1350-1870², 0000-0002-1933-0144³

Розроблено метод розрахунку розподілу індукції магнітного поля в торцевих дугостаторних асинхронних двигунах (ТДАД) та торцевих асинхронних двигунах (ТАД) з біметалевим масивним ротором. Для визначення розподілу магнітного поля використано систему рівнянь Максвелла для квазістационарного режиму з урахуванням змінної від радіуса лінійної швидкості ротора. Для розв'язання рівняння магнітного поля використано інтегральні перетворення у ряди Фур'є по азимутальній координаті та перетворення в кінцевих межах за радіусом. У математичній моделі враховано поздовжній, поперечний та товщинний крайові ефекти, реальне розміщення струму пазів у вигляді дельта-функцій на поверхні статора та розміщення струму лобових частин на краях магнітопроводів. Струм задано у вигляді комплексних амплітуд для кожної фази трифазних компенсованих одно- або двошарових обмоток дугостаторного двигуна. За розробленим методом виконано розрахунок індукції магнітного поля в зазорі між статорами ТДАД і показано характер розподілу магнітного поля по азимутальній, радіальній та аксіальній координатах. Бібл. 8, рис. 6, таблиця.

Ключові слова: торцевий дугостаторний асинхронний двигун, рівняння Максвелла, масивний дисковий біметалевий ротор.

У роботі [6] виконано огляд електроприводу кульових барабанних млинів та запропоновано торцевий дугостаторний асинхронний двигун (ТДАД) з електропровідним дисковим ротором для потужних вуглерозмельних млинів. Також ТДАД доцільно використовувати на будь-яких інших пристроях, аналогічно лінійним машинам [3], оскільки конструкція торцевих двигунів має свої переваги: малу аксіальну відстань, можливість модульного виконання (кілька роторів та статорів), просту конструкцію ротора, можливість регулювання величини повітряних проміжків, суміщення дискових роторів з робочим тілом (наприклад, розробка корморізки для сільського господарства з ріжучим механізмом, який одночасно виконує роль дискового масивного ротора). Інформація про торцеві двигуни також є в літературі [8].

У пропонуємії роботі досліджуються двостаторні ТДАД з дисковими масивними феромагнітними роторами з електропровідним покриттям (біметалевий ротор), а саме розробка математичної моделі та аналітичний метод розрахунку розподілу індукції магнітного поля в зазорі ТДАД. Особливістю моделі є те, що враховуються такі особливості: затухання магнітного поля за товщиною диска; залежність лінійної швидкості за радіусом ротора, що дає змогу не приводити обертову машину до нерухомої; врахування реального несиметричного положення ротора в зазорі з метою визначення дестабілізуючих магнітних сил, що діють на ротор.

Мета роботи полягає в розробці методу розрахунку магнітного поля торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з дисковим біметалевим ротором між статорами з урахуванням поздовжнього, поперечного та товщинного крайових ефектів.

Модельне представлення ТДАД у циліндричній системі координат (ρ, φ, z) представлено на рис. 1. По обидва боки від ротора розміщено ідеальні магнітопроводи без пазів.

Струм пазів та лобових частин розміщено на поверхні магнітопроводів посередині пазів у вигляді лінійного струмового навантаження (δ -функції Дірака), а в лобових частинах – на краях статорів ($\rho = r_1$ та $\rho = r_2$). Якщо двигун дугостаторний – обмотка зі струмом розміщується лише на певному куті замкнених магнітопроводів, наприклад, від $-\pi/2$ до $\pi/2$. Між магнітопроводами – тришаровий електропровідний масивний ротор, в якому збуджуються вихрові струми, що призводять до руху ротора у магнітному полі статора. Для побудови математичної моделі приймається допущення, що магнітопроводи продовжені по радіусу до розмірів ротора (до r_3 та r_4), де приймається гранична умова рівності нулю тангенціальних складових індукції магнітного поля. Тобто на краях зазору по радіусу між статорами розміщено магнітні шунти з нескінченною магнітною проникністю.

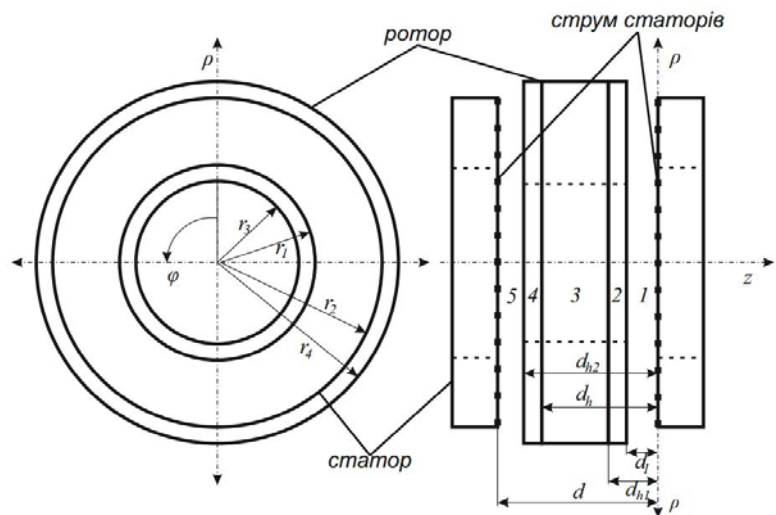


Рис. 1

Розподіл магнітного поля описується системою рівнянь Максвелла

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}, \operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (1)$$

і матеріальними рівняннями

$$\vec{B} = \mu \vec{H}, \vec{j} = \sigma (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}), \mu = \mu_0 \mu_r, \quad (2)$$

де \vec{H} , \vec{E} , \vec{B} , \vec{j} – вектори відповідно напруженості магнітного й електричного полів, вектори індукції магнітного поля й густини струму; μ – магнітна проникність; μ_0 – магнітна проникність вакууму; μ_r – відносна магнітна проникність; σ – електрична провідність; \vec{v} – вектор лінійної швидкості ротора; t – час.

З другого рівняння системи (2) та першого рівняння системи (1) маємо

$$\operatorname{rot} \vec{B} = \mu \sigma (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}), \quad (3)$$

після чого застосуємо z -складову ротора векторного поля для подальшого отримання рівняння з B_z складовою індукції магнітного поля:

$$\operatorname{rot}_z \operatorname{rot} \vec{B} = -\mu \sigma \frac{\partial B_z}{\partial t} + \mu \sigma \operatorname{rot}_z (\vec{v} \times \vec{B}). \quad (4)$$

Оскільки диск ротора машини обертається тільки в напрямку азимутальної координати, приймаємо в (4) лише v_φ складову швидкості.

Виконавши операцію rot_z в (4), отримаємо рівняння для B_z складової індукції магнітного поля в циліндричній системі координат:

$$\frac{\partial^2 B_z}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 B_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 B_z}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial B_z}{\partial \rho} = \mu \sigma \left(\frac{\partial B_z}{\partial t} + \frac{v_\varphi}{\rho} \frac{\partial B_z}{\partial \varphi} \right). \quad (5)$$

Рівняння (5) дійсне для кожної області зазору двигуна (рис. 1) – повітря 1, електропровідний шар 2, феромагнітний шар 3, електропровідний шар 4, повітря 5. Між областями виконуються граничні умови, що характеризують умови спряження електромагнітних полів на границях між областями.

Оскільки машина асинхронна, швидкість ротора залежить від швидкості магнітного поля та ковзання:

$$v_\varphi = v_s(1-s), \quad (6)$$

де s – ковзання; v_s – швидкість обертання магнітного поля статора ($v_s = 2f\tau$); f – частота струму в мережі; $\tau(\rho)$ – полюсне ділення, що залежить від радіальної координати:

$$\tau = \frac{\pi\rho C_s}{p}, \quad (7)$$

де p – число пар полюсів статора; C_s – відношення кута розкриття дугового статора до повного кола. Для ТАД $C_s = 1$.

Таким чином, лінійна швидкість обертання ротора – функція від радіальної координати:

$$v_\varphi = \omega \frac{C_s \rho}{p} (1-s). \quad (8)$$

де $\omega = 2\pi f$ – циклічна (кутова) частота.

З урахуванням лінійної швидкості ротора (8) рівняння (5) набуває такого вигляду:

$$\frac{\partial^2 B_z}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 B_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 B_z}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial B_z}{\partial \rho} = i\mu\sigma\omega B_z + C_s \frac{\omega}{p} (1-s)\mu\sigma \frac{\partial B_z}{\partial \varphi}. \quad (9)$$

Вираз (9) являє собою диференціальне рівняння другого порядку. На границях $\rho = r_3$ і $\rho = r_4$ прийнято умову розміщення феромагнітних шунтів, і тому приймається така гранична умова:

$$B_z = 0. \quad (10)$$

Оскільки в азимутальному напрямку рівняння (9) змінюється періодично з періодом $T = 2\pi$, як граничну умову за координатою φ приймаємо умову періодичності.

Граничні умови на границях $\pm d/2$ (рис. 1) визначені для правого або лівого статора за теоремою Стокса:

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = \int_S \vec{j} d\vec{s}, \quad (11)$$

де враховується, що напруженість магнітного поля та густина струму залежать від радіальної та азимутальної координат. Враховуючи рівняння (11), маємо граничні умови на поверхнях магнітопроводів з боку повітряних проміжків. Для правого статора (рис. 1) за умови нескінченної магнітної проникності магнітопроводів статорів

$$H_\rho = -i_\varphi, \quad H_\varphi = i_\rho, \quad (12)$$

для лівого статора

$$H_\rho = i_\varphi, \quad H_\varphi = -i_\rho. \quad (13)$$

На границях між областями 1 і 2, 2 і 3, 3 і 4, 4 і 5 виконуються граничні умови рівності нормальних складових індукції й тангенціальних складових напруженості магнітного поля.

Щоб знайти розподіл магнітного поля у проміжку між статорами, виконано інтегральні перетворення з умовами періодичності по координаті φ та інтегральне перетворення в скінченних межах по радіусу ρ [7]. Отже, приведемо отриманий вираз (9) в залежність від однієї змінної – z . Виконавши нескладні обернені перетворення, отримаємо розв'язок для диференціального рівняння (9).

По координаті φ до виразу (9) застосовується перетворення у ряди Фур'є [1, 7] з ядром $\frac{1}{2\pi} e^{in\varphi}$:

$$\bar{B}_z = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B_z e^{in\varphi} d\varphi, \quad (14)$$

де n – параметр перетворення Фур'є. Таким чином, отримаємо

$$\frac{\partial^2 \bar{B}_z}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \bar{B}_z}{\partial \rho^2} - \frac{n^2}{\rho^2} \bar{B}_z + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \bar{B}_z}{\partial \rho} = i\mu\sigma\omega \bar{B}_z - \frac{i n \omega \mu \sigma C_s (1-s)}{\rho} \bar{B}_z. \quad (15)$$

До рівняння (15) застосовується інтегральне перетворення в скінченних межах по координаті ρ , з ядром $C_{n\eta}^{-1} K_\eta$ та ваговою функцією ρ [7]:

$$\tilde{B}_z = C_{n\eta}^{-1} \int_{r_3}^{r_4} \bar{B}_z K_\eta \rho d\rho, \quad (16)$$

де $K_\eta = (Y_n(\lambda_{n\eta} r_4) J_n(\lambda_{n\eta} \rho) - J_n(\lambda_{n\eta} r_4) Y_n(\lambda_{n\eta} \rho))$, $J_n(\cdot)$, $Y_n(\cdot)$ – функції Бесселя відповідно першого та другого роду; $\lambda_{n\eta}$ – власне число інтегрального перетворення, що знаходиться з рівняння

$$J_n(\lambda_{n\eta} r_3) Y_n(\lambda_{n\eta} r_4) - Y_n(\lambda_{n\eta} r_3) J_n(\lambda_{n\eta} r_4) = 0; \quad (17)$$

η – порядковий номер власного числа $\lambda_{n\eta}$ для певного параметра n ; $C_{n\eta}^{-1}$ – нормуючий множник, який набуває значення відповідно до [7]:

$$C_{n\eta} = \frac{2(J_n^2(\lambda_{n\eta} r_3) - J_n^2(\lambda_{n\eta} r_4))}{\pi^2 \lambda_{n\eta}^2 J_n^2(\lambda_{n\eta} r_3)}. \quad (18)$$

Отже, рівняння (15), позбавлене залежності від ρ та φ , має вигляд

$$\frac{\partial^2 \tilde{B}_z}{\partial z^2} - \gamma^2 \tilde{B}_z = 0, \quad (19)$$

де

$$\gamma = \sqrt{\lambda_{n\eta}^2 + i\mu\sigma\omega \left(1 - \frac{n C_s}{p} (1-s)\right)}. \quad (20)$$

Рівняння (19) – це однорідне диференціальне рівняння другого порядку з постійними коефіцієнтами, розв'язок якого відомий та записується для 1, 2, 3, 4, 5 областей зазору (рис. 1) відповідно:

$$\begin{aligned} \tilde{B}_z|_1 &= C_1 e^{\lambda_{n\eta} z} + C_2 e^{-\lambda_{n\eta} z}; \quad \tilde{B}_z|_2 = C_3 e^{\gamma_3 z} + C_4 e^{-\gamma_3 z}; \quad \tilde{B}_z|_3 = C_5 e^{\gamma_4 z} + C_6 e^{-\gamma_4 z}; \\ \tilde{B}_z|_4 &= C_7 e^{\gamma_5 z} + C_8 e^{-\gamma_5 z}; \quad \tilde{B}_z|_5 = C_9 e^{\lambda_{n\eta} z} + C_{10} e^{-\lambda_{n\eta} z}, \end{aligned} \quad (21)$$

де для 1 та 5 областей $\gamma = \lambda_{n\eta}$, оскільки $\sigma = 0$, для інших областей (3, 4, 5) параметр γ (20) набуває свого значення ($\gamma_3, \gamma_4, \gamma_5$) залежно від електропровідності та магнітної проникності в кожному шарі ротора; $C_1 - C_6$ – постійні інтегрування.

Для знаходження розподілу магнітного поля в зазорі двигуна над рівняннями (21) виконуються обернені перетворення [7]:

$$B_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \tilde{B}_z K_\eta e^{-in\varphi}. \quad (22)$$

Знайдемо постійні інтегрування $C_1 - C_{10}$ з граничних умов. Для цього продиференціюємо рівняння (21):

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tilde{B}_z|_I}{\partial z} &= \lambda_{n\eta} C_1 e^{\lambda_{n\eta} z} - \lambda_{n\eta} C_2 e^{-\lambda_{n\eta} z}; \quad \frac{\partial \tilde{B}_z|_{II}}{\partial z} = \gamma_3 C_3 e^{\gamma_3 z} - \gamma_3 C_4 e^{-\gamma_3 z}; \\ \frac{\partial \tilde{B}_z|_{III}}{\partial z} &= \gamma_4 C_5 e^{\gamma_4 z} - \gamma_4 C_6 e^{-\gamma_4 z}; \quad \frac{\partial \tilde{B}_z|_{IV}}{\partial z} = \gamma_5 C_7 e^{\gamma_5 z} - \gamma_5 C_8 e^{-\gamma_5 z}; \\ \frac{\partial \tilde{B}_z|_V}{\partial z} &= \lambda_{n\eta} C_9 e^{\lambda_{n\eta} z} - \lambda_{n\eta} C_{10} e^{-\lambda_{n\eta} z}. \end{aligned} \quad (23)$$

Оскільки постійних інтегрування всього 10, то складемо систему з десяти рівнянь, вісім з яких описують спряження нормальної та тангенціальних складових магнітного поля на границях між областями зазору по координаті z (рис. 1), а також два рівняння на поверхнях магнітопроводів із системи (23). Тоді на основі рівнянь (21) та (23) маємо таку систему рівнянь:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial \tilde{B}_z}{\partial z} \right|_{z=0} &= \lambda_{n\eta} C_1 - \lambda_{n\eta} C_2; \\ z = -d_1 &\begin{cases} C_1 e^{-\lambda_{m\eta} d_1} + C_2 e^{\lambda_{m\eta} d_1} = C_3 e^{-\gamma_3 d_1} + C_4 e^{\gamma_3 d_1}; \\ \lambda_{m\eta} C_1 e^{-\lambda_{m\eta} d_1} - \lambda_{m\eta} C_2 e^{\lambda_{m\eta} d_1} = \gamma_3 C_3 e^{-\gamma_3 d_1} - \gamma_3 C_4 e^{\gamma_3 d_1}; \end{cases} \\ z = -d_{h1} &\begin{cases} C_3 e^{-\gamma_3 d_{h1}} + C_4 e^{\gamma_3 d_{h1}} = C_5 e^{-\gamma_4 d_{h1}} + C_6 e^{\gamma_4 d_{h1}}; \\ \mu_r \gamma_3 C_3 e^{-\gamma_3 d_{h1}} - \mu_r \gamma_3 C_4 e^{\gamma_3 d_{h1}} = \gamma_4 C_5 e^{-\gamma_4 d_{h1}} - \gamma_4 C_6 e^{\gamma_4 d_{h1}}; \end{cases} \\ z = -d_h &\begin{cases} C_5 e^{-\gamma_4 d_h} + C_6 e^{\gamma_4 d_h} = C_7 e^{-\gamma_5 d_h} + C_8 e^{\gamma_5 d_h}; \\ \gamma_4 C_5 e^{-\gamma_4 d_h} - \gamma_4 C_6 e^{\gamma_4 d_h} = \mu_r \gamma_5 C_7 e^{-\gamma_5 d_h} - \mu_r \gamma_5 C_8 e^{\gamma_5 d_h}; \end{cases} \\ z = -d_{h2} &\begin{cases} C_7 e^{-\gamma_5 d_{h2}} + C_8 e^{\gamma_5 d_{h2}} = C_9 e^{-\lambda_{m\eta} d_{h2}} + C_{10} e^{\lambda_{m\eta} d_{h2}}; \\ \gamma_5 C_7 e^{-\gamma_5 d_{h2}} - \gamma_5 C_8 e^{\gamma_5 d_{h2}} = \lambda_{m\eta} C_9 e^{-\lambda_{m\eta} d_{h2}} - \lambda_{m\eta} C_{10} e^{\lambda_{m\eta} d_{h2}}; \end{cases} \\ \lambda_{n\eta} C_9 e^{-\lambda_{n\eta} d} - \lambda_{n\eta} C_{10} e^{\lambda_{n\eta} d} &= \left. \frac{\partial \tilde{B}_z}{\partial z} \right|_{z=-d}, \end{aligned} \quad (24)$$

коренями якої є постійні інтегрування $C_1 - C_{10}$.

Знайдемо, чому дорівнюють похідні $\frac{\partial \tilde{B}_z}{\partial z}$ у системах (23), (24). Застосувавши до $\text{div} \vec{B} = 0$ граничну умову по координаті z на границях $z = 0$ та $z = -d$ і використавши (12) і (13), маємо співвідношення

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial B_z}{\partial z} \right|_{z=0} &= \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho (\mu_0 i_\varphi)) - \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \varphi} (\mu_0 i_\rho), \\ \left. \frac{\partial B_z}{\partial z} \right|_{z=-d} &= -\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho (\mu_0 i_\varphi)) + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \varphi} (\mu_0 i_\rho). \end{aligned} \quad (25)$$

Тут компонента струмового навантаження статора i_ρ вважається заданою. Компонента i_φ виражається із $\text{div} \vec{i} = 0$ через радіальну складову струму i_ρ (при $i_z = 0$):

$$i_\varphi = - \int_{-\pi}^{\varphi} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho i_\rho) d\varphi. \quad (26)$$

Застосувавши до (25) дискретне перетворення Фур'є (14) та інтегральне перетворення (16), маємо наступні граничні умови при $z = 0$ та $z = -d$ відповідно:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial \tilde{B}_z}{\partial z} \right|_{z=0} &= J_s = -\frac{\mu_0 \lambda_{n\eta}^2 \bar{i}_{\rho 1}}{2i n \pi C_{n\eta} r_l} \int_1^{r_2} (Y_n(\lambda_{n\eta} r_4) J_n(\lambda_{n\eta} \rho) - J_n(\lambda_{n\eta} r_4) Y_n(\lambda_{n\eta} \rho)) \rho d\rho; \\ \left. \frac{\partial \tilde{B}_z}{\partial z} \right|_{z=-d} &= -J_s; \end{aligned} \quad (27)$$

$$\bar{i}_\rho = \bar{i}_{\rho 1} (\Theta(\rho - r_1) - \Theta(\rho - r_2)) / 2\pi\rho; \quad (28)$$

$$\bar{i}_{\rho 1} = I_A w_A K_A + I_B w_B K_B - I_C w_C K_C. \quad (29)$$

Тут $\Theta(\dots)$ – ступінчаста функція; $I_{A(B,C)}$ – комплексні значення амплітуд струмів фаз A, B, C ; $w_{A(B,C)}$ – число витків у котушках обмотки відповідної фази одного статора. Обмо-

ткові коефіцієнти K_A, K_B, K_C двошарової компенсованої обмотки ТДАД (на рис. 2 показано приклад схеми виконання такої обмотки) з напівзаповненими крайніми пазами знаходяться за формулою [4]

$$K_j = -2e^{in\left(\varphi_j - \frac{\varphi_\tau}{2} + \frac{\varphi_\tau}{2m}\right) + \frac{ip_1\pi}{2}} \sin\left(\frac{n\beta\varphi_\tau}{2}\right) \frac{\sin(n\varphi_\tau/2m)}{q \sin(n\varphi_\tau/2mq)} \frac{\sin(p_1(n\varphi_\tau + \pi)/2)}{p_1 \cos(n\varphi_\tau/2)}, \quad (30)$$

де j набуває значення A, B, C ; $\varphi_{A(B,C)}$ – азимутальний кут розміщення фази $A(B,C)$; β – коефіцієнт вкорочення обмотки; p_1 – кількість полюсів у кожному шарі двошарової обмотки; q – кількість пазів на полюс-фазу. Для трифазної обмотки

$$\varphi_A = 0; \quad \varphi_B = \varphi_A + \frac{2\varphi_\tau}{3}; \quad \varphi_C = \varphi_A + \frac{\varphi_\tau}{3}. \quad (31)$$

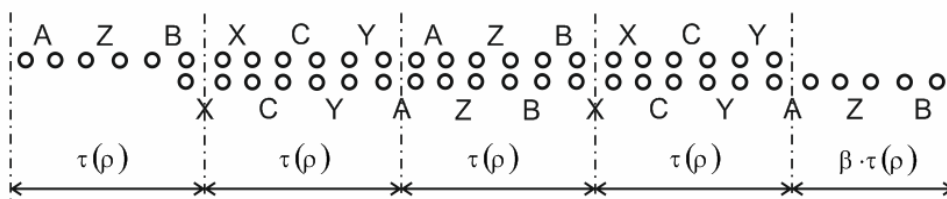


Рис. 2

Кількість витків у фазі двошарової обмотки

$$w_{A(B,C)} = s_{j1} q p_1, \quad (32)$$

де s_{j1} – кількість витків у пазу для одного шару двошарової обмотки.

Для одношарової компенсованої обмотки ТДАД ($C_s < 1$) і ТАД ($C_s = 1$) (схема на рис. 3)

$$K_I = e^{-in p \varphi_\tau} \left(1 - e^{in \varphi_\tau}\right) \frac{1}{q p} \sum_{k=1}^q e^{in \frac{2k-1}{2mq} \varphi_\tau} \sum_{s=1}^p e^{2in(s-1)\varphi_\tau}, \quad (33)$$

де

$$K_A = K_I e^{in\varphi_A}; \quad K_B = K_I e^{in\varphi_B}; \quad K_C = K_I e^{in\varphi_C} - \frac{2 \sin(np\varphi_\tau)}{ip}; \quad w_{A(B,C)} = s_j q p; \quad (34)$$

s_j – кількість витків у пазу одношарової обмотки; p – кількість пар полюсів для одношарової обмотки.

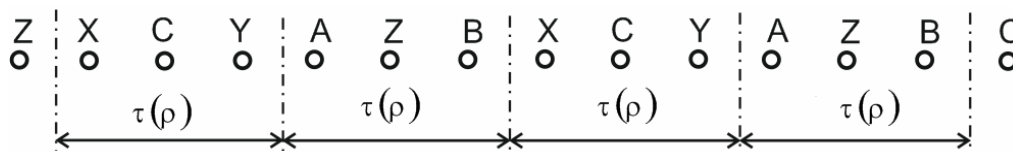


Рис. 3

Використання компенсованої обмотки в електричних машинах з розімкненим магнітопроводом дає змогу компенсувати пульсуюче магнітне поле [2]. Максимальний ефект компенсації пульсуючого поля досягається при парному числі полюсів p_1 двошарових обмоток з напівзаповненими крайніми пазами (рис. 2) [4] та крайніх пазів компенсованих одношарових обмоток (рис. 3) в одному спільному пазу при $\varphi = \pm p\varphi_\tau$ (на краях статора по азимутальній координаті). У замкнених машинах (ТАД) компенсуючі струми не потрібні, і тому другий член в K_C (34) відсутній.

Таким чином, виконано розробку математичної моделі та методу розрахунку B_z складової індукції магнітного поля ТДАД. Після розрахунку перетвореної індукції \tilde{B}_z (21)

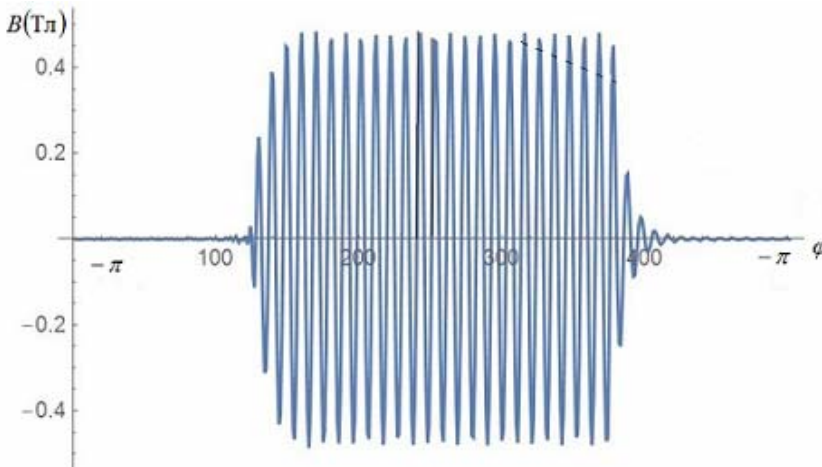


Рис. 4

статньо обмежитися кількістю чисел n у межах ($n = -8p/C_s \dots 8p/C_s$), щоб охопити всі вищі гармоніки, включаючи сьому, а також субгармоніки, які необхідні для розрахунку ТДАД. А кількість гармонік по радіальній координаті η достатньо брати 35 для задовільної точності розрахунку [5]. При розрахунку ТАД, в якому обмотка замкнена ($C_s = 1$), основна гармоніка розраховується при $n = p$, п'ята й сьома – відповідно $n = -5p$, $n = 7p$ і т.д., а субгармоніки не мають впливу.

Нульова гармоніка має вплив лише в ТДАД при використанні некомпенсованих обмоток – в одношарових обмотках без

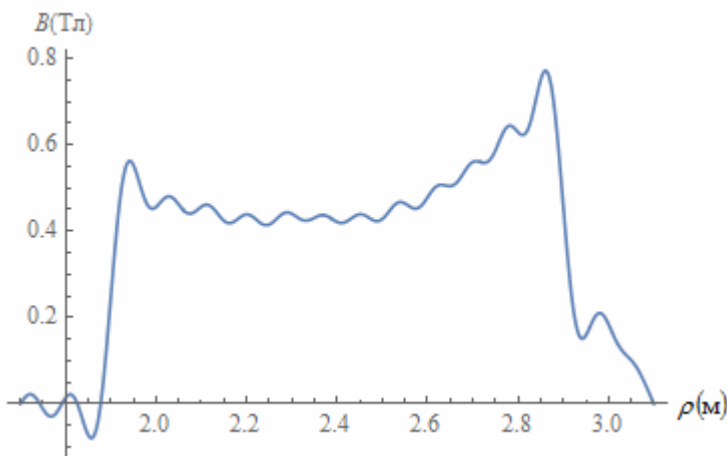


Рис. 5

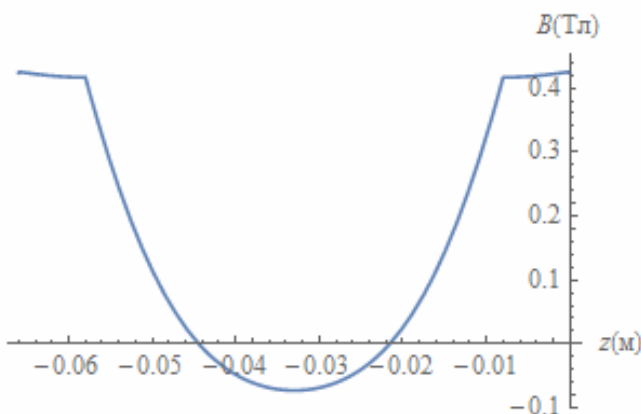


Рис. 6

виконується обернене перетворення (22), і таким чином отримуємо розподіл індукції магнітного поля в кожній області зазору, що залежить від трьох координат – $B_z(\rho, \varphi, z)$.

Для розрахунку магнітного поля ТДАД за розробленим методом необхідно скласти програму розрахунку, наприклад, у Wolfram Mathematica, Mathcad, Python, MathLab або ін. При розробці програми для розрахунку магнітного поля ТДАД до-

статньо обмежитися кількістю чисел n у межах ($n = -8p/C_s \dots 8p/C_s$), щоб охопити всі вищі гармоніки, включаючи сьому, а також субгармоніки, які необхідні для розрахунку ТДАД. А кількість гармонік по радіальній координаті η достатньо брати 35 для задовільної точності розрахунку [5]. При розрахунку ТАД, в якому обмотка замкнена ($C_s = 1$), основна гармоніка розраховується при $n = p$, п'ята й сьома – відповідно $n = -5p$, $n = 7p$ і т.д., а субгармоніки не мають впливу.

Нульова гармоніка має вплив лише в ТДАД при використанні некомпенсованих обмоток – в одношарових обмотках без члена $-\frac{2 \sin(np\varphi_r)}{ip}$ (34), у двошарових обмотках – з непарним числом p_1 (30).

У таблиці наведено вхідні дані для розрахунку розподілу індукції магнітного поля ТДАД з тришаровим ротором потужністю 900 кВт, що призначений, наприклад, для обертання кульового барабанного млина ШБМ 320/570 (Ш-25).

Розподіл магнітного поля ТДАД вздовж азимутальної координати від $-\pi$ до π посередині проміжку d_1 представлено на рис. 4. Графік побудовано дискретно в 500 точках, що відображено на шкалі абсцис. Оскільки обмотка на магнітопроводі для дугостаторної машини розміщена в межах від $-\pi/2$ до $\pi/2$, то видно, що магнітне поле за цими межами загасає. Тобто допущення про замкненість магнітопроводу по всьому колу з дуговим розміщенням представлених обмоток є обґрунтоване. Оскільки магнітне поле та ротор рухають-

Параметр	Величина	Означення параметрів
r_1	1,9	Менший радіус статора, м
r_2	2,9	Більший радіус статора, м
r_3	1,7	Менший радіус ротора, м
r_4	3,1	Більший радіус ротора, м
s	0,1	Ковзання
n_1	17,8	Швидкість ротора при заданих ковзанні й частоті, об/хв
s_A, s_B, s_C	8	Кількість витків у пазу
d	0,066	Проміжок між статорами, м (рис.1)
d_1	0,003	Відстань, м (рис.1)
d_{h1}	0,008	Відстань, м (рис.1)
d_h	0,058	Відстань, м (рис.1)
d_{h2}	0,063	Відстань, м (рис.1)
$2p$	48	Кількість полюсів
C_s	0,5	Коефіцієнт розкриття статора відносно повного кола
f	15,8	Частота напруги живлення, Гц
q	2	Кількість пазів на полюс і фазу
m	3	Кількість фаз
I_m	272,6	Амплітудне значення струму
σ_1	$50 \cdot 10^6$	Електропровідність немагнітних шарів ротора, См/м
σ_2	$4 \cdot 10^6$	Електропровідність феромагнітного шару ротора, См/м
μ_r	300	Відносна магнітна проникність феромагнітного шару ротора

ся зліва направо, то згашення поля (права частина графіка) має більшу траєкторію, ніж зростання (ліва частина графіка).

На рис. 5 представлено розподіл індукції магнітного поля по радіальній координаті в повітряному проміжку посередині полюсного ділення. Магнітне поле має різкий підйом на краях магнітопроводу, де за умовою знаходиться струм лобових частин у вигляді дельта-функції Дірака. За межами магнітопроводу магнітне поле на краях ротора загасає до нуля, як і було прийнято в граничних умовах – рівність тангенціальних складових нулю. Відображається коливання магнітного поля вздовж радіальної координати, що є наслідком прийнятого обмеженого числа η по радіальній координаті.

На рис. 6 показано розподіл індукції магнітного поля в повітряному проміжку за товщиною зазора (залежність від аксіальної координати z) посередині одного полюса дугового статора. Видно, що магнітне поле загасає в електропровідних накладках ротора і в феромагнітній частині. Тобто враховується ефект витіснення струму в масивному роторі.

Висновок. Розроблено аналітичний метод розрахунку торцевого дугостаторного асинхронного двигуна (ТДАД) та торцевого асинхронного двигуна (ТАД) з дисковим біметалевим феромагнітним ротором, покритим електропровідним немагнітним матеріалом з урахуванням товщинного, поперечного, поздовжнього крайового ефекту, а також з урахуванням зміни по радіусу лінійної швидкості обертання ротора. Враховано загасання магнітного поля за товщиною дискового ротора.

1. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. – М.: Наука, 1986.
2. Вольдек А.И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. – Л.: Энергия, 1970. – 272 с.

3. Козаченко Е.В. Линейные тяговые электродвигатели. – М.: Информэлектро, 1984.
4. Кондратенко І.П., Крищук Р.С., Ращепкін А.П. Електромагнітні процеси в торцевій дугостаторній асинхронній машині з двошаровою обмоткою // Техн. електродинаміка. – 2015. – № 6. – С. 34–40.
5. Кондратенко І.П., Крищук Р.С. Моделирование торцевых дугостаторных асинхронных двигателей с массивными дисковыми роторами // Вісн. Харківського нац. техн. ун-ту сільського господарства ім. П. Василенка, «Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України». – 2016. – Вип. 175. – С. 71–73.
6. Крищук Р.С., Ращепкін А.П. Огляд електроприводів кульових барабанних млинів // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2014. – Вип. 39. – С. 29–38.
7. Мартыненко Н.А., Пустыльников Л.М. Конечные интегральные преобразования и их применение к исследованию систем с распределенными параметрами. – М.: Наука, 1986. – 304 с.
8. Zahra N.-G., Hamid L. A survey on axial flux induction motors // Przegląd elektrotechniczny (Electrical Review), R.88 NR 2/2012. – P. 300–305.

УДК 621.313

А.П. Ращепкин¹, докт. техн. наук, О.М. Карлов², канд. техн. наук, Р.С. Крищук³, мл. науч. сотр.

Институт электродинамики НАН Украины,

пр-т Победы 56, Киев, 03057, Украина

Orcid ID: 0000-0002-3308-8032¹, 0000-0002-1350-1870², 0000-0002-1933-0144³

Структура магнитного поля торцевого дугостаторного асинхронного двигателя с дисковым биметаллическим массивным ротором

Разработан метод расчета распределения индукции магнитного поля в торцевых дугостаторных асинхронных двигателях (ТДАД) и торцевых асинхронных двигателях (ТАД) с биметаллическим массивным ротором. Использована система уравнений Максвелла для квазистационарного режима с учетом переменной от радиуса линейной скорости ротора. Для решения уравнения магнитного поля использованы интегральные преобразования в ряды Фурье по азимутальной координате и преобразования в конечных пределах по радиальной координате. В математической модели учтены продольный, поперечный и толщинный краевые эффекты, реальное размещение тока пазов в виде дельта-функций на поверхности статоров и размещение тока лобовых частей на краях магнитопроводов. Ток задан в виде комплексных амплитуд для каждой фазы трехфазных компенсированных одно- или двухслойных обмоток дугостаторного двигателя. Выполнен расчет индукции магнитного поля в зазоре между статорами ТДАД и представлен характер распределения магнитного поля по азимутальной, радиальной и аксиальной координатах. Библиограф. 8, рис. 6, таблица.

Ключевые слова: торцевой дугостаторный асинхронный двигатель, уравнения Максвелла, массивный дисковый биметаллический ротор.

А.Р. Rashchepkin¹, О.М. Karlov², R.S. Kryshchuk³

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

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Orcid ID: 0000-0002-3308-8032¹, 0000-0002-1350-1870², 0000-0002-1933-0144³

Structure of magnetic field of the axial arc-stator induction motor with solid bimetallic disc rotor

As the title implies, the article describes the method for calculating of axial arc-stator induction motor with solid three-layer disc rotor. It gives attention to the linear velocity of the rotor, which not uniform across gap, and consideration of the edge effect on the thickness gap between the stators. This article gives a detailed analysis of mathematical model of the magnetic field of the motor. The basis of the equation for magnetic field is the Maxwell's equations. Solution of the magnetic field equation uses integral transforms: Fourier series and integral transformation in finite limits. Solving the equation takes into account the actual current placement of slots in the form of the Dirac delta function on surface of the stator in air-gap. It takes into account the frontal part of the current, primary and higher harmonics magnetic field too. The current is specified as complex amplitudes for each phase of the three-phase single-layer and dual-layer compensated arc-stator windings. Plots showing the 3-dimensional magnetic field distribution in the gap between the stators of the axial arc-stator induction motor. References 8, figures 6, table.

Key words: axial disc motor, arc-stator induction motor, Maxwell's magnetic field equations, solid bimetallic disc rotor.

Надійшла 06.06.2017

Received 06.06.2017

УДК 621.313.322-81

МЕТОДИКА ІДЕНТИФІКАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ ПРУЖНОЇ МОДЕЛІ ВАЛОПРОВОДУ ТУРБОАГРЕГАТУ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ КРУТИЛЬНИХ КОЛИВАНЬ**Ю.В. Куєвда, С.М. Балюта**, докт. техн. наук

Національний університет харчових технологій,

вул. Володимирська 68, Київ, 01601, Україна

e-mail: julia@kuevda.com, epem2011@ukr.net

Порівняно математичні моделі різної розмірності з кінцевим числом ступенів свободи валопроводу потужного турбоагрегату, які використовуються для розрахунку крутильних коливань валопроводу турбогенератора. Проведено розрахункові дослідження перехідних процесів при ввімкненні турбогенератора на паралельну роботу з електричною системою з холостого ходу при використанні різних математичних моделей валопроводу та порівняння крутильних моментів. Розроблено методику ідентифікації параметрів багатомасової моделі валопроводу турбоагрегату за допомогою ітеративного методу спряжених градієнтів та евристичного методу генетичного алгоритму. Проведені розрахункові дослідження показали ефективність розробленої методики. Бібл. 12, рис. 6.

Ключові слова: турбогенератор, валопровід, багатомасова модель, ідентифікація параметрів, генетичний алгоритм, метод спряжених градієнтів.

Вступ. Для розрахунків валів потужних турбоагрегатів на пошкодження від дії крутильних коливань під час електромеханічних перехідних процесів потрібно обрати адекватну модель валопроводу, яка з урахуванням пружності достатньо точно відображає властивості механічної системи. Оскільки однією з основних задач розрахунків є визначення характеру змін механічних напружень у різних перетинах валопроводу, зокрема визначення перетинів з максимальними напруженнями та подальший розрахунок зміни дотичних напружень у цих перетинах за часом, необхідно окрему увагу приділити вибору механічної моделі валопроводу, яка б відповідала обраному способу моделювання електромеханічної системи в цілому для вирішення поставлених задач дослідження.

У літературі представлені такі види моделей валів потужних турбоагрегатів: пружна багатомасова з різною кількістю мас чи скінченновимірна [9], неперервна [3] та гібридна [8], яка є поєднанням двох попередніх моделей. Однак автори представлених моделей не порівнювали значення крутильних моментів, отриманих за допомогою точних і спрощених моделей, і відповідно можливість спрощених моделей з достатньою точністю відображати процеси в механічній частині валопроводу турбоагрегату. Таким чином, обґрунтування структури спрощеної механічної моделі вала турбоагрегату та розробка методики розрахунку її параметрів для подальшого моделювання електромеханічних перехідних процесів в електроенергетичних системах, що містять потужні турбоагрегати, є актуальною задачею.

Математична модель та результати розрахунків. Для моделювання перехідного процесу в турбоагрегаті використовується єдина система рівнянь електромеханічної системи, без розділення на механічну та електромагнітну частини.

Модель турбоагрегату, що працює паралельно з електричною системою, можна записати в просторі станів у такому вигляді (без урахування регуляторів збудження та частоти) [5, 6, 2]:

$$\frac{d}{dt} \Psi = U(\Phi) - RI - K_1 \Omega K_2 \Psi ; \quad (1)$$

$$\Psi = XI ; \quad (2)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = K_3 I^T K_4 \Psi - M + C\Phi - D\Omega ; \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} \Phi = \Omega , \quad (4)$$

де $\Psi = (\psi_d \ \psi_q \ \psi_{rd} \ \psi_{rq} \ \psi_f)^T$ – вектор потокозчеплень; $I = (i_d \ i_q \ i_{rd} \ i_{rq} \ i_f)^T$ – вектор струмів; $R = \text{diag}(r_s \ r_s \ r_{rd} \ r_{rq} \ r_f)$ – діагональна матриця активних опорів; X – матриця індуктивних опорів обмоток генератора; $U = (U_d \ U_q \ 0 \ 0 \ U_f)^T$ – вектор напруг електричної системи та обмотки збудження; $\Omega = (\omega_\Gamma \ \omega_{T1} \ \dots \ \omega_{Tn})^T$ – вектор кутових частот точкових мас валопроводу; $\Phi = (\varphi_\Gamma \ \varphi_{T1} \ \dots \ \varphi_{Tn})^T$ – вектор кутів закручення точкових мас; $M = (0 \ M_{T1} \ \dots \ M_{Tn})^T$ – вектор моментів турбіни; J – матриця моментів інерції точкових мас; C – матриця коефіцієнтів жорсткості ділянок між точковими масами; D – матриця коефіцієнтів механічного демпфірування (вигляд матриць J , C та D буде надано нижче); K_1, K_2, K_3, K_4 – матриці перетворень: $K_1 = (1 \ Z)^T$, $K_2 = \begin{pmatrix} Y & Z \\ Z & Z \end{pmatrix}$, $K_3 = k(1 \ Z)$, $K_4 = \begin{pmatrix} Y & Z \\ Z & Z \end{pmatrix}$, $Y = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$, де Z – нульові матриці відповідної розмірності; k – коефіцієнт пропорційності, що враховує базисні величини генератора.

Більш детально розглянемо механічну частину моделі [рівняння (3)]. Застосовуємо пружно-масову модель валопроводу, яка враховує визначену кількість мас. Схематизацію пружно-масової моделі валопроводу можна проводити за допомогою класичних алгоритмів, що наведені в [5, 1]. Однак при використанні цієї моделі необхідно вирішити питання вибору достатньої кількості мас та методу визначення значень параметрів моделі, які забезпечать результати, наближені до розрахованих за точною моделлю. Наприклад, отримані за допомогою методу дискретизації параметри не дають точні частоти крутильних коливань, які є дуже важливими для моделювання резонансних явищ та інших перехідних процесів. Для забезпечення адекватності спрощеної механічної моделі пропонується провести ідентифікацію параметрів моделі відомими методами параметричної ідентифікації [4, 12] з використанням еталонної розрахункової моделі або даних, які отримані за вимірами у досліді з реальним об'єктом. Метою ідентифікації є забезпечення наближення деяких параметрів еталонної та спрощеної розрахункової моделі за обраним критерієм якості з застосуванням відповідних методів.

У нашому випадку таким критерієм буде близькість значень власних частот крутильних коливань вала турбоагрегату, отриманих за точною та спрощеною моделями, та точність моделювання величин, що характеризують електромеханічні перехідні процеси.

Порядок ідентифікації параметрів спрощеної механічної моделі розглянемо на прикладі турбоагрегату, що складається з турбіни К-200-130 та турбогенератора ТГВ-200. За еталонну модель приймемо 112-масову систему валопроводу. Модель була побудована за даними креслення вала турбоагрегату (рис. 1, 2) за методом прямої дискретизації систем з розподіленою масою [1]. Для розрахунків параметрів еталонної моделі вал турбоагрегату умовно був поділений на 112 циліндричних ділянок з радіусом r_i та довжиною l_i , внутрішній радіус у всіх однаковий – $r = 0,05$ м. Точкові маси з відповідним моментом інерції ділянки $\hat{J}_i = \frac{1}{2} \gamma \pi l_i (r_i^4 - r^4)$ ($i = 1 \dots 112$, γ – густина матеріалу) розташовували в середині кожної з ділянок і розраховували коефіцієнти жорсткості між точковими масами, які отримували за такою формулою: $\hat{C}_{j,j+1} = (\tilde{C}_j^{-1} + \tilde{C}_{j+1}^{-1})^{-1}$, $j = 1 \dots 111$, де $\tilde{C}_i = \frac{2\pi G}{(l_i/2)(r_i^4 - r^4)}$ ($i = 1 \dots 112$, G – модуль пружності матеріалу).

Власні числа коливань такої системи знаходять з власних чисел матриці $J^{-1}C$ [5], де матриця J діагональна, а її елементи обчислюються за формулами $J_{i,i} = \hat{J}_i$, $J_{i,j} = 0$, $i \neq j$;

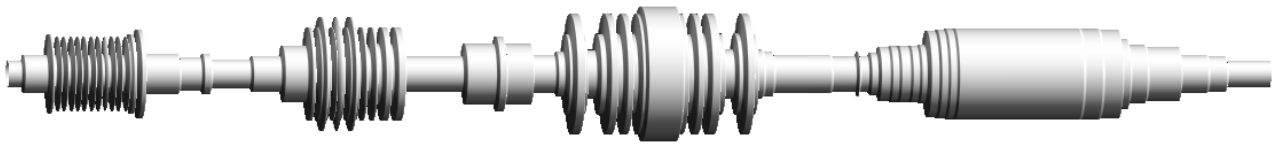


Рис. 1

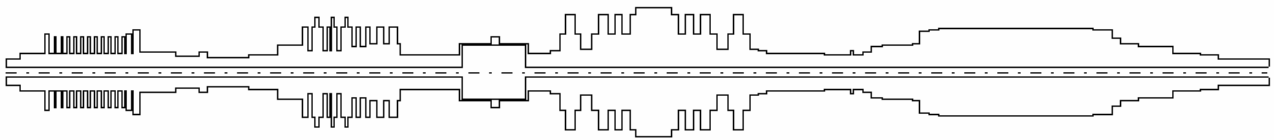


Рис. 2

матриця C трьохдіагональна, а її елементи на діагоналях обчислюються за формулами $C_{i,i} = \hat{C}_{i-1,i} + \hat{C}_{i,i+1}$, $C_{i,i-1} = \hat{C}_{i-1,i}$, $C_{i-1,i} = \hat{C}_{i-1,i}$, $\hat{C}_{0,i} = 0$, $\hat{C}_{i,113} = 0$, $i = 1 \dots 112$, інші дорівнюють нулю. Якщо власні числа матриці $J^{-1}C$ позначити як λ_i , $i = 1 \dots 112$, тоді власні лінійні частоти коливань системи можна знайти за формулою $\nu_i = \frac{\sqrt{\lambda_i}}{2\pi}$ [5].

Для розрахункового моделювання електромеханічних перехідних процесів матриці J та C підставляють у рівняння (3) і розв'язують систему звичайних диференціальних рівнянь (1)...(4) за допомогою одного з чисельних методів. При чисельному розв'язанні цієї системи треба врахувати, що вона є жорсткою, та використати відповідні методи, наприклад, TR-BDF2, неявний методу Рунге-Кутта з першим кроком за формулою трапеції, а другим кроком – за формулою диференціювання назад другого порядку [11]. Зважаючи на те, що розрахунки проводяться без врахування загасання механічних коливань, матрицю D приймають нульовою.

Розглянемо порядок ідентифікації параметрів двох спрощених моделей: двомасової, що включає в себе окремі маси турбогенератора та всіх ступенів турбіни як однієї маси, та чотиримасової, що складається з турбогенератора та кожного ступеня турбіни як окремої маси (рис. 3).

Початкові параметри цих моделей розраховують за допомогою вже згаданого методу прямої дискретизації, але для меншої кількості кінцевих мас. Поділимо вал відповідно на дві та чотири частини за фіксованими перерізами, агреговані маси розташуємо в центрах мас вихідного вала, жорсткість між масами отримаємо за правилом послідовного з'єднання [5]. Перерізи, за якими потрібно ділити вал, обирались у результаті розв'язання статичної задачі на кручення зі знаходженням елементів з найбільшим дотичним напруженням [9]. У результаті розрахунків отримано такі параметри спрощених моделей: для двомасової моделі: $J_1 = 486,877 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $J_2 = 3567,26 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $C_{12} = 5,0233 \cdot 10^7 \text{ Н} \cdot \text{м}$, (далі одиниці виміру

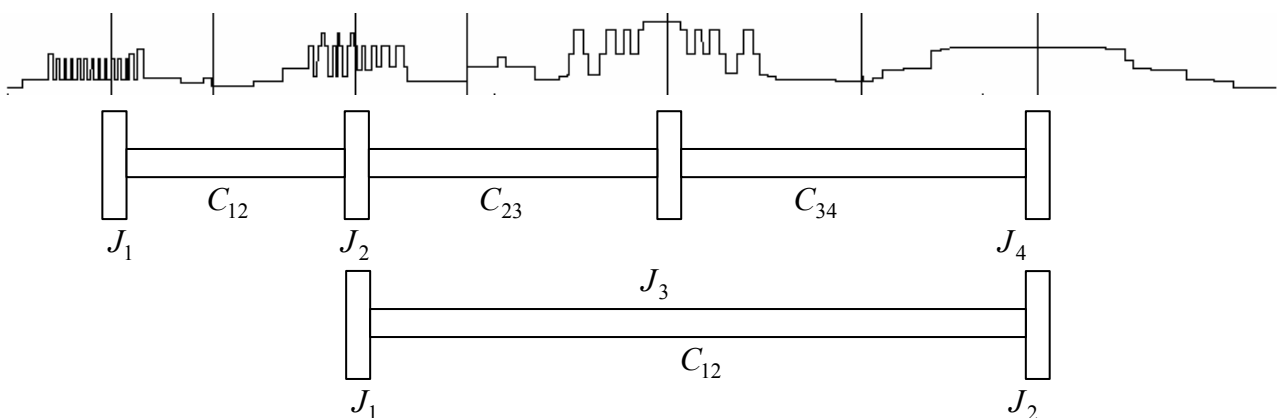


Рис. 3

повторюються відповідно, якщо не зазначено інше); для чотиримасової: $J_1 = 486,877$; $J_2 = 1643,2908$; $J_3 = 7148,1162$; $J_4 = 3567,26$; $C_{12} = 5,0233 \cdot 10^7$; $C_{23} = 8,7219 \cdot 10^7$; $C_{34} = 9,2945 \cdot 10^7$.

За цими параметрами розраховані лінійні власні частоти крутильних коливань (Гц) спрощених та еталонної моделей за матричним методом [5]: двомасова модель: 0; 30,228; чотиримасова: 0; 27,866; 37,258; 62,176; еталонна модель: 0; 28,258; 38,082; 65,192.

Порівняння власних частот коливань еталонної та спрощених моделей показало, що вони достатньо відрізняються. Графіки зміни крутних моментів за часом у перерізі генератор-турбіна, отримані в результаті розрахунку тестового електромеханічного

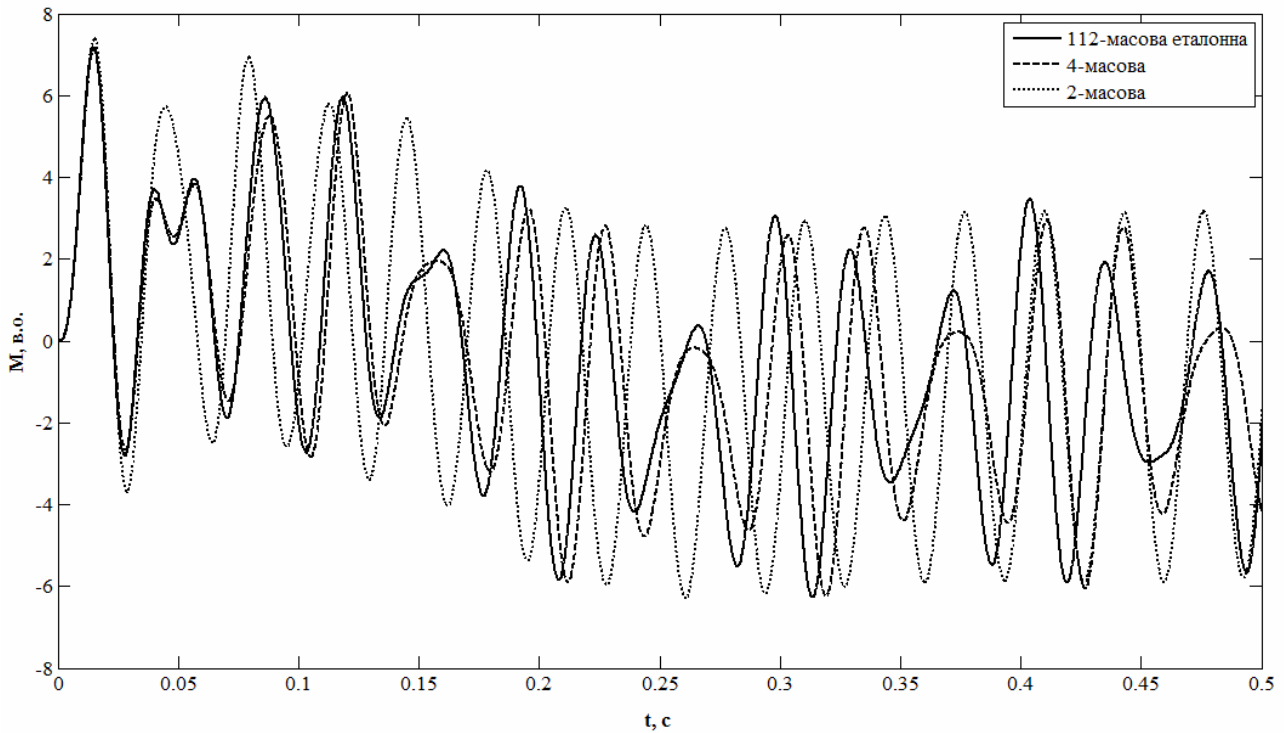


Рис. 4

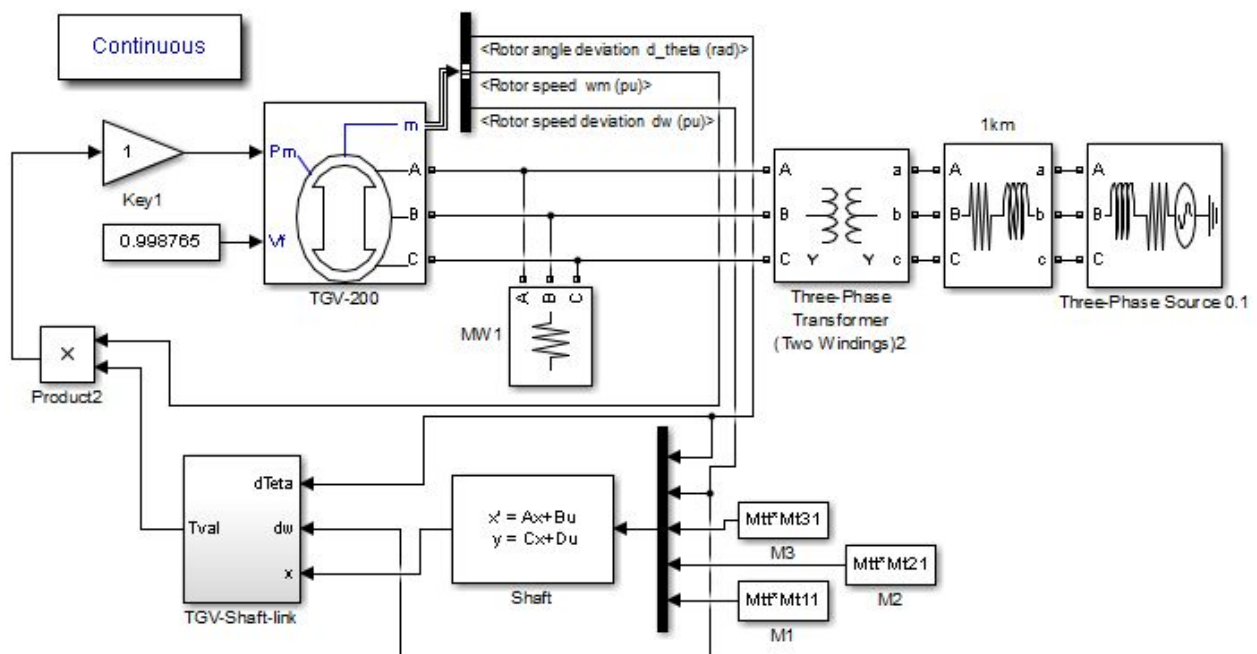


Рис. 5

перехідного процесу несинхронного ввімкнення турбогенератора з холостого ходу в електричну систему, для спрощених і точної моделей, підтвердили відмінність значень моментів (рис. 4). Ці відмінності обумовлені різними значеннями власних частот. Моделювання проводилось у системі MATLAB Simulink з використанням для генератора та електричної системи блоків SimPowerSystems, а для механічної моделі валопроводу блока системи у просторі станів (рис. 5).

Метою ідентифікації параметрів спрощених моделей є визначення значень жорсткості C_{ij} та моментів інерції $J_{i,i}$, які забезпечать максимальне наближення значення власних частот коливань спрощених моделей до еталонних власних частот. Для спрощення методики розрахунку будемо вважати, що моменти інерції для спрощених моделей визначені з достатньою точністю. Тому задача ідентифікації зводиться до наступного: змінювати значення коефіцієнтів жорсткості C_{ij} у спрощених моделях таким чином, щоб максимально наблизити значення власних частот коливань до еталонних, незважаючи на те, яким методом останні були отримані.

У випадку двомасової моделі, яка має параметр J_1 , J_2 , C_{12} , можна за заданим значенням еталонної лінійної частоти ν обчислити значення єдиного коефіцієнта жорсткості C_{12} за формулою $C_{12} = (2\pi\nu)^2 \frac{J_1 J_2}{J_1 + J_2}$, яка витікає з таких формул для власних частот

двомасової системи з вільними кінцями [5]: $\lambda_1 = 0$, $\lambda_2 = \sqrt{\frac{C_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}$, враховуючи, що $\lambda = 2\pi\nu$.

Для ідентифікації чотиримасової моделі валопроводу формула залежності власних частот від коефіцієнтів жорсткості буде надто складною, тому для знаходження C_{ij} доцільно використати методи оптимізації обраного критерію. Застосуємо для порівняння один з ітеративних методів – спряжених градієнтів та один з евристичних методів – генетичного алгоритму.

Метод спряжених градієнтів [7] є методом першого порядку, тобто використовує інформацію тільки про першу похідну функції, що мінімізується. Однак при цьому метод спряжених градієнтів вигідно відрізняється від інших градієнтних методів більш високою швидкістю збіжності. Метод був розроблений Хенстеном та Штифелем в 1952-му році для розв'язання систем лінійних рівнянь, потім його узагальнили для нелінійних функцій.

Ідею генетичного алгоритму [8] висунув Дж. Холланд в кінці 1960-х років. Він зацікавився властивостями процесів еволюції живих істот та був впевнений, що цей механізм можна перенести на алгоритми, що оперували послідовностями нулів та одиниць. У результаті він отримав алгоритм оптимізації, який суттєво відрізнявся від традиційних алгоритмів кількома базовими елементами. По-перше, для оптимізації використовують тільки цільову функцію, а не її похідні, що дуже спрощує пошук розв'язку при невідомих апріорі властивостях функції. По-друге, виконують пошук розв'язку не з однієї точки, а з деякого набору, що називається популяцією.

Генетичний алгоритм шукає глобальний мінімум, а після виконання його кілька разів він з деякою ймовірністю дає змогу виявити, чи є в області декілька однакових глобальних мінімумів цільової функції, чи він один. На той же час ітеративні методи дуже залежать від початкових даних та знаходять локальні мінімуми залежно від них, тому потребують уточнених обмежень області пошуку.

Для реалізації методів ідентифікації введемо функцію, яку потрібно мінімізувати: ця функція буде використовуватися для обчислення близькості власних чисел спрощеної моделі до еталонної. Якщо впорядкувати частоти власних коливань за зростанням та представити їх у вигляді вектора, цільову функцію можна записати як квадрат евклідової норми різниці таких векторів спрощеної та повної моделей.

Прийmemo, що J_1, J_2, J_3, J_4 – моменти інерції агрегованих мас спрощеної моделі, а C_{12}, C_{23}, C_{34} – коефіцієнти жорсткості безмасових пружних валів між цими масами. Тоді власні числа коливань такої системи можна знайти через власні числа матриці $J^{-1}C$:

$$J^{-1}C = \begin{pmatrix} J_1^{-1}C_{12} & -J_1^{-1}C_{12} & 0 & 0 \\ -J_2^{-1}C_{12} & J_2^{-1}(C_{12} + C_{23}) & -J_2^{-1}C_{23} & 0 \\ 0 & -J_3^{-1}C_{23} & J_3^{-1}(C_{23} + C_{34}) & -J_3^{-1}C_{34} \\ 0 & 0 & -J_4^{-1}C_{34} & J_4^{-1}C_{34} \end{pmatrix}.$$

Позначимо ν_i – перші чотири частоти еталонної системи; $\tilde{\nu}_i$ – частоти спрощеної системи.

Тоді цільова функція буде виглядати так: $F = \sum_{i=1}^4 (\nu_i - \tilde{\nu}_i)^2$. У загальному випадку цільову

функцію можна мінімізувати за всіма параметрами $F(J_1, J_2, J_3, J_4, C_{12}, C_{23}, C_{34}) \rightarrow \min$ або за окремим набором параметрів. У цьому випадку будемо мінімізувати її за коефіцієнтами жорсткості, тобто $F(C_{12}, C_{23}, C_{34}) \rightarrow \min$. Введемо додаткові обмеження на C_{12}, C_{23}, C_{34} , користуючись початковим наближенням, отриманим раніше за допомогою прямого методу дискретизації та окресленням деякого околу цієї точки:

$$1 \cdot 10^7 \leq C_{12}, C_{23}, C_{34} \leq 15 \cdot 10^7. \quad (5)$$

За допомогою генетичного алгоритму, реалізованого в MATLAB, знаходимо точки екстремуму цільової функції, запустивши його 10 разів. При обмеженнях (5) він дає дві різні точки мінімуму з однаковим значенням критерію:

$$C_{12} = 5,5803 \cdot 10^7; C_{23} = 9,1261 \cdot 10^7; C_{34} = 9,444 \cdot 10^7 \quad (6)$$

$$\text{та } C_{12} = 5,7953 \cdot 10^7; C_{23} = 7,1132 \cdot 10^7; C_{34} = 11,6671 \cdot 10^7. \quad (7)$$

Значення коефіцієнтів (7) за евклідовою нормою більш віддалені від значень, що отримані за класичним методом, тому ми їх відкидаємо. Щоб залишити один екстремум, можемо звузити границі області:

$$1 \cdot 10^7 \leq C_{12}, C_{23}, C_{34} \leq 10 \cdot 10^7. \quad (8)$$

Метод спряженого градієнта швидше виконує наближення до шуканих параметрів, але його результат, як вже зазначалось, надто залежить від початкової точки, якщо функція має декілька локальних екстремумів в області. У звуженій області (8) він дає той же результат (6). Ітеративний метод у цій задачі працює швидше, тому після звуження області для отримання точних значень до обраної кількості значущих цифр краще використовувати його.

Порахувавши уточнені коефіцієнти жорсткості (6), можемо повторно змоделювати перехідний процес у тих же умовах, але з уточненими параметрами механічної системи. Отримаємо криві, показані на рис. 6.

Порівнюючи графіки на рис. 4 та 6, можемо зробити такі висновки. Двомасова модель валопроводу навіть з налагодженими параметрами добре апроксимує тільки перший викид крутного моменту в перерізі турбіна-генератор. Далі форми графіків перехідного процесу суттєво відрізняються за амплітудами, що буде вносити похибку в оцінку пошкоджуваності валопроводу. Чотиримасова механічна модель після уточнення параметрів достатньо точно апроксимує перехідний процес крутного моменту, крім того, вона має власні частоти крутих коливань, близькі до еталонної моделі, тому буде більш точно моделювати поведінку системи в явищах субсинхронного резонансу.

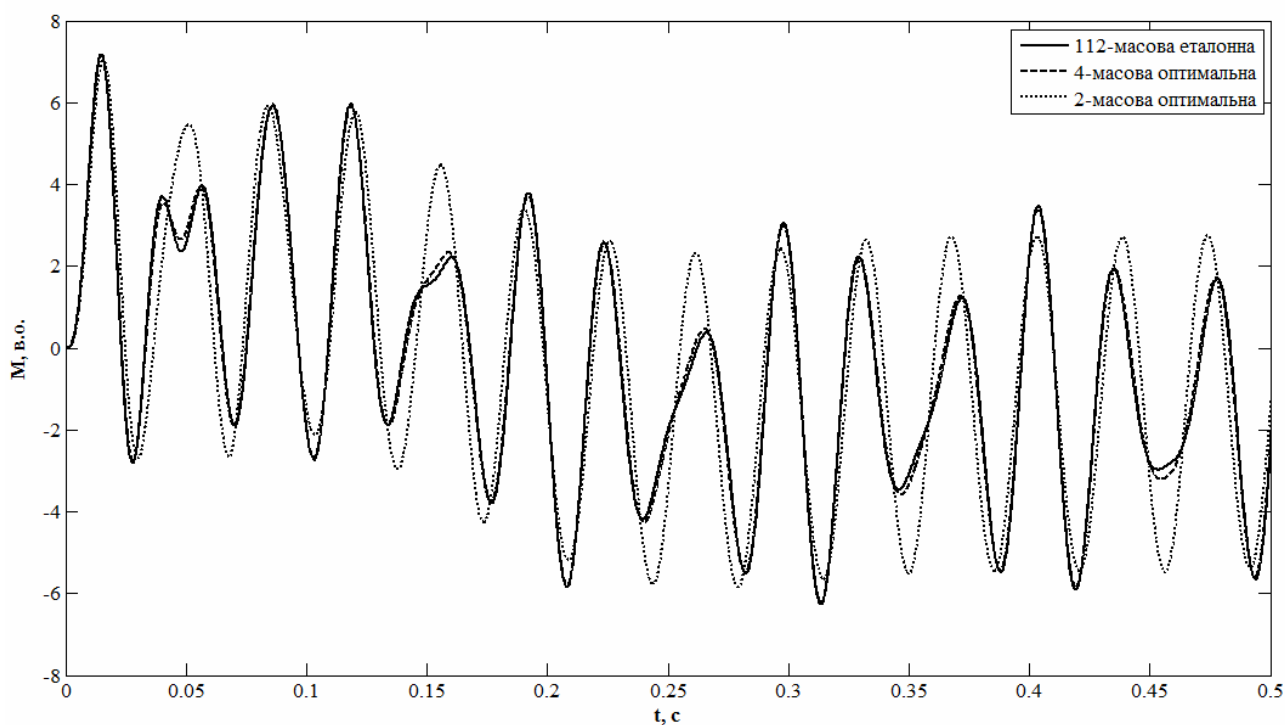


Рис. 6

Висновки. Розрахункові дослідження електромеханічних перехідних процесів турбоагрегату доцільно проводити зі спрощеною математичною моделлю валопроводу без суттєвої втрати точності. Однак потрібно здійснити параметричну ідентифікацію спрощеної моделі з метою наближення до власних частот еталонної моделі за допомогою методів ідентифікації, таких як метод спряжених градієнтів та метод генетичного алгоритму. Можна стверджувати, що метод генетичного алгоритму є більш гнучким та потребує менше апріорної інформації і про цільову функцію, і про початкові умови наближення.

1. Бидерман В.Л. Теория механических колебаний: Учебник для вузов. – М: Высш. школа, 1980. – 408 с.
2. Бовсуновский А.П., Куевда Ю.В. Учёт качаний валопровода турбоагрегата при оценке усталостной поврежденности его элементов в процессе успешного несинхронного включения // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2015. – Вип. 42. – С. 56–59.
3. Детинко Ф.М., Загородная Г.А., Фастовский В.М. Прочность и колебания электрических машин. – Л.: Энергия, 1969. – 440 с.
4. Кириленко О.В., Сегада М.С., Буткевич О.Ф., Мазур Т.А. Математичне моделювання в електроенергетиці: Підручник. – Львів: Вид-во Нац. ун-ту «Львівська політехніка», 2010. – 608 с.
5. Лашко В.А., Лейбович М.В. Матричные методы в расчетах крутильных колебаний силовых установок с ДВС: Учеб. пособие. – Хабаровск: Изд-во ХГТУ, 2003. – 211 с.
6. Лукин В.Н., Романов М.Ф., Толкачев Э.А. Системный анализ электрических цепей и машин: Учебное пособие. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1985. – 136 с.
7. Моисеев Н.Н., Иванилов Ю.П., Столярова Е.М. Методы оптимизации. – М.: Главная редакция физ.-мат. литературы, 1978. – 352 с.
8. Рутковская Д., Пильньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы: Пер. с польск. И.Д. Рудинского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 452 с.
9. Чабан А.В. Алгоритм розрахунку механічних крутильних коливних процесів на прикладі системи «парова турбіна – ротор» синхронного турбогенератора // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». – 2006. – № 556. – С. 86–90.
10. Bovsunovskii A.P. Torsional vibration in steam turbine shafting in turbogenerator abnormal modes of operation // Strength of Materials. – 2012. – 44 (2). – P. 177–186.
11. Hosea M.E., Shampine L.F. Analysis and implementation of TR-BDF2 // Applied Numerical Mathematics. – 1996. – 20. – P. 21–37.
12. Isermann R., Munchhof M. Identification of Dynamic systems. – Berlin-Heidelberg: Springer, 2011. – 705 с.

УДК 621.313.322-81

Ю.В. Куевда, С.Н. Балюта, докт. техн. наук
Национальный университет пищевых технологий,
ул. Владимирская, 68, Киев, 01601, Украина

Методика идентификации параметров упругой модели валопровода турбоагрегата для моделирования крутильных колебаний

Приведено сравнение математических моделей разной размерности с конечным числом степеней свободы валопровода мощного турбоагрегата, которые используются для расчета крутильных колебаний валопровода турбогенератора. Проведены расчетные исследования переходных процессов при включении турбогенератора на параллельную работу с электрической системой с холостого хода при использовании разных математических моделей валопровода и сравнение крутильных моментов. Разработана методика идентификации параметров многомассовой модели валопровода турбоагрегата с помощью итеративного метода сопряженных градиентов и эвристического метода генетического алгоритма. Проведенные расчетные исследования показали эффективность разработанной методики. Библиограф. 12, рис. 6.

Ключевые слова: турбогенератор, валопровод, многомассовая модель, идентификация параметров, генетический алгоритм, метод сопряженных градиентов.

Yu.V. Kuievda, S.M. Baluta

National University of Food Technologies,
Volodymyrska St., 68, Kyiv, 01601, Ukraine,

Parameter identification method of the turbine-generator shaft elastic model for torsional vibrations simulation

The mathematical models of different dimensions with a finite number of degrees of freedom of a powerful turbine-generator shaft, which is used to calculate the torsional vibrations of the shaft train, were compared. The computational studies of transients during switching of the turbine-generator to parallel operation with the electrical system with no-load conditions using different mathematical models of the shaft train and comparison of torsional moments were performed. The method of parameter identification for the multi-mass model of the shaft line of the turbine set using an iterative conjugate gradient method and a heuristic genetic algorithm was developed. The performed computational studies have shown efficiency of the developed technique. References 12, figures 6.

Key words: turbine-generator, shaft, multiple-mass model, parameter identification, genetic algorithm, conjugate gradient method.

Надійшла 29.06.2017

Received 29.06.2017

ЕЛЕКТРИЧНІ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.314: 621.373

РАЗВИТИЕ ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ ПРЕДТРАНСФОРМАТОРНОЙ ЧАСТИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ МАГНИТНО-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ИМПУЛЬСОВ

И.В. Волков¹, чл.-корр. НАН Украины, **В.И. Зозулев**², канд. техн. наук, **Н.И. Кускова**³, докт. техн. наук, **А.И. Христо**⁴, канд. техн. наук
1,2 – Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина
3,4 – Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины,
пр. Богоявленский, 43-А, Николаев-18, 54018, Украина
e-mail: dep8ied@ied.org.ua

Выполнен сравнительный анализ электромагнитных процессов и принципов построения предтрансформаторной части (ПТЧ) высоковольтных магнитно-полупроводниковых генераторов импульсов (МПИ) с параллельным, параллельно-последовательным и параллельно-перезарядным звеньями компрессии импульсов. Показано, что оптимизация ПТЧ генераторов является основополагающей для решения проблем повышения КПД и улучшения других основных показателей МПИ, а также, что решение этих проблем наиболее полно реализуется при использовании ПТЧ генератора с параллельно-перезарядным звеном. Сформулированы положения концепции повышения КПД МПИ. Библиограф. 12, рис. 6.

Ключевые слова: магнитно-полупроводниковый генератор импульсов, узел компрессии импульсов, коммутирующий дроссель, численное моделирование.

Введение. Магнитно-полупроводниковые генераторы высоковольтных импульсов (МПИ) являются неотъемлемой составляющей оборудования современных передовых электроимпульсных технологий, повышение эффективности которых и расширение их применения непосредственно связаны с проблемой улучшения основных показателей МПИ. Схемотехника МПИ базируется на экспериментально проверенных решениях применительно к технологиям электроразрядного синтеза углеродных наноматериалов, электрофльтрации газовых выбросов, обработки воды, выработки озона и возбуждения лазеров на парах металлов (ЛПМет) [1, 3, 10, 12]. Освоение сфер применения МПИ имеет важное научно-техническое и практическое значение, так как предъявляемые к ним требования являются приемлемыми для ряда других электроимпульсных технологий. Такими, в первую очередь, являются характерные параметры выходных импульсов МП-генераторов расширенного применения с установленной мощностью от 0,5 до 5...10 кВт (а в перспективе и более): амплитуда напряжения – до 20...50 кВ; амплитуда тока – до 0,2...1,0 кА; длительность импульсов – до 70...100 нс; частота повторения импульсов – 0,1...25 кГц и более, например, для высокочастотных ЛПМет. Относительно остальных показателей МПИ, наиболее проблемной является задача повышения его КПД и улучшения других энергодинамических параметров. Исходя из этого видим, что решение этой проблемы связано с оптимизацией предтрансформаторной части МПИ, включая предложенные реконфигурации ее распределенных структур, выпрямители с умноженным напряжением и силовые ключи с низкими потерями энергии [3, 4].

Эта публикация является первым этапом решения проблемы улучшения основных показателей МПИ и их функциональных характеристик, поскольку следует объяснить особенности протекания электромагнитных процессов в вариантах предтрансформаторной час-

ти МПГИ, их влияния на устойчивые режимы колебаний в выбранных схемах МПГИ и дать обобщенные оценки эффективности преобразования энергии в них.

Целью работы являются определение и сопоставление закономерностей электромагнитных процессов в известном и предложенных вариантах предтрансформаторной части высоковольтных магнитно-полупроводниковых генераторах и формирование на их основе развития принципов построения данных генераторов с улучшенными основными показателями.

Постановка задачи. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: 1) провести численное моделирование электромагнитных процессов в цепях предложенных схем предтрансформаторной части МПГИ и в цепях известной схемы-аналога; 2) изложить основные сопоставительные выводы по схеме-аналогу и результаты моделирования по предложенным схемам; 3) представить обобщенные оценки рассмотренных схем по эффективности преобразования энергии и выбору улучшенных основных параметров МПГИ.

Магнитно-полупроводниковый генератор с параллельным звеном компрессии импульсов в предтрансформаторной части – МПГИ.1 (рис. 1).

Это известная схема МПГИ [11]. Благодаря принципу ее построения, появилась возможность в большинстве случаев исключить затратное подмагничивание индуктивных элементов МПГИ, необходимого для восстановления их исходного магнитного состояния. Поэтому эта схема получила свое развитие [3]. Чтобы улучшить ее, необходимо сначала выяснить основные электромагнитные процессы, протекающие в ее цепях. Путем численного моделирования [7] подтверждено, что МПГИ.1 является альтернативой МПГИ с подмагничиванием. Кроме того, были получены электрические и энергетические характеристики генератора в зависимости от питающего напряжения и эквивалентного сопротивления нагрузки, а также установлен диапазон эквивалентных сопротивлений нагрузки генератора, при котором достигается наибольшая эффективность преобразовательного звена. К тому же в этой схеме обнаружен режим самовозбуждения, который характеризуется увеличением амплитуды колебаний на продольном конденсаторе C_1 преобразовательного звена и увеличением амплитуды и энергии инверсного импульса на нагрузке.

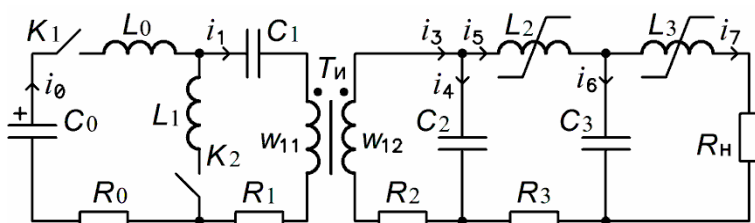


Рис. 1

Переходный процесс самовозбуждения генератора направлен на то, чтобы выравнять пути протекания зарядного и разрядного токов. Он установится только тогда, когда значительная часть разрядного тока пройдет последовательно через обмотки высоковольтных коммутационных дросселей и замкнется на нагрузку. Установлены также условия усиления напряжения на конденсаторе C_1 , увеличения передачи энергии в нагрузку и увеличения амплитуды напряжения на ней.

В результате определились пути расширения функциональных возможностей МПГИ.1 и целевого улучшения его основных показателей.

Магнитно-полупроводниковый генератор с параллельным и последовательным звеньями компрессии импульсов в предтрансформаторной части – МПГИ.2 (рис. 2).

Представленная схема дополняет схему МПГИ.1 путем введения последовательного звена магнитного сжатия импульса в первичной обмотке трансформатора – элементы L_1, C_2 .

Расчетные параметры МПГИ.2: емкость конденсатора источника питания $C_0 = 870$ мкФ; емкость конденсатора параллельного преобразовательного звена $C_1 = 1$ мкФ; емкость конденсатора последовательного звена сжатия $C_2 = 1$ мкФ; емкости высоковольтных конденсаторов равны $C_3 = C_4 = 2,4$ нФ; сопротивление зарядного и разрядного контуров $R_{0l} = 0,01$ Ом; сопротивление первичной цепи трансформатора $TV - R_1 = 0,01$ Ом; сопротивление вторичной обмотки трансформатора $R_2 = 1$ Ом; сопротивление обмотки дросселя $L_2 - R_3 = 0,8$ Ом; со-

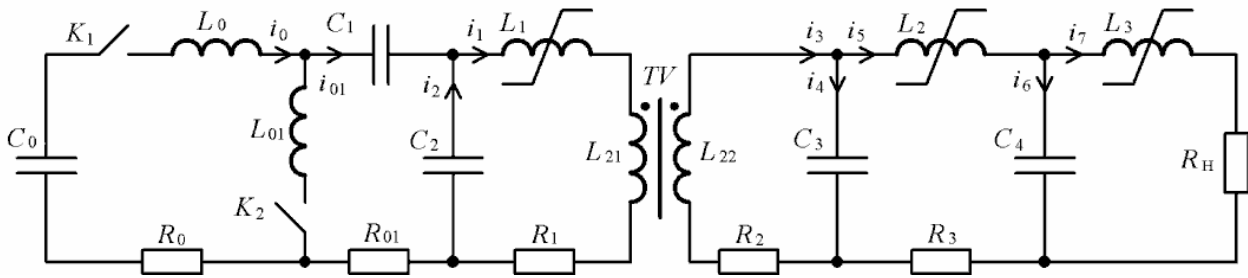


Рис. 2

ротивление нагрузки $R_H=100$ Ом; объем сердечника предтрансформаторного дросселя $L_1-V_2=3,48 \cdot 10^{-6}$ м³; объемы сердечников высоковольтных дросселей L_2 и L_3 равны $V_2=V_3=31,7 \cdot 10^{-6}$ м³ ($50 \times 34 \times 30$); объем сердечника импульсного трансформатора $V_{TV}=84,8 \cdot 10^{-6}$ м³ ($100 \times 80 \times 30$); количество витков обмоток трансформатора $w_{21}=14$, $w_{22}=290$; количество витков обмоток дросселей L_1 , L_2 , L_3 , – $w_1 = 20$, $w_2=120$, $w_3=35$; напряжение на конденсаторе C_0 $U_{C0}=480$ В.

Для осуществления асимметричного режима колебаний также, как в работе [7] для МПГИ.1, необходимы соблюдение неравенства $L_0 \gg L_1$ и рассогласование выходного звена сжатия с нагрузкой. То есть для однополяризации выходных импульсов МПГИ выбрано: $L_0 = 128$ мкГн; $L_1 = 6$ мкГн, период коммутации ключа $K_1 - T_{к1} = 100$ мкс, задержка отпирания ключа K_2 относительно момента отпирания ключа $K_1 - T_{к2} = 36$ мкс.

Расчетная система алгебраических уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_0^{k+1} = i_0^k + \Delta t (U_2 - U_0 - U_1 - R_0 \cdot i_0^k) / L_0; \\ i_{01}^{k+1} = i_{01}^k + \Delta t (U_2 - U_1 - R_0 \cdot i_0^k) / L_{01}; \\ i_1^{k+1} = i_1^k + \frac{a_2 \cdot \Delta t}{L_1 + L_{21} - \frac{M_2^2}{L_{22}}}; \\ i_3^{k+1} = i_3^k + \frac{M_2 (i_0^{k+1} - i_0^k) - (R_2 \cdot i_3^k + s_2) \cdot \Delta t}{L_{22}}; \\ i_5^{k+1} = i_5^k + \frac{(U_2 - U_3 - R_3 \cdot i_5^k) \cdot \Delta t}{L_3}; \\ i_7^{k+1} = i_7^k + \frac{(U_3 - R_H \cdot i_7^k) \cdot \Delta t}{L_4}; \\ i_2^{k+1} = i_1^{k+1} - i_0^{k+1}; \\ i_4^{k+1} = i_3^{k+1} - i_5^{k+1}; \\ i_6^{k+1} = i_5^{k+1} - i_7^{k+1}. \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} U_0 = \frac{1}{2C_0} \sum_{n=1}^k (i_0^n + i_0^{n-1}) \Delta t; \\ U_1 = \frac{1}{2C_1} \sum_{n=1}^k (i_0^n + i_0^{n-1}) \Delta t; \\ U_2 = \frac{1}{2C_2} \sum_{n=1}^k (i_1^n + i_1^{n-1}) \Delta t; \\ U_3 = \frac{1}{2C_3} \sum_{n=1}^k (i_4^n + i_4^{n-1}) \Delta t; \\ U_4 = \frac{1}{2C_4} \sum_{n=1}^k (i_6^n + i_6^{n-1}) \Delta t; \\ a_2 = U_1 + R_1 \cdot i_1^k + \frac{M_2}{L_{22}} (R_2 \cdot i_3^k + U_2); \\ a_1 = U_0 + U_1 + R_1 \cdot i_1^k + \frac{M_2}{L_{22}} (R_2 \cdot i_3^k + U_2); \end{array} \right. \quad (1)$$

где i_0 – ток зарядной цепи через ключ K_1 ; i_{01} – ток разрядной цепи через ключ K_2 ; i_1 – ток первичной цепи ИТ; i_3 – ток вторичной цепи ИТ; i_5 , i_7 – токи через дроссели L_2 , L_3 ; i_2 , i_4 – токи в цепях конденсаторов C_0 , C_4 ; $U_0 \dots U_4$ – напряжения на конденсаторах $C_0 \dots C_4$.

Основные результаты моделирования МПГИ.2 показаны на рис. 3, где первый цикл колебаний разбит на интервалы времени $t_0 \dots t_7$.

В нулевой момент времени отпирается ключ K_1 и производится заряд конденсаторов C_1 и C_2 . Однако индукция в L_2 близка к положительному порогу насыщения и в момент времени t_1 достигает положительного насыщения (рис. 3). В результате чего конденсатор C_2 оказывается зашунтированным на первичную обмотку ω_1 трансформатора ИТ и зарядный ток через него практически не проходит (рис. 3 а). В таком случае зарядный ток конденсатора C_1

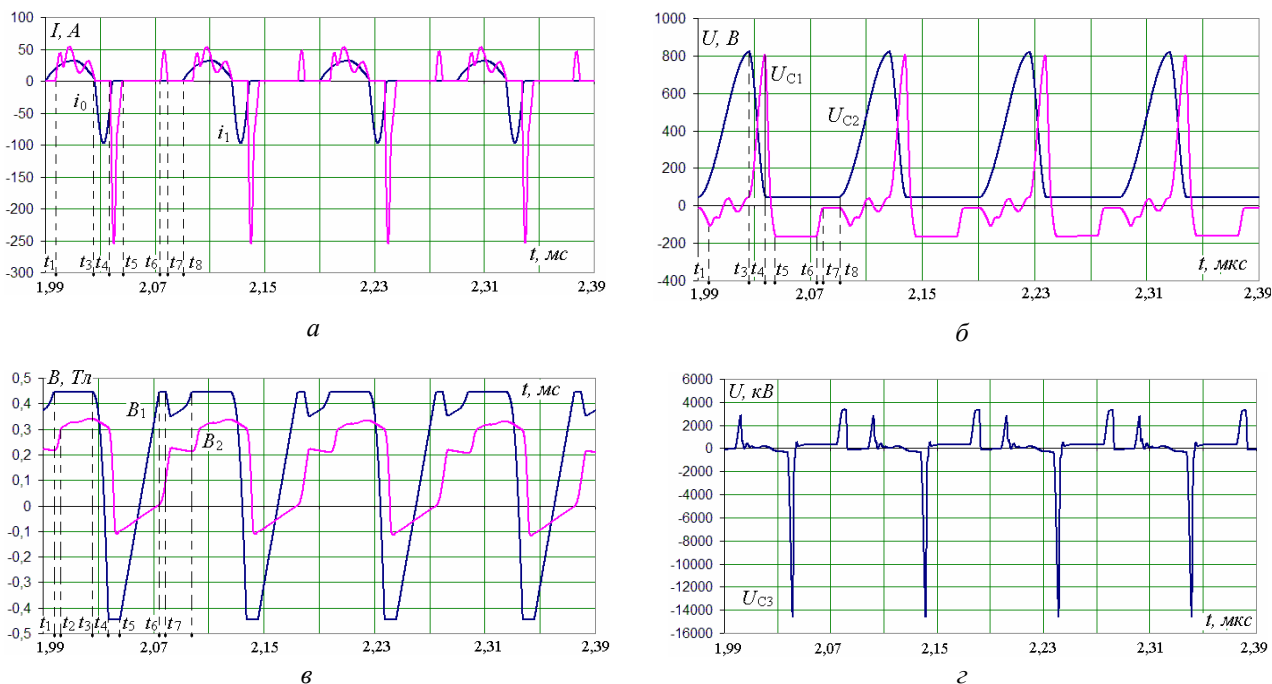


Рис. 3

закрывается через первичную обмотку ИТ. Согласно характеристике напряжения на C_2 (рис. 3 б) следует, что конденсатор C_2 до момента t_1 успевает немного зарядиться. Ток в цепи ИТ и индукция в его сердечнике быстро нарастают, однако в момент t_2 насыщается высоковольтный дроссель L_2 , что приводит к существенному замедлению роста индукции через ИТ и как следствие передача энергии в высоковольтную часть прекращается. Созданный в этой части колебательный контур выступает как фильтр нижних частот, препятствуя дальнейшей передаче энергии в нагрузку в процессе заряда конденсатора C_1 (рис. 3 в). Характеристика индукции в ИТ на этом интервале приобретает пологую (округлую) форму. Тем самым на интервале $t_1 \dots t_3$ в основном происходит заряд конденсатора C_1 и напряжение на нем возрастает до 800 В. В момент t_3 отпирается ключ K_2 и конденсатор C_1 разряжается на C_2 . Следует отметить, что момент коммутации ключа K_2 совпадает с моментом достижения тока i_0 нулевого значения. В интервале $t_3 \dots t_4$ за счет прикладываемого обратного напряжения коммутирующий дроссель (КД) L_1 будет перемагничиваться к отрицательному порогу насыщения. При этом амплитуда разрядного тока через K_2 достигает 100 А, что примерно в четыре раза больше зарядного тока. После насыщения КД L_1 в момент t_4 производится передача энергии из C_2 в высоковольтный конденсатор C_3 (рис. 3 г). Так как энергия в C_1 увеличилась, то размаха индукции высоковольтного КД в этом случае будет недостаточно, чтобы передать всю энергию из C_2 . Поэтому КД L_2 будет насыщаться раньше, чем произойдет полная передача энергии и разрядный ток будет немного затянутым за счет возросшей емкости высоковольтного контура. Разряд становится несогласованным, поэтому в момент времени t_5 на конденсаторах C_1 и C_2 соответственно появятся отрицательное и положительное остаточные напряжения. Амплитуда разрядного тока через ИТ увеличится в 2,5 раза по сравнению с предыдущим звеном сжатия и составит 250 А, амплитуда инверсного импульса на C_3 составит 14,5 кВ. Под действием этих напряжений на интервале времени $t_5 \dots t_6$ КД L_1 и L_2 будут перемагничены к положительному порогу насыщения. После насыщения КД L_1 напряжение на C_3 возрастает примерно до 3,3 кВ. В момент t_7 насыщается КД L_2 и напряжение на конденсаторе C_3 падает практически до нуля, а запасенная энергия передается в последующий высоковольтный узел сжатия. Амплитуда импульса напряжения на C_3 на интервале $t_6 \dots t_7$ будет лишь на несколько сотен вольт превышать амплитуду прямого импульса для интервала $t_1 \dots t_3$. В момент времени t_8 отпирается ключ K_1 и цикл повторяется. Согласно моделированию существует возможность скорректировать индуктивность КД L_1 (количество витков, сечение магнитопровода) так, чтобы максимально уменьшить амплитуду прямого импульса

и улучшить эффект однополяризации. Поэтому решение введения дополнительного КД в низковольтной цепи оправдывается скорее всего улучшением условий согласования звена сжатия с ИТ при формировании инверсного импульса. Необходимо отметить, что для схемы, показанной на рис.2, стационарный режим асимметричных колебаний осуществляется, когда выходная нагрузка находится в пределах от 70 до 110 Ом, то есть составляет 45...80 % от согласованной нагрузки.

Проведенные эксперименты подтвердили принципиальную возможность введения последовательного узла компрессии импульсов – элементы L_1, C_2 схемы, представленной на рис. 2, в схему МПГИ.1.

Магнитно-полупроводниковый генератор с параллельным и перезарядным звеньями компрессии импульсов в предтрансформаторной части – МПГИ.3 (рис. 4).

Приведенная схема дополнительно содержит перезарядное звено [3] и представляет собой реконфигурацию схемы рис. 2, в которой изменена очередность установки поперечного и продольного конденсаторов: соответственно в схеме рис. 4 – C_1 и C_2 . Это схемотехническое решение позволяет увеличивать напряжение импульса с первичной стороны ИТ путем перезаряда поперечного конденсатора C_1 с помощью элементов L_1, K_2 . Аналогичным образом составляется система интегро-дифференциальных уравнений для баланса напряжений в контурах и баланса токов в узлах. Система решается численно методом Эйлера. Параметры модели МПГИ остаются такими же, как и для генератора на рис. 1, однако емкость высоковольтных конденсаторов выбрана в два раза меньше, чтобы реализовать согласованный режим передачи энергии из конденсаторов C_1, C_2 в высоковольтный C_3 . Дополненные параметры модели МПГИ и начальные условия: емкость высоковольтных конденсаторов $C_3=C_4=1,2$ нФ; сопротивление нагрузки $R_H=150$ Ом; напряжение на C_0 $U_{C0}=300$ В; период коммутации ключа K_1 200 мкс; момент отпирания ключа K_2 по отношению к K_1 $T_{K2}=60$ мкс.

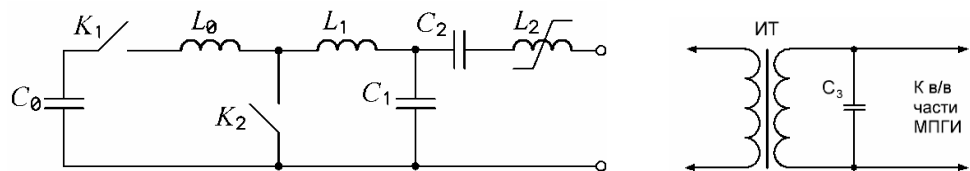


Рис. 4

и начальные условия: емкость высоковольтных конденсаторов $C_3=C_4=1,2$ нФ; сопротивление нагрузки $R_H=150$ Ом; напряжение на C_0 $U_{C0}=300$ В; период коммутации ключа K_1 200 мкс; момент отпирания ключа K_2 по отношению к K_1 $T_{K2}=60$ мкс.

Моделирование показывает, что в схеме существует стационарный режим асимметричных колебаний. Электромагнитные характеристики этого режима показаны на рис. 5. В момент времени t_0 отпирается последовательный ключ K_1 и происходит одновременный заряд конденсаторов C_1 и C_2 от конденсатора C_0 соответственно по цепям: $C_0-L_0-C_1$ и $C_0-L_0-C_2-L_1-L_2$

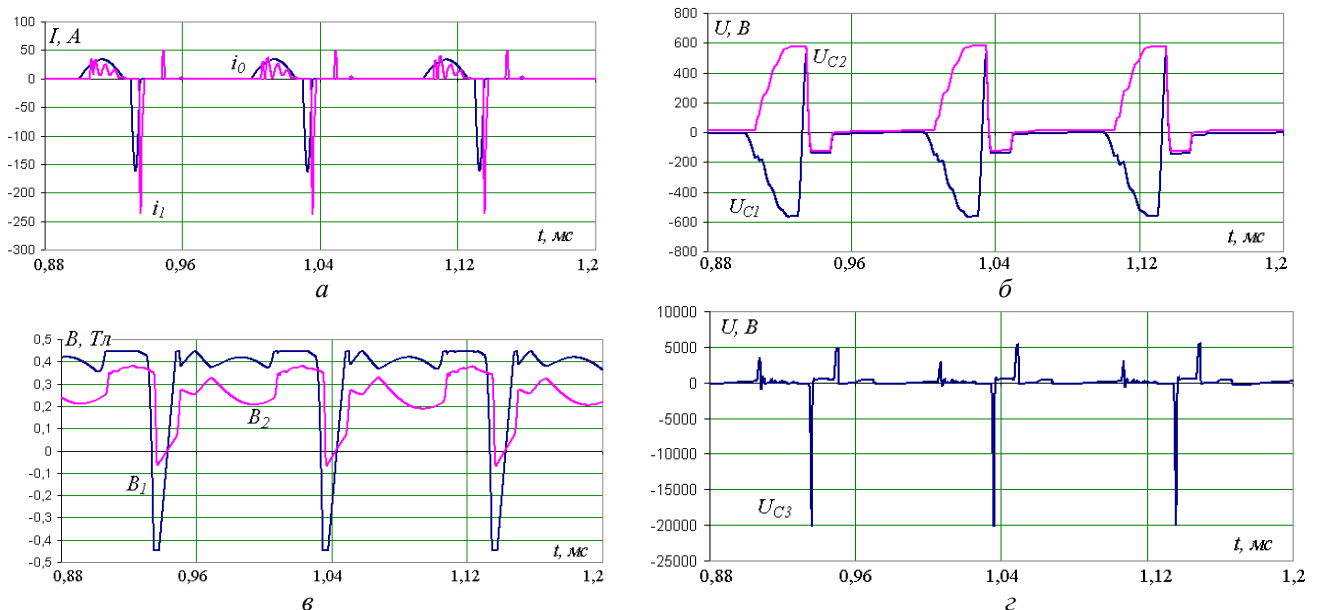


Рис. 5

(рис. 4). При этом в конце цикла заряда (момент t_1) продольный конденсатор заряжается до большего напряжения, чем поперечный (рис. 5 б). На момент отпирания ключа K_1 индукция в сердечнике КД L_1 находится вблизи положительного порога насыщения, что обеспечивает минимальное реактивное сопротивление при протекании зарядного тока по цепи продольного конденсатора. В момент времени t_2 отпирается ключ K_2 и происходит перезаряд конденсатора C_1 до положительного напряжения. В результате преобразования к дросселю L_1 прикладывается напряжение от двух последовательно соединенных конденсаторов C_1, C_2 . Под действием возрастающего напряжения КД L_2 быстро перемагничивается к отрицательному порогу насыщения (рис. 5 в). В момент времени t_3 КД L_2 насыщается и энергия из конденсаторов C_1 и C_2 передается через ИТ в конденсатор C_3 (рис. 5 г). Так как разряд не является идеально согласованным, то по окончании разрядного процесса на конденсаторах C_1 и C_2 появятся отрицательные остаточные напряжения. Под действием их КД L_2 обратно перемагничивается к положительному порогу насыщения, что при формировании зарядного импульса обеспечит свободный путь протекания тока продольного конденсатора и соответственно асимметрию выходных импульсов.

Преимуществом схемы МПГИ.3 является то, что для достижения порога существования асимметричного режима колебаний требуется значительно меньшее входное напряжение источника питания, чем для схемы рис. 2. Это объясняется тем, что энергия на двух последовательно заряженных конденсаторах последовательного звена сжатия с ростом входного напряжения возрастает быстрее, чем в схеме на рис. 2 б.

При равенстве емкостей $C_1=C_2=1$ мкФ асимметричный режим колебаний реализуется уже при входе питающем напряжении, равном 200 В. Осциллограммы напряжения, подтверждающие существование асимметричного режима колебаний, изображены на рис. 6, где видно, что за счет перезаряда поперечного конденсатора C_1 происходит удвоение напряжения в первичной цепи ИТ.

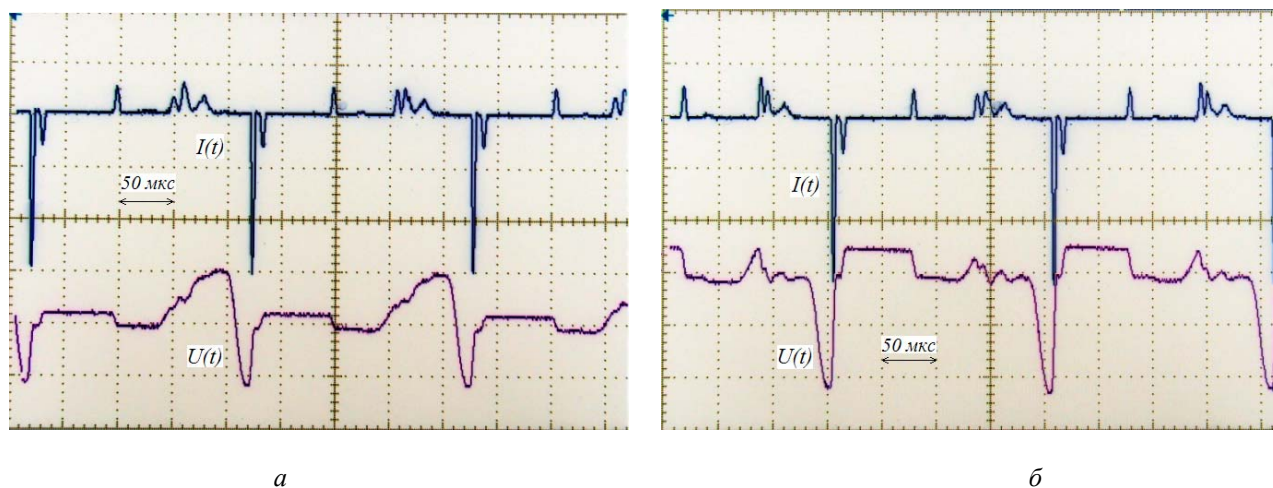


Рис. 6

Основные результаты исследований

Проблемными вопросами повышения эффективности МПГИ являются:

- максимально возможное повышение КПД МПГИ, так как по сравнению с классическими устройствами преобразовательной техники они имеют увеличенное число звеньев преобразования, включая индуктивные элементы, работающие в микро- и наносекундных диапазонах;
- достижение предельно возможных параметров высоковольтных наносекундных импульсов;
- обеспечение стабильных колебательных процессов при изменении в широких пределах нагрузки.

Такие показатели, как массогабаритные, ценовые, надежность и другие являются зависимыми от перечисленных проблемных.

Полученные результаты исследований предлагаются в качестве исходного выбора схемотехнического решения МПГИ, наиболее определяющего положительное решение затронутых проблем повышения эффективности МПГИ при заданных конкретных условиях.

Подтверждено, что схема МПГИ.1 является альтернативой МПГИ с подмагничиванием, причем с его упрощением за счет исключения затратного узла подмагничивания. Дополнительно установлено, что приемлемо восстанавливается магнитное состояние высоковольтных дросселей, существуют условия, при которых усиливается напряжение на конденсаторе C_1 и увеличивается передача энергии в нагрузку с ростом напряжения на ней.

Следуя изложенному, схему выгодно реализовать при относительно небольших мощностях, высоких частотах следования импульсов, небольших изменениях нагрузки и выходном напряжении до 10...20 кВ. Проблему повышения КПД рекомендуется решать путем оптимизации режимов работы ключей [3], выбора ключей с низкими потерями энергии [4] и позиционного анализа работы дросселей и ИТ [2].

По схеме, представленной на рис. 2, установлено, что по сравнению с аналогом [11] заметно снижается ток через ключ K_2 . Это является приоритетным при использовании генераторов большой мощности. Существуют условия выбора оптимальной длительности импульсов тока через первичную обмотку ИТ, что согласно [3] является первоочередным подходом к оптимизации генератора в целом, по сравнению с другим аналогом [11] обеспечивается восстановление магнитного состояния дросселей L_1 , L_2 , существенно улучшаются формирование однополярных импульсов и согласование генератора с нагрузкой, достигается устойчивая работа в режимах, близких к короткому замыканию в цепи нагрузки.

Согласно изложенному, схему следует применять при больших мощностях, используя возможности ее оптимизации по массогабаритным показателям и частично по КПД за счет выбора соотношений формируемых импульсов зарядным узлом, параллельным и последовательным узлами компрессии импульсов. Рекомендации для МПГИ.1 относительно КПД, частоты следования импульсов, выходного напряжения и нагрузки также следует учитывать.

Схемное решение МПГИ.3, согласно которому напряжение на последовательно соединенных конденсаторах C_1 , C_2 увеличивается в два раза, приводит к улучшению показателей генератора, а именно:

- увеличения коэффициента компрессии импульсов звена, состоящего из L_2 , $(C_1 + C_2)$, что заметно уменьшает ИТ, а увеличение напряжения на $(C_1 + C_2)$ соответственно уменьшает коэффициент трансформации ИТ. Эти два фактора существенно упрощают ИТ;

- возможности реализации выявленного времени импульсного регулирования амплитуды импульсов напряжения на первичной обмотке ИТ, использование которого приводит к стабилизации или заданному алгоритму изменения напряжения на нагрузке при отклонениях напряжения на C_0 и при определенных изменениях нагрузки;

- уменьшения примерно вдвое длительности выходных импульсов генератора при соблюдении оптимального энергетического баланса между C_1 , C_2 и C_3 , что позволяет сформировать на нагрузке импульсы с большей пиковой мощностью по сравнению с МПГИ. 2.

Согласно изложенному и при введении в схему последовательного звена компрессии импульсов по аналогии с МПГИ.2 такое решение имеет наибольшие потенциальные возможности по реализации вышеотмеченных проблемных аспектов повышения эффективности МПГИ. Оценки схемы МПГИ.3 по КПД представляются следующими положениями концепции его максимально возможного увеличения:

- 1) в качестве входного выпрямителя использовать управляемую схему выпрямления Лагура-Греца, которая увеличивает напряжение по сравнению со схемой Греца до $\approx 1,8$ раза и имеет меньшие потери энергии на диодах;

- 2) в ключах K_1 , K_2 применить соответственно транзисторы с тиристорным управлением и транзисторы с низким падением напряжения [4];
- 3) в высоковольтной цепи ИТ ввести схему, удвоив или утроив напряжение [6], что позволит дополнительно уменьшить коэффициент трансформации ИТ, существенно его упростить и уменьшить соответственно потери энергии в ИТ;
- 4) оптимизировать длительность импульса через ИТ [3] и позвенно использовать магнитные материалы индуктивных элементов, компромиссно выбранных по наименьшим потерям и наибольшей магнитной проницаемости для каждого индуктивного элемента, соответственно позвенно формируемым ими длительностям импульсов;
- 5) с помощью времяимпульсного управления выпрямителем Латура-Греца и/или перезарядным узлом минимизировать обменные процессы между нагрузкой и емкостью фильтра выпрямителя;
- 6) в перспективе (после предстоящих исследований) применять полупроводниковые и магнитно-полупроводниковые прерыватели тока в пред- и послетрансформаторных звеньях – по аналогии с применяемыми SOS-диодами в выходном звене генераторов [3].

Выводы. 1. Оптимизация построения предтрансформаторной части МПГИ с целью повышения КПД, достижения предельно возможных параметров выходных импульсов и обеспечения надежного функционирования МПГИ является основополагающей для решения проблем повышения эффективности МПГИ.

2. Решение проблем повышения эффективности МПГИ потенциально наиболее полно реализуется при использовании предложенной схемы МПГИ.3, имеющей параллельно-разрядное и при необходимости последовательные звенья компрессии импульсов. Причем предполагая, что существующее удвоение напряжения параллельно-перезарядным узлом должно быть дополнено умножением напряжения на входном выпрямителе и на выходе импульсного трансформатора.

3. Положения концепции максимально возможного повышения КПД, как основного проблемного аспекта повышения эффективности МПГИ, базируются на необходимости позвенного умножения напряжения в двух-трех звеньях, применения полупроводниковых приборов с низким падением напряжения, в том числе предложенных дискретных их моделей, позвенного выбора магнитных материалов и оптимальной длительности импульсов через трансформатор, использования предложенного времяимпульсного управления в выпрямителе и/или в параллельно-перезарядном узле для управления обменными процессами энергии для минимизации ее потерь в звеньях МПГИ.

1. Божко І.В., Зозульов В.І., Кобильчак В.В. SOS-генератор для електророзрядних технологій на основі імпульсного бар'єрного розряду // Техн. електродинаміка. – 2016. – № 2. – С. 63–68.
2. Волков І.В., Зозулев В.І., Спирин В.М., Шолох Д.А. Особенности формирования импульсов в согласующих узлах магнитно-полупроводниковых генераторов // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 2. – С. 73–74.
3. Волков І.В., Зозулев В.І., Шолох Д.А. Магнитно-полупроводниковые импульсные устройства преобразовательной техники. – К.: Наук. думка, 2016. – 230 с.
4. Зозулев В.І. Устройства преобразовательной техники на основе реконфигурации распределенных структур // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2017. – Вип. 46. – С. 71–80.
5. Зозулев В.І., Шолох Д.А., Христо А.І. Моделирование электромагнитных процессов в схеме магнитно-полупроводникового генератора прямых импульсов // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2015. – Вип. 42. – С. 104–111.
6. Переверзев А.В., Семенов В.В., Литвиненко Т.Г. Высоковольтный наносекундный генератор с утроением напряжения в ячейке магнитной компрессии // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2006. – С. 13–18.
7. Христо А.І. Электрические и энергетические характеристики последовательно-параллельного преобразовательного звена магнитно-полупроводникового генератора высоковольтных импульсов // Вісник НТУ «ХП». Серія: «Техніка та електрофізика високих напруг». – 2015. – № 51. – С. 99–106.
8. Христо А.І., Зозулев В.І., Шолох Д.А. Численное моделирование электромагнитных процессов в схеме магнитного генератора импульсов // Техн. електродинаміка. – 2014. – № 2. – С. 22–28.

9. Пат. 41501, Україна, МПК Н03К 7/00. Двоключовий магнітно-напівпровідниковий генератор однополярних інверсних імпульсів / І.В. Волков, Л.М. Гапченко, В.І. Зозульов, Д.О. Шолох; Заявник і патентовласник ІЕД НАН України. – Заявл. 18.12.2008; Опубл. 25.05.2009, Бюл. № 10.
10. Choi J. Introduction of the magnetic pulse compressor (mpc) – fundamental review and practical application // Journal of electrical engineering and technology. – 2010. – Vol 5, № 3. – P. 484–492.
11. Nakhe S.V., Rajanikanth B.S., Bratnagar R. Energy deposition studies in a copper vapor laser under different pulse excitation schemes // Measurement Science and Technology. – 2003. – № 14. – P. 608.
12. Zozulev V.I., Sholokh D.O., Kobylchak V.V., Khrysto A.I. New aspects of magnetic-pulse semiconductor devices improvement // 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems: Conference Proceedings. – Kyiv, June 7-11, 2016. – P. 209–214.

УДК.621.314: 621.373

І.В. Волков¹, чл.-кор. НАН України, **В.І. Зозульов**², канд. техн. наук, **Н.І. Кускова**³, докт. техн. наук, **О.І. Христо**⁴, канд. техн. наук

1, 2 – Інститут електродинаміки НАН України,

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

3, 4 – Інститут імпульсних процесів та технологій НАН України,

пр. Богоявленський, 43-А, Миколаїв-18, 54018, Україна

Розвиток принципів побудови передтрансформаторної частини високовольтних магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів

Виконано порівняльний аналіз електромагнітних процесів та принципів побудови передтрансформаторної частини (ПТЧ) високовольтних магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів (МНГІ) з паралельною, паралельно-послідовною та паралельно-перезарядною ланками компресії імпульсів. Показано, що оптимізація ПТЧ генераторів є основоположною для вирішення проблем підвищення ККД та поліпшення інших основних показників МНГІ. З'ясовано, що вирішення цих проблем найбільш повно реалізується при використанні ПТЧ генератора з паралельно-перезарядною ланкою. Сформовано положення концепції підвищення ККД МНГІ. Бібл. 12, рис. 6.

Ключові слова: магнітно-напівпровідниковий генератор імпульсів, вузол компресії імпульсів, комутуючий дросель, чисельне моделювання.

I.V. Volkov¹, **V.I. Zozulev**², **N.I. Kuskova**³, **O.I. Khrysto**⁴

1, 2 – Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kiev, 03057, Ukraine,

3, 4 – Institute of Pulse Processes and Technologies National Academy of Sciences of Ukraine,

Bogoyavlenskij Avenue, 43a, Mykolayiv, 54018, Ukraine

Development of principles for constructing a pre-transformer part of magnetic-semiconductor pulse generators

A comparative analysis of electromagnetic processes and principles of construction of the pretransformer part of high-voltage magnetic-semiconductor pulse generators (MSGI) is performed with parallel, parallel-sequential and parallel-charge-exchange links of pulse compression. It is shown that the optimization of PTP generators is fundamental for solving the problems of increasing efficiency and improving other key indicators of MSGI. It was found out that the solution of these problems is most fully realized when using a PTP generator with a parallel-charge-exchange link. The provisions of the concept of increasing the MSGI efficiency are formed. Referenses 12, figures 6.

Key words: magnetic-semiconductor pulse generator, pulse compression unit, switching choke, numerical simulation.

Надійшла 27.06.2017

Received 27.06.2017

УДК: 621.316

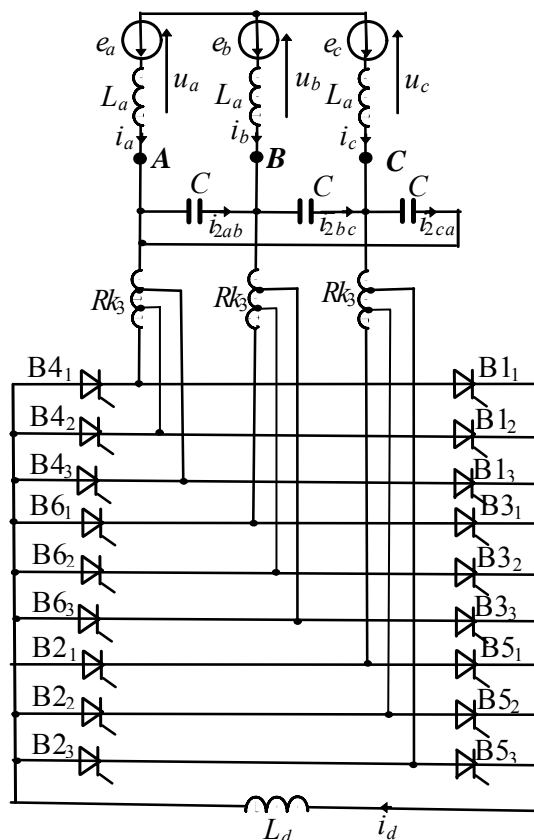
МОДИФІКАЦІЯ СХЕМОТЕХНІЧНОГО РІШЕННЯ ТИРИСТОРНОГО РЕГУЛЮВАЛЬНОГО КОМПЕНСАТОРА З АВТОМАТИЧНИМ НАЛАШТУВАННЯМ КОЛИВАЛЬНОГО LC-КОНТУРА

О.І. Чиженко, докт. техн. наук, **І.В. Трач**, канд. техн. наук, **К.О. Липківський**, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України.
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна
e-mail: alivchizh@ukr.net, igor.trach@ied.org.ua

Запропоновано схемотехнічне рішення тиристорного регульованого компенсатора (ТРК) з коливальним LC-контуром, налаштованим на четверту гармоніку, в якому використовується на 25 % вентилів менше, ніж у ТРК за відомими аналогічними схемами. Зменшення кількості вентилів призводить до покращення техніко-економічних показників ТРК: мінімізується його обладнання, зменшуються активні втрати електроенергії у його внутрішніх колах. Бібл. 4, рисунок.

Ключові слова: реактивна потужність, пристрій, вентиля.

Для вирішення проблем управління режимами електричних мереж і систем ефективно застосовувати керовані вентильні напівпровідникові пристрої. Зокрема, тиристорні регульовані компенсатори (ТРК) здатні вирішувати проблеми, пов'язані з оптимізацією у мережі потоків реактивної потужності [3]. Недоліком ТРК, як і усіх пристроїв, у яких для комутації струмів застосовуються напівпровідникові елементи з нелінійною вольт-амперною характеристикою, є спотворення форми струму мережі внаслідок генерування вентилями вищих гармонік струму. Тому при використанні ТРК у промислових мережах найбільш пріоритетними є їх схемотехнічні рішення, котрі забезпечують належну якість вхідного струму ТРК. Подальше вдосконалення таких пристроїв пов'язане з мінімізацією втрат енергії, яка розсіюється на елементах у їх внутрішніх колах та з покращенням їх масогабаритних показників. У роботах [1, 2] було запропоновано схемотехнічні рішення ТРК, які внаслідок певного налаштування коливальних контурів, що містяться у їх електричних колах, та застосування оригінальних алгоритмів керування вентилями забезпечують належну якість вхідного струму ТРК. У процесі функціонування таких пристроїв при переході з одного діапазону регулювання реактивної потужності, що генерується ТРК у мережу, на інший за спеціальним алгоритмом здійснюється таке перемикання вентилів, яке змінює індуктивність у коливальних контурах пристрою таким чином, що покращується якість вхідного струму. Це змінення індуктивності відбувається шляхом перемикання відпайок у обмотках встановлених у ТРК реакторів. Ясно, що таке схемотехнічне рішення [1] потребує додаткових вентилів для перемикання відпайок у обмотках реакторів, а наслідком протікання струму через ці вентиля є додаткові активні втрати енергії. Останні дослідження з мінімізації згаданих негативних факторів показали, що на практиці більш доцільним є застосування зображеної на рисунку модифікації ТРК.



Мета роботи – покращення техніко-економічних показників ТРК.

На рисунку показано: трифазну систему ЕРС (e_a, e_b, e_c) з послідовними до ЕРС індуктивностями $L_{\text{мер}}$ (де $L_{\text{мер}}$ – притаманна мережі індуктивність, що складається з індуктивностей розподільного трансформатора $L_{\text{тр}}$, лінії передачі $L_{\text{лін}}$ і т.п.), яка моделює мережу, що живить ТРК; A, B і C – клеми мережі, до яких підключено ТРК; C – ємність конденсатора у плечі трифазної конденсаторної батареї; Rk_3 – індуктивний реактор, обмотка якого виконується з двома відпайками, що перемикаються у процесі регулювання за допомогою вентилів $B1_1 \dots B1_3, B2_1 \dots B2_3, B3_1 \dots B3_3, B4_1 \dots B4_3, B5_1 \dots B5_3$ та $B6_1 \dots B6_3$ (де основна нумерація вентилів відповідає порядку їх чергового вступу в роботу, а допоміжна, що в індексах, показує, яка з трьох обмоток реактора Rk_3 підключена до кожного з цих мостів), цими ж вентилями шляхом зміни їх кута керування α здійснюється й плавне регулювання реактивної потужності, яка генерується у мережу ТРК; L_d – індуктивність дроселя у колі випрямленого струму ТРК.

У роботі [1] показано, що на практиці найбільш реальним (враховуючи реальні параметри мережі) та ефективним (з точки зору забезпечення необхідної якості струму) є налаштування вхідного контура ТРК, тобто контура з елементами C і $L_{\text{мер}}$ на відсутню у трифазній мережі гармоніку струму, частота якої знаходиться між $3f$ та $4f$, де f – частота мережі ($f = 50$ Гц). При налаштуванні цього контура слід враховувати, що індуктивність розподільного трансформатора $L_{\text{тр}}$, як правило, є константою, а індуктивність лінії електропередачі $L_{\text{лін}}$ змінюється залежно від відстані від розподільного трансформатора до місця підключення ТРК. Якщо індуктивність $L_{\text{мер}} = L_{\text{тр}} + L_{\text{лін}}$ за своєю величиною не дає можливості досягти належного налаштування вхідного контура ТРК, то у ньому використовують додаткові реактори Rk_k і Rk_2 : перші Rk_k – вмикають у розрив вхідних фазних проводів ТРК, другі – у плечах конденсаторної батареї послідовно з конденсаторами (див. схему ТРК у роботі [1]). Індуктивності L_k та L_2 цих реакторів додаються до індуктивності $L_{\text{мер}}$ і тим самим забезпечують належне налаштування вхідного контура. Якщо ж ТРК підключено до лінії електропередачі в такому місці, де індуктивність $L_{\text{мер}}$ забезпечує належне налаштування цього контура, то необхідність у додаткових реакторах Rk_k і Rk_2 відпадає (тому вони й відсутні на схемі рисунка). Відсутність цих реакторів суттєво покращує малогабаритні та техніко-економічні показники ТРК. Можливість такого спрощення схеми ТРК при його застосуванні у існуючих мережах (з реальними параметрами) показана на прикладі мережі, розглянутій у роботі [1].

Нехай частота налаштування вхідного контура при цьому дорівнює ηf , де $\eta = \sqrt{x_C / 3x_{L_{\text{мер}}}} = 4$; $x_C = 1/\omega C$; $x_{L_{\text{мер}}} = \omega L_{\text{мер}}$; $\omega = 2\pi f$. Було показано [1], якщо необхідна глибина регулювання реактивної потужності Q складає 50 %, то при $\eta = 4$ для забезпечення значення коефіцієнта гармонік вхідного фазного струму ТРК (тобто струмів i_a, i_b, i_c) не вище значення $K_r = 5\%$ у реакторі Rk_3 можна обмежитись лише двома відпайками, тобто індуктивність цього реактора при регулюванні величини Q набуває лише трьох різних значень. Позначимо їх як L_{31}, L_{32} і L_{33} . Перше значення (L_{31}) відповідає всій обмотці реактора, тобто $L_{31} = L_3$, де L_3 – індуктивність всієї обмотки реактора Rk_3 . Для інших індуктивностей доцільними є такі значення: $L_{32} = 0,77L_3$ і $L_{33} = 0,64L_3$.

Для пояснення принципу роботи ТРК розглянемо на діапазоні регулювання реактивної потужності, що генерується ТРК у мережу, три інтервали: 1) $Q_{\text{max}} \geq Q \geq 0,678Q_{\text{max}}$; 2) $0,678Q_{\text{max}} \geq Q \geq 0,579Q_{\text{max}}$; 3) $0,579Q_{\text{max}} \geq Q \geq 0,5Q_{\text{max}}$, де Q_{max} – максимальне значення реактивної потужності, яке може генерувати у мережу ТРК. Встановлено [1], що для забезпечення у вхідного фазного струму значення $K_r \leq 5\%$, яке відповідає вимогам стандарту IEEE Std 519 -2014 [4], на першому з цих інтервалів регулювання треба здійснювати при значенні індуктивності реактора Rk_3 , що дорівнює L_{31} . Це відповідає випадку, коли в ТРК у роботі трифазний вентиляльний міст, вентилялі якого на схемі рисунка позначені індексом «1» (тобто вентилялі $B1_1 \dots B6_1$); на другому – використовується частина обмотки реактора Rk_3 з індуктивністю L_{32} . Це відповідає випадку, коли струм замикається крізь міст, вентилялі якого на схемі позначені індексом «2» (тобто вентилялі $B1_2 \dots B6_2$), на третьому – задіяна обмотка реак-

тора Rk_3 з індуктивністю L_{33} . Це відповідає випадку, коли у роботі міст, позначення вентилів якого на схемі мають індекс «3» (тобто вентилялі $B_{13} \dots B_{63}$). Перехід випрямленого струму i_d з одного вентиляного мосту на інший відбувається автоматично системою керування вентилями у моменти, коли величина Q при регулюванні перетинає границі, що розділяють згадані вище інтервали регулювання (як у разі збільшення величини Q , так і при її зменшенні).

Якщо порівняти модифіковану схему ТРК, зображену на рисунку, зі схемою ТРК, наведеною у роботі [1], можна переконатись, що перша має переваги, бо в ній використовується вентилів на 25 % менше (18 замість 24). Крім того, у такому ТРК вдвічі менші втрати активної енергії у вентилях.

При потребі більш глибокого регулювання (тобто більше ніж 50 %) величини Q для підтримання тієї ж якості вхідного струму ТРК необхідно збільшувати і кількість відпайок у обмотці реактора Rk_3 , оскільки в такому випадку при регулюванні виникає потреба у більшому числі дискретних значень індуктивностей, для автоматичного переналаштування контурів $C - Rk_3$, таких що забезпечують значення коефіцієнта гармонік $K_r \leq 5$ % на всьому діапазоні регулювання. Видно, що при цьому вираш у кількості потрібних ТРК вентилів більш значний.

Висновок. Техніко-економічні показники модифікованого ТРК за схемою рисунка внаслідок зменшення числа вентилів кращі, ніж у ТРК, запропонованого у роботі [1]. Це відкриває перспективи для його використання у промислових мережах.

1. Чиженко О.І., Трач І.В. Вплив відхилень індуктивності мережі на режими та характеристики тиристорного компенсатора реактивної потужності // Техн. електродинаміка. – 2017. – № 4. – С. 48–54.
2. Чиженко О.І., Трач І.В. Спосіб покращення якості струму у системі мережа – тиристорний компенсатор реактивної потужності // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2017. – Вип. 46. – С. 22–30.
3. Sireesha K.L., Bhushana K.Kumar. Power Quality Improvement in Distribution System Using D-STATCOM / IJEAR, –Vol. 4, Issu Spl-1, Jan – Jun 2014. – P. 58–62.
4. IEEE Std 519-2014. Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems/ Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854 (<http://standards.ieee.org>)

УДК: 621.316

А.І. Чиженко, докт. техн. наук, І.В. Трач, канд. техн. наук, К.А. Липковський, докт. техн. наук
 Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

Модифікація схемотехнічного рішення тиристорного регулювального компенсатора з автоматичним налаштуванням коливального LC-контурів

Предлагается схемотехническое решение тиристорного регулируемого компенсатора (ТРК), в котором используется на 25% вентилей меньше, чем в ТРК по известным аналогичным схемам. Сокращение количества вентилей приводит к улучшению технико-экономических показателей ТРК: минимизируется его оборудование, уменьшаются активные потери электроэнергии в его внутренних цепях. Библи. 4, рисунок.

Ключевые слова: реактивная мощность, прибор, вентиля.

O.I. Chyzenko, I.V. Trach, K.O. Lypkivskyi

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

Thyristor controlled reactive power compensator with automatic adjustment oscillatory LC-circuit

Thyristor controlled reactive power compensator including a LC-circuit, which insist on the fourthharmonic is proposed. The proposed bridge thyristor compensator makes it possible to smoothly adjust the reactive power of the capacitor bank in the required range. The device uses thyristors 25% less than in the known similar schemes. Reducing the number of thyristors leads to improved technical and economic performance of the device: it minimizes equipment; decrease active power losses in its elements. The device can regulate the reactive power of the electrical network and correct the cosine in it. References 4, figure.

Key words: : reactive-power, device, valves.

Надійшла 10.03.17
 Received 10.03.17

УДК 621.314.26

ПОБУДОВА КОНТУРА МОДУЛЯЦІЇ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ З НЕЛІНІЙНИМ ТРАНСФОРМАТОРОМ ЗА ДОПОМОГОЮ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ПОНИЖЕНОГО ПОРЯДКУ

Т.В. Мисак, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна
e-mail: taras@igbt.com.ua

Об'єктом дослідження є джерело синусоїдальної напруги, яке має в своєму складі перетворювач частоти з вихідним LC-фільтром та нелінійний однофазний вихідний трансформатор. Побудовано математичну модель цього джерела у вигляді нелінійної сингулярно-збуреної системи диференціальних рівнянь. Отримано умови існування інтегрального многовиду в системі з невідомим наперед керуванням в узагальненому вигляді. Показано можливість пониження порядку математичної моделі джерела за допомогою інтегрального многовиду у формі степеневого ряду. Проведено синтез стратегії керування шляхом встановлення зв'язку між модулюючою функцією та коефіцієнтами функції Ляпунова. Наведено результати моделювання. Бібл. 14, рис. 2.

Ключові слова: перетворювач частоти, вихідний LC-фільтр, нелінійний трансформатор, сингулярно-збурена система, інтегральний многовид, теорема існування, пониження порядку.

Вступ. Частоти і амплітуди напруги в мережах електроживлення автономних рухомих об'єктів відмінні від частот і напруг у стаціонарних мережах. З іншого боку, споживачі у таких автономних системах можуть отримувати живлення як від зовнішніх стаціонарних мереж, так і від внутрішніх генераторів та/або альтернативних джерел. Джерела живлення у цих мережах мають забезпечувати мінімальні відхилення амплітуд вихідної напруги та частоти як у квазістаціонарних, так і в перехідних режимах за наявності гальванічної розв'язки між входом та виходом. Для забезпечення прийняттого значення коефіцієнта спотворень вихідної напруги у всьому діапазоні струмів навантаження в схемах завжди наявні одно- або багатополонкові фільтри [8], що викликає виникнення сплесків напруги при стрибках навантаження.

Постановка задачі. Електричну схему однофазного автономного джерела живлення, яка традиційно складається з перетворювача частоти (ПЧ), LC-фільтра, вихідного трансформатора та навантаження, представлено на рис. 1. Перший контур модуляції є детермінованим ШІМ-регулятором, в якому команда на керування ключами формується за допомогою оцінки знака різниці еталонного синусоїдального сигналу та високочастотного модулюючого сигналу трикутної форми. Додатково для підтримання мінімального відхилення напруги на навантаженні вводиться підмодулюючий сигнал, який у загальному випадку обчислюється з величин, пропорційних вимірюваним у реальному часі напругам та струмам. Тому можна вважати, що згідно з класифікацією [2] має місце двоступенева модуляція.

Нові генерації силових напівпровідникових приладів виправдовують загальноприйняте припущення про ідеальність ключів ПЧ, що дає змогу вважати силову частину перетворю-

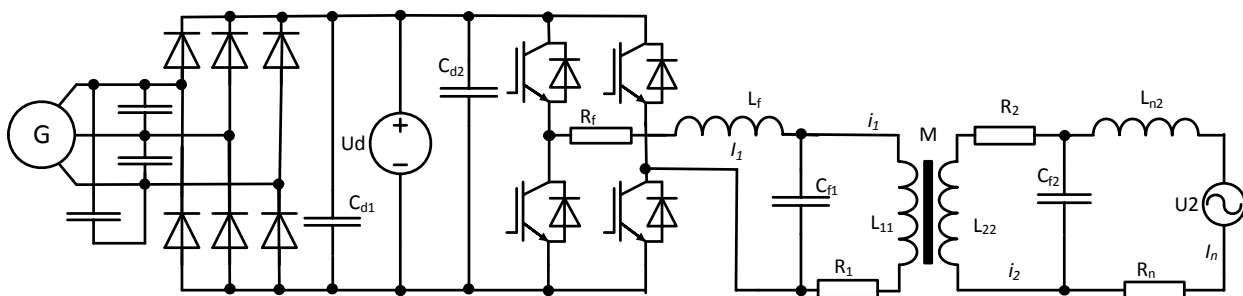


Рис. 1

вача безінерційною. Якщо використовується достатньо висока базова частота ШІМ, можна вважати вихідну напругу ПЧ рівною її середньому значенню за один період ШІМ [13]. Для розв'язання задачі побудови вихідного сигналу другого контура модуляції систему, електричну схему якої показано на рис. 1, можна описати диференціальними рівняннями (ДР):

$$\begin{aligned} L_f \frac{dI_1}{dt} &= U_{FC} - U_1 - R_f I_1; \quad \frac{dU_1}{dt} = \frac{1}{C_{f1}} (I_1 - i_1); \quad \frac{dU_2}{dt} = \frac{1}{C_{f2}} (-i_2 - I_n); \\ U_1 &= R_1 i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt}; \quad U_2 = -R_2 i_2 - \frac{d\Psi_2}{dt}; \quad I_n = X(U_2, I_n, t), \end{aligned} \quad (1)$$

де U_1, U_2 – миттєві значення напруги на фільтрових конденсаторах; Ψ_1, Ψ_2 – миттєві значення потокозчеплень обмоток трансформатора; U_{FC} – миттєве значення напруги на виході ПЧ; I_1, I_n – вихідний струм ПЧ та навантаження (як деяка невідома функція X); R, L, C – активні опори, індуктивності та ємності відповідно до електричної схеми рис. 1.

У трансформаторах з феромагнітним магнітопроводом магнітна проникність матеріалу осердя не є постійною. Тому протягом всього циклу перемагнічування не є константами також власні індуктивності L та взаємоіндуктивність M обмоток трансформатора. В результаті такої девіації магнітної проникності може виникати спотворення струму намагнічування [1]. Для багатьох задач керування нехтування струмом намагнічування не можна вважати коректним, оскільки в деяких режимах магнітопроводи можуть входити до стану насичення. Величина і форма струмів обмоток змінюються при насиченні магнітопроводу трансформатора, яке проявляється як нелінійна залежність індукції B від напруженості H магнітного поля $B(H)$ (крива намагнічування). Тобто передостанні два рівняння з (1), які стосуються процесу передачі енергії трансформатором, відповідають схемі заміщення з нелінійними індуктивностями та взаємоіндуктивностями, які враховують ступінь насичення магнітопроводу по кривій намагнічування [1]. Для того щоб отримати в аналітичному вигляді вирази для L_{11}, L_{22}, M , скористаємось способом апроксимування, запропонованим в [10]. У загальному випадку, при n експериментально знятих точках характеристики намагнічування, можна побудувати апроксимуючий поліном степені $m < n$, який матиме вигляд

$$B(H) = \sum_{k=0}^n \alpha_{2k+1} H^{2k+1}, \quad (2)$$

де α_{2k+1} – сталі, які мають визначатись за реальною кривою намагнічування.

Для побудови емпіричних поліномів при апроксимації характеристик намагнічування можна використовувати метод середніх [10]. Він є дещо простішим у своїй реалізації в порівнянні з методом найменших квадратів, проте точність визначення коефіцієнтів у нього нижча. Застосування аналітичної апроксимації кривої намагнічування трансформатора дає змогу перейти від потокозчеплення до індукції залежно від напруженості магнітного поля, з якої, в свою чергу, врахувавши диференціальну магнітну проникність $\mu(H)$, нескладно вивести з двох передостанніх рівнянь в (1) диференціальні рівняння відносно незалежних струмів обмоток (або індукції та одного із струмів) [14]:

$$U_1 = R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \quad U_2 = -R_2 i_2 - L_{22} \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt}, \quad (3)$$

де L_{11}, L_{22} – індуктивності короткого замикання та M – взаємоіндуктивність, які є нелінійними функціями, що залежать від напруженості магнітного поля H , геометричних параметрів обмоток та їх взаєморозташування на магнітному осерді, магнітних властивостей самого осердя.

Зважаючи на те, що індуктивність короткого замикання з достатньою точністю враховує падіння напруги на трансформаторі, обумовлене полями розсіювання [1], маємо можливість перейти до запису нелінійних величин L_{11}, L_{22}, M , виразивши напруженість магнітного поля через струм намагнічування в такому вигляді:

$$L_{11} = L_{110} v(i_{\text{magn}}), \quad L_{22} = L_{220} v(i_{\text{magn}}), \quad M = M_0 v(i_{\text{magn}}), \quad v(i_{\text{magn}}) = V_m^{-1} \left(\sum_{k=0}^n (2k+1) \alpha_{2k+1} i_{\text{magn}}^{2k} \right)^{-1}, \quad (4)$$

де L_{110} , L_{220} , M_0 – початкові значення індуктивностей та взаємодуктивності, які мали б місце при відсутності насичення [3]; V_m – масштабний коефіцієнт; $i_{magn}=i_1+i_2$ – струм намагнічування.

Отже, існує можливість рівняння (3) з урахуванням (4) звести до такого вигляду:

$$\begin{aligned}\varepsilon \frac{di_1}{dt} &= V_m \left(\sum_{k=0}^n (2k+1) \alpha_{2k+1} i_{magn}^{2k} \right) \left(-R_1 \frac{L_{220}}{M_0} i_1 + R_2 i_2 + \frac{L_{220}}{M_0} U_1 + U_2 \right); \\ \varepsilon \frac{di_2}{dt} &= V_m \left(\sum_{k=0}^n (2k+1) \alpha_{2k+1} i_{magn}^{2k} \right) \left(R_1 i_1 - R_2 \frac{L_{110}}{M_0} i_2 - \frac{L_{110}}{M_0} U_2 - U_1 \right),\end{aligned}\quad (5)$$

де $\varepsilon=(L_{110}L_{220}/M_0^2-1)M_0$ є достатньо малою величиною у порівнянні з іншими коефіцієнтами.

Наведені припущення дають змогу з (1) та (5) одержати систему ДР:

$$\begin{aligned}L_f \frac{dI_1}{dt} &= U_{FC} - U_1 - R_f I_1; \quad \frac{dI_n}{dt} = f_2(X_1, I_n, t) + U_2; \quad \frac{dX_1}{dt} = f_1(X_1, I_n, t); \\ \frac{dU_1}{dt} &= \frac{1}{C_{f1}}(I_1 - i_1); \quad \frac{dU_2}{dt} = \frac{1}{C_{f2}}(-i_2 - I_n); \\ \varepsilon \frac{di_1}{dt} &= V_m \left(\sum_{k=0}^n (2k+1) \alpha_{2k+1} i_{magn}^{2k} \right) \left(-R_1 \frac{L_{220}}{M_0} i_1 + R_2 i_2 + \frac{L_{220}}{M_0} U_1 + U_2 \right); \\ \varepsilon \frac{di_2}{dt} &= V_m \left(\sum_{k=0}^n (2k+1) \alpha_{2k+1} i_{magn}^{2k} \right) \left(R_1 i_1 - R_2 \frac{L_{110}}{M_0} i_2 - \frac{L_{110}}{M_0} U_2 - U_1 \right),\end{aligned}\quad (6)$$

яка є нелінійною. Обчислення додаткового модулюючого сигналу з величин, доступних для вимірювання, виявляється досить складним, оскільки величина $L_{110}L_{220}/M_0^2-1$ є різницею дуже близьких величин [1], тому є значно меншою від інших коефіцієнтів системи (6).

Рішення задачі. Для полегшення подальшого викладення промасштабуємо систему ДР (6) до безрозмірного вигляду [9], для чого проведемо заміну змінних таким чином:

$$x_1 = I_1 L_f / R_f, \quad x_2 = U_1 / U_1(t_0), \quad x_3 = U_2 / U_2(t_0), \quad x_4 = I_n R_n / U_2(t_0), \quad z_1 = i_1 R_1 / U_1(t_0), \quad z_2 = i_2 R_2 / U_2(t_0),$$

де $U_{1,2}(t_0)$ – максимально можливі початкові значення напруг для даної фізичної реалізації. У такому випадку (6) з урахуванням підстановок

$$I_1 = x_1 R_f / L_f; \quad U_1 = x_2 U_1(t_0); \quad U_2 = x_3 U_2(t_0); \quad I_n = x_4 U_2(t_0) / R_n, \quad i_1 = z_1 U_1(t_0) / R_1; \quad i_2 = z_2 U_2(t_0) / R_2 \quad (7)$$

матиме вигляд

$$\begin{aligned}\frac{dx_1}{dt} &= a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + Bu; \quad \frac{dx_2}{dt} = a_{21}x_1 + a_{26}z_1; \quad \frac{dx_3}{dt} = a_{34}x_4 + a_{37}z_2; \\ \frac{dx_4}{dt} &= f_2(X_1, x_4, t) + a_{43}x_3; \quad \frac{dX_1}{dt} = f_1(X_1, x_4, t); \\ \varepsilon \frac{dz_1}{dt} &= V_{m1} \left(\sum_{k=0}^n (2k+1) \alpha_{2k+1} i_{mg0}^{2k} \right) (a_{62}x_2 + a_{63}x_3 + a_{66}z_1 + a_{67}z_2); \\ \varepsilon \frac{dz_2}{dt} &= V_{m2} \left(\sum_{k=0}^n (2k+1) \alpha_{2k+1} i_{mg0}^{2k} \right) (a_{72}x_2 + a_{73}x_3 + a_{76}z_1 + a_{77}z_2),\end{aligned}\quad (8)$$

де u – модуляційна функція; коефіцієнти

$$\begin{aligned}a_{11} &= -R_f L_f^{-1}; \quad a_{12} = -U_1(t_0) R_f^{-1}; \quad a_{21} = -a_{11} (U_1(t_0) C_{f1})^{-1}; \quad a_{26} = -R_1^{-1} C_{f1}^{-1}; \quad a_{34} = -C_{f2}^{-1} R_n^{-1}; \quad a_{37} = C_{f2}^{-1} R_2^{-1}; \\ a_{62} &= L_{220} M_0^{-1} U_1(t_0); \quad a_{43} = a_{63} = U_2(t_0); \quad a_{66} = -a_{62}, \quad a_{67} = a_{63}; \quad V_{m1,2} = R_{1,2} U_{1,2}^{-1}(t_0); \quad B = R_f^{-1}; \\ a_{72} &= -U_1(t_0); \quad a_{73} = -L_{110} M_0^{-1} U_2(t_0); \quad a_{76} = -a_{72}; \quad a_{77} = a_{73}; \quad i_{mg0} = z_1 a_{76} R_1^{-1} + z_2 a_{63} R_2^{-1}.\end{aligned}$$

Отже, ДР вигляду (8) є нелінійною афінною сингулярно-збуреною динамічною системою високого порядку, для якої треба побудувати закон керування u . Пошук стабілізуючої модуляційної функції для системи повного порядку є достатньо складною задачею [4]. В узагальненому вигляді рівнянням (8), які описують схему згідно з рис. 1, відповідає система $m+n$ ДР, яка може бути представлена у вигляді

$$\frac{dx}{dt} = f(x, z, u, t); \varepsilon \frac{dz}{dt} = F(x, z, t), \quad (9)$$

де x – m -вимірний, z – n -вимірний вектор-стовпці змінних стану; f – m -вимірний, F – n -вимірний вектор-функції, неперервні за всіма своїми аргументами; ε – малий параметр, $\varepsilon > 0$; u – m -вимірний вектор керування.

Розглянемо також вироджену систему рівнянь:

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = f(\bar{x}, \bar{z}, u, t); F(\bar{x}, \bar{z}, t) = 0. \quad (10)$$

Нехай $z = \varphi(x, t)$ є розв'язком системи рівнянь $F(x, z, t) = 0$. У цьому випадку дослідження виродженої системи (10) на розв'язках $z = \varphi(x, t)$ призводить до дослідження системи m ДР:

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = f(\bar{x}, \varphi(\bar{x}, t), u, t). \quad (11)$$

Можна довести, що для сингулярно-збуреної системи (9) існує деяке співвідношення $z = W(x, t, \varepsilon)$, яке дає змогу замінити систему рівнянь (9) системою більш низького порядку, аналогічно тому, як це було зроблено в [7, 12] для випадку $u = 0$.

Також вважаємо, що будь-якому $t \in R$ відповідає множина

$$S_t : z = W(x, t, \varepsilon), \quad (12)$$

яка є інтегральним многовидом системи (9), якщо для будь-якого розв'язку $(x(t, \varepsilon), z(t, \varepsilon))$ цієї системи із співвідношення $z(t, \varepsilon) = W(x(t, \varepsilon), t, \varepsilon)$, яке справедливе у деякий момент часу $t = t_0$, витікає його справедливості для $\forall t \in R$ та будь-якого $\varepsilon > 0$, зважаючи, що $0 < \varepsilon < \varepsilon^*$, де ε^* довільне наперед фіксоване [7].

Теорема (існування). Припустимо, що для системи (9) виконуються такі умови:

1. $\forall x \in D_x$ та $t \in R$, де $D_x \in R^m$, система рівнянь

$$F(x, z, t) = 0 \quad (13)$$

має ізольований розв'язок $z = \varphi(x, t)$, причому функції $\varphi(x, t)$, $\partial\varphi/\partial t$, $\partial\varphi/\partial x$, $\partial^2\varphi/\partial x^2$, $\partial^2\varphi/\partial x\partial t$ рівномірно неперервні та обмежені.

2. В областях $G = \{x \in D_x, |z - \varphi(x, t)| \leq \rho, t \in R\}$ функції $f(x, z, t)$, $\partial f/\partial t$, $\partial f/\partial x$, $\partial f/\partial u$, $F(x, z, t)$, $\partial^2 F/\partial x^2$, $\partial^2 F/\partial z^2$ рівномірно неперервні та обмежені.

3. Характеристичне рівняння $|U(x, t) - \lambda E| = |F_z(x, \varphi(x, t), t) - \lambda E| = 0$ має характеристичні корені $\lambda_j(x, t)$, які задовольняють умові $Re\{\lambda_j(x, t)\} \leq -2\gamma < 0, \forall x \in D_x$ та $t \in R$, тоді $\exists \varepsilon_0 > 0$ таке, що $\forall \varepsilon < \varepsilon_0$ система (9) має єдиний m -параметричний інтегральний многовид

$$S_t : \{z = \varphi(x, t) + \psi(x, t, \varepsilon)\}, \quad (14)$$

де $\psi(x, t, \varepsilon)$ визначені $\forall x \in D, t \in R, \forall \varepsilon < \varepsilon_0$, рівномірно неперервні по всіх своїх аргументах та задовольняють умові $|\psi(x, t, \varepsilon)| \leq \rho(\varepsilon)$, а для будь-якої пари x', x'' має місце нерівність $|\psi(x', t, \varepsilon) - \psi(x'', t, \varepsilon)| \leq l(\varepsilon) |x' - x''|$, де $\rho(\varepsilon) \rightarrow 0, l(\varepsilon) \rightarrow 0$ при $\varepsilon \rightarrow 0$.

Доведення. У системі (9) виконаємо заміну змінних таким чином:

$$z = \varphi(x, t) + y. \quad (15)$$

Завдяки цій заміні (9) матиме вигляд

$$\frac{dx}{dt} = f(x, \varphi + y, u, t), \varepsilon \frac{dy}{dt} = F(x, \varphi + y, t) - \varepsilon \frac{\partial}{\partial x_i} \Phi \Big|_{i=1 \dots m} (x, y, u, t) - \varepsilon \frac{d\varphi}{dt}, \quad (16)$$

де $\Phi(x, y, u, t) = f(x, \varphi + y, u, t)$.

Додамо та віднімемо в другому рівнянні (16) величину $y \cdot \partial/\partial z_i F(x, \varphi, t) \Big|_{i=1 \dots n}$, що з використанням розкладання у ряд Тейлора дасть можливість записати

$$\varepsilon \frac{dy}{dt} = F(x, \varphi + y, t) - \frac{\partial}{\partial z_i} F(x, \varphi, t) \Big|_{i=1 \dots n} y + \frac{\partial}{\partial z_i} F(x, \varphi, t) \Big|_{i=1 \dots n} y - \varepsilon \left(\frac{d\varphi}{dt} + \frac{\partial \varphi}{\partial x_k} \Big|_{k=1 \dots m} \Phi(x, y, u, t) \right).$$

Введемо позначення

$$A(x, t) = \frac{\partial}{\partial z_i} F(x, \varphi, t) \Big|_{i=1 \dots n};$$

$$Q(x, y, u, t, \varepsilon) = F(x, \varphi + y, t) - \frac{\partial}{\partial z_i} F(x, \varphi, t) \Big|_{i=1 \dots n} y - \varepsilon \left(\frac{d\varphi}{dt} + \frac{\partial \varphi}{\partial x_k} \Big|_{k=1 \dots m} \Phi(x, y, u, t) \right), \quad (17)$$

з урахуванням яких можна записати:

$$\frac{dx}{dt} = \Phi(x, y, u, t), \quad \varepsilon \frac{dy}{dt} = A(x, t)y + Q(x, y, u, t, \varepsilon). \quad (18)$$

Вектор-функції $\Phi(x, y, u, t)$ та $Q(x, y, u, t, \varepsilon)$ задовольняють нерівностям

$$\begin{aligned} |\Phi(x, y, u, t)| &\leq L; |Q(x, y, u, t, \varepsilon)| \leq M|y|^2 + \varepsilon N; \\ |\Phi(x', y', u', t) - \Phi(x'', y'', u'', t)| &\leq A(|x' - x''| + |y' - y''| + |u' - u''|); \\ |Q(x', y', u', t, \varepsilon) - Q(x'', y'', u'', t, \varepsilon)| &\leq (B|\bar{y}| + \varepsilon C)(|x' - x''| + |y' - y''| + |u' - u''|), \end{aligned} \quad (19)$$

де L, M, N, A, B, C – додатні сталі, а $|\bar{y}| = \max\{|y'|, |y''|\}$.

Дійсно, умова першої нерівності з (19) виконується на підставі того, що функція $f(x, z, u, t)$ рівномірно неперервна та обмежена в області G . Справедливість другої нерівності впливає з того, що розклавши $Q(x, y, u, t, \varepsilon)$ по степенях y в ряд Тейлора, відкинувши члени зі степенями вище другої та врахувавши, що $F(x, \varphi, t) = 0$, оскільки $\varphi(x, t)$ є розв'язком, маємо:

$$Q(x, y, u, t, \varepsilon) = F(x, \varphi, t) + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2}{\partial z_i^2} F(x, \varphi, t) \Big|_{i=1 \dots n} y^2 + \varepsilon \left(\frac{d\varphi}{dt} + \frac{\partial \varphi}{\partial x_k} \Big|_{k=1 \dots m} \Phi(x, y, u, t) \right) \leq M|y|^2 + \varepsilon N.$$

Також можемо впевнитись у виконанні третьої нерівності з (19), виходячи з підстановки $\Phi(x, y, u, t) = f(x, \varphi + y, u, t)$:

$$\begin{aligned} |\Phi(x', y', u', t) - \Phi(x'', y'', u'', t)| &= \frac{\partial f}{\partial x} |x' - x''| + \frac{\partial f}{\partial (\varphi + y)} |(\varphi + y)' - (\varphi + y)''| + \frac{\partial f}{\partial u} |u' - u''| \leq \\ &\leq A_1 |x' - x''| + A_2 |y' - y''| + A_3 |u' - u''| \leq A(|x' - x''| + |y' - y''| + |u' - u''|), \end{aligned}$$

де $A = \max_i \{A_1, A_2, A_3\}$.

Перевіримо виконання четвертої умови з системи нерівностей (19). Для цього розглянемо з урахуванням зроблених вище підстановок для пар \bullet', \bullet'' вираз

$$\begin{aligned} |Q(x', y', u', t, \varepsilon) - Q(x'', y'', u'', t, \varepsilon)| &\leq \frac{\partial F}{\partial x} |x' - x''| + \frac{\partial F}{\partial z} |(\varphi + y)' - (\varphi + y)''| - \\ &- \max\{|y'|, |y''|\} \left[\frac{\partial F(x', \varphi, t)}{\partial \varphi} - \frac{\partial F(x'', \varphi, t)}{\partial \varphi} \right] + \varepsilon C_1 C_2 (|x' - x''| + |y' - y''| + |u' - u''|), \end{aligned}$$

верхню оцінку для якого можна одержати, підсиливши цю нерівність до вигляду

$$|Q(x', y', u', t, \varepsilon) - Q(x'', y'', u'', t, \varepsilon)| \leq (B|\bar{y}| + \varepsilon C)(|x' - x''| + |y' - y''| + |u' - u''|),$$

де $B = \{\max((A_{1m} + B_1), A_{2m}, 0, A_{1m} > A_1, A_{2m} > A_2)$.

Будемо вважати, що в області $S = \{\forall x \in D_x, t \in R, \varepsilon \in E\varepsilon_0\}$ визначено сімейство \mathbf{Y} n -вимірних функцій $Y(x, t, \varepsilon)$, які задовольняють нерівностям $|Y(x, t, \varepsilon)| \leq \rho_0 < \rho$, $|Y(x', t, \varepsilon) - Y(x'', t, \varepsilon)| \leq \ell |x' - x''|$, де ρ та ℓ – сталі додатні числа.

Розглянемо $\forall Y \in \mathbf{Y}$ наступне рівняння з початковими умовами $x(t_0) = x_0$:

$$\frac{dx}{dt} = \Phi(x, Y(x, t, \varepsilon), u, t). \quad (20)$$

Позначимо розв'язок $x(t, \varepsilon)$, який задовольняє початковим умовам в (20), через

$$x(t, \varepsilon) = X(s, t_0, x_0 | Y), \quad (21)$$

де $x_0 | Y$ – початкові значення для функцій Y , $s = t - t_0$.

Введемо ще одну групу вектор-функцій \tilde{Y} , які також належать тому самому сімейству \mathbf{Y} , таку, яка при підстановці \tilde{Y} в (20) має розв'язком величину $\bar{x}(t, \varepsilon) = X(s, t_0, x_0 | \bar{Y})$. У такому випадку різниця між цими розв'язками має вигляд

$$\bar{x}(t, \varepsilon) - x(t, \varepsilon) = \bar{x}_0 - x_0 + \int_{t_0}^t \Phi[\bar{x}(\tau, \varepsilon), \bar{Y}(\bar{x}(\tau, \varepsilon), \tau, \varepsilon), \bar{u}, \varepsilon] - \Phi[x(\tau, \varepsilon), Y(x(\tau, \varepsilon), \tau, \varepsilon), u, \varepsilon] d\tau. \quad (22)$$

Беручи до уваги нерівності (19), запишемо

$$\begin{aligned} |\bar{x}(t, \varepsilon) - x(t, \varepsilon)| &= |X(s, t_0, \bar{x}_0 | \bar{Y}) - X(s, t_0, x_0 | Y)| \leq |\bar{x}_0 - x_0| + \int_{t_0}^t \Phi[\bar{x}(\tau, \varepsilon), \bar{Y}(\bar{x}(\tau, \varepsilon), \tau, \varepsilon), \bar{u}, \tau] - \Phi[x(\tau, \varepsilon), Y(x(\tau, \varepsilon), \tau, \varepsilon), u, \tau] d\tau \leq \\ &\leq |\bar{x}_0 - x_0| + A \int_{t_0}^t [(1 + \ell) |\bar{x} - x| + \sup_t |\bar{u} - u| + \sup_t |\bar{Y} - Y|] d\tau. \end{aligned}$$

Також введемо метрику

$$\rho(Y, \bar{Y}) = \sup_y \| \bar{Y}(x, t, \varepsilon) - Y(x, t, \varepsilon) \| = \| \bar{Y} - Y \|, \quad \| \bar{u} - u \| = \sup_t |\bar{u}(t) - u(t)|.$$

У такому випадку матимемо:

$$|\bar{x} - x| \leq |\bar{x}_0 - x_0| + A \int_{t_0}^t [(1 + \ell) |\bar{x} - x| + \| \bar{Y} - Y \| + \| \bar{u} - u \|] dt. \quad (23)$$

Окрім цього, розглянемо інтегральне рівняння

$$\eta(t) = |\bar{x}_0 - x_0| + A \int_{t_0}^t [(1 + \ell) \eta(t) + \| \bar{Y} - Y \| + \| \bar{u} - u \|] dt, \quad (24)$$

якому відповідає диференціальне рівняння

$$\frac{d}{dt} \eta(t) = A(1 + \ell) \eta(t) + A(\| \bar{Y} - Y \| + \| \bar{u} - u \|), \quad (25)$$

де початкові умови визначено як

$$\eta(t_0) = |\bar{x}_0 - x_0|. \quad (26)$$

Розв'язок рівняння (25) можна записати у вигляді

$$\eta(t) = \exp \left[A \int_{t_0}^t (1 + \ell) dt \right] \cdot \left[A \int_{t_0}^t (\| \bar{Y} - Y \| + \| \bar{u} - u \|) \exp \left(- \int_{t_0}^t A(1 + \ell) dt \right) d\tau + C \right].$$

Тоді виконавши інтегрування та провівши перетворення з урахуванням, що

$$\eta(t_0) = \exp(A(1 + \ell) \cdot 0) \left[C - \frac{(\| \bar{Y} - Y \| + \| \bar{u} - u \|)}{(1 + \ell)} (\exp(A(1 + \ell) \cdot 0) - 1) \right] = 1 \cdot \left[C - \frac{(\| \bar{Y} - Y \| + \| \bar{u} - u \|)}{(1 + \ell)} (1 - 1) \right] = C,$$

матимемо

$$\begin{aligned} \eta(t) &= \exp(A(1 + \ell)s) \left[\eta(t_0) + \frac{(\| \bar{Y} - Y \| + \| \bar{u} - u \|)}{(1 + \ell)} (1 - \exp(-A(1 + \ell)s)) \right] = \eta(t_0) \exp(A(1 + \ell)s) + \\ &+ \frac{(\| \bar{Y} - Y \| + \| \bar{u} - u \|)}{(1 + \ell)} (\exp(A(1 + \ell) \cdot s) - 1). \end{aligned} \quad (27)$$

Після чого з (23) та (27) можна визначити обмеження $|\bar{x}(t, \varepsilon) - x(t, \varepsilon)| \leq \eta(t)$.

Розглянемо систему з n ДР:

$$\varepsilon \frac{dv}{dt} = A(x, t)v. \quad (28)$$

Позначимо через $V(t, s, \varepsilon)$ фундаментальну матрицю для системи ДР (28) так, що для неї мають місце рівності $V(s, s, \varepsilon) = [\mathbf{1}]$, $\text{rank}[\mathbf{1}] = n$.

Якщо матриця $A(x, t)$ обмежена $\forall t \in R$ та задовольняє умові Ліпшиця, а характеристичні корені $\lambda_j(x, t)$ задовольняють умові $\text{Re}\{\lambda_j(x, t)\} \leq -2\gamma < 0$, $\forall x \in D_x$ та $t \in R$, то для матриці $V(t, s, \varepsilon)$ справедлива оцінка [3]

$$|V(t, s, \varepsilon)| \leq K \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon}(t - s)\right), \quad (29)$$

де $-\infty < s \leq t < \infty$, K та γ – додатні константи.

Представимо друге рівняння системи (18) в інтегральній формі:

$$y(t) = V(t, t_0, \varepsilon)y(t_0) + \frac{1}{\varepsilon} \int_{t_0}^t V(t, s, \varepsilon) Q[x(s), y(s), u(s), s, \varepsilon] ds. \quad (30)$$

Розглянемо перетворення функції $Y(x, t, \varepsilon)$ з сімейства \mathbf{Y} в іншу функцію $Y^*(x, t, \varepsilon)$ таким чином, що

$$V(t, t_0, \varepsilon) = \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^0 V(t, s+t, \varepsilon) Q[X(s, t, x|Y), Y(X(s, t, x|Y)), u(s), s+t, \varepsilon] ds.$$

По аналогії з нерівностями (19) за допомогою формальної підстановки $X \rightarrow x$, $Y \rightarrow y$ отримаємо таку оцінку:

$$\begin{aligned} & \left| Q \left[X(s, t, x|Y), Y(X(s, t, x|Y)), u(s), s, \varepsilon \right] \right| \leq M|Y|^2 + \varepsilon N \leq M\rho^2 + \varepsilon N; \\ & \left| Q \left[X(s, t, x|\bar{Y}), \bar{Y}(X(s, t, x|\bar{Y})), \bar{u}(s), s+t, \varepsilon \right] - Q \left[X(s, t, x|Y), Y(X(s, t, x|Y)), u(s), s+t, \varepsilon \right] \right| \leq \\ & \leq (B\rho + \varepsilon C) \left(\left| (1+\ell)(X(s, t, x|\bar{Y}) - X(s, t, x|Y)) \right| + \|\bar{u} - u\| + \|\bar{Y} - Y\| \right). \end{aligned} \quad (31)$$

Другу нерівність можна представити у вигляді, зручному для подальшого використання:

$$\begin{aligned} & \left| Q \left[X(s, t, x|\bar{Y}), \bar{Y}(X(s, t, x|\bar{Y})), \bar{u}(s), s+t, \varepsilon \right] - Q \left[X(s, t, x|Y), Y(X(s, t, x|Y)), u(s), s+t, \varepsilon \right] \right| \leq \\ & \leq (B\rho + \varepsilon C)(1+\ell) \left(\left| X(s, t, x|\bar{Y}) - X(s, t, x|Y) \right| + \frac{\|\bar{u} - u\| + \|\bar{Y} - Y\|}{(1+\ell)} \right). \end{aligned} \quad (32)$$

З урахуванням (26), (28) та (32) для функції $Y^*(x, t, \varepsilon)$ можна виписати оцінки:

$$\begin{aligned} & \left| Y^*(x, t, \varepsilon) \right| \leq \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^0 V(t, s+t, \varepsilon) Q \left[X(s, t, x|Y), Y(X(s, t, x|Y)), u(s), s+t, \varepsilon \right] ds \leq \\ & \leq \frac{1}{\varepsilon} (M\rho_0^2 + \varepsilon N) \int_{-\infty}^0 K \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon}(t-s)\right) ds = \frac{1}{\varepsilon} (M\rho_0^2 + \varepsilon N) K \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon}\right) \int_{-\infty}^0 \exp\left(\frac{\gamma}{\varepsilon}s\right) ds \leq \\ & \leq \frac{1}{\varepsilon} (M\rho_0^2 + \varepsilon N) K \exp\left(\frac{\gamma}{\varepsilon}\right) \frac{\varepsilon}{\gamma} \Big|_{-\infty}^0 = \frac{K}{\gamma} (M\rho_0^2 + \varepsilon N) (\exp 0 - 0) = \frac{K}{\gamma} (M\rho_0^2 + \varepsilon N) \end{aligned} \quad (33)$$

та

$$\begin{aligned} & \left| Y^*(\bar{x}_0, t, \varepsilon) - Y^*(x_0, t, \varepsilon) \right| \leq \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^0 V(t, s+t, \varepsilon) \bullet \\ & \bullet \left| Q \left[X(s, t, \bar{x}_0|Y), \bar{Y}(X(s, t, \bar{x}_0|Y)), \bar{u}(s), s+t, \varepsilon \right] - Q \left[X(s, t, x_0|Y), Y(X(s, t, x_0|Y)), u(s), s+t, \varepsilon \right] \right| ds \leq \\ & \leq \frac{K}{\varepsilon} (B\rho_0 + \varepsilon C)(1+\ell) \left[|\bar{x}_0 - x_0| + \frac{\|\bar{u} - u\| + \|\bar{Y} - Y\|}{(1+\ell)} \right] \frac{\varepsilon}{\gamma + \varepsilon A(1+\ell)} = \frac{K}{\gamma} (B\rho_0 + \varepsilon C) \left[(1+\ell)|\bar{x}_0 - x_0| + \|\bar{u} - u\| + \|\bar{Y} - Y\| \right]. \end{aligned}$$

Знехтувавши величиною $\varepsilon A(1+\ell)$ у знаменнику, в результаті одержуємо оцінку

$$\left| Y^*(\bar{x}_0, t, \varepsilon) - Y^*(x_0, t, \varepsilon) \right| \leq \frac{K}{\gamma} (B\rho_0 + \varepsilon C) \left[(1+\ell)|\bar{x}_0 - x_0| + \|\bar{u} - u\| + \|\bar{Y} - Y\| \right]. \quad (34)$$

Після цього задамося такими значеннями $\rho_0(\varepsilon)$ та $\ell(\varepsilon)$, що мають місце границі

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \rho_0(\varepsilon) = 0, \quad \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \ell(\varepsilon) = 0$$

та $\varepsilon_0 > 0$ таким чином, щоб при $0 < \varepsilon < \varepsilon_0$ одночасно виконувались нерівності

$$\frac{K}{\gamma} (M\rho_0^2 + \varepsilon N) \leq \rho_0, \quad \frac{K}{\gamma} (B\rho_0 + \varepsilon C)(1+\ell) \leq \ell(\varepsilon) \leq \ell, \quad \frac{K}{\gamma} (B\rho_0 + \varepsilon C) = k \leq 1. \quad (35)$$

З нерівностей (34), (35) випливає, що

$$\left| Y^*(x, t, \varepsilon) \right| \leq \rho(\varepsilon_0) < \rho, \quad (36)$$

$$\begin{aligned} |Y^*(\bar{x}_0, t, \varepsilon) - Y^*(x_0, t, \varepsilon)| &\leq \frac{K}{\gamma} (B\rho_0 + \varepsilon C)(1 + \ell) |\bar{x}_0 - x_0| + \frac{K}{\gamma} (B\rho_0 + \varepsilon C) [\|\bar{u} - u\| + \|\bar{Y} - Y\|] \leq \\ &\leq \frac{K}{\gamma} (B\rho_0 + \varepsilon C)(1 + \ell) |\bar{x}_0 - x_0| + k [\|\bar{u} - u\| + \|\bar{Y} - Y\|] \leq \ell(\varepsilon_0) |\bar{x}_0 - x_0| + k [\|\bar{u} - u\| + \|\bar{Y} - Y\|]. \end{aligned} \quad (37)$$

Якщо припустити, що $\bar{Y} = Y$, $\bar{u} = u$ (тобто функції співпадають), то з (36) та (37) випливає (умова Ліпшиця)

$$|Y^*(\bar{x}_0, t, \varepsilon) - Y^*(x_0, t, \varepsilon)| \leq \ell(\varepsilon_0) |\bar{x}_0 - x_0|, \quad (38)$$

а нерівність (38) дає можливість зробити висновок, що Y^* так само належить сімейству \mathbf{Y} .

При $\bar{x}_0 = x_0$ матимемо

$$\|\bar{Y}^* - Y\| \leq \ell(\varepsilon_0) |\bar{x}_0 - x_0| + k [\|\bar{u} - u\| + \|\bar{Y} - Y\|] \text{ або } \|\bar{Y}^* - Y\| \leq k [\|\bar{u} - u\| + \|\bar{Y} - Y\|], k < 1. \quad (39)$$

Нерівності (36) та (38) показують, що Y^* також належить сімейству \mathbf{Y} , а (35) гарантує наявність єдиного розв'язку рівняння

$$V(x, t, \varepsilon) = \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^0 V(t, s+t, \varepsilon) Q[X(s, t, x)Y, Y(X(s, t, x|Y), s+t, \varepsilon), u(s), s+t, \varepsilon] ds. \quad (40)$$

Якщо позначити цей єдиний розв'язок рівняння (40) через $\psi(x, t, \varepsilon)$, то можна впевнитись, що $y = \psi(x, t, \varepsilon)$ визначає інтегральний многовид для системи (9). Задля цього, виходячи з рівняння (40), запишемо таку тотожність:

$$\psi(x, t, \varepsilon) = \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^0 V(t, s+t, \varepsilon) Q[X(s, t, x)\Psi, \Psi(X(s, t, x|\Psi), s+t, \varepsilon), u(s), s+t, \varepsilon] ds. \quad (41)$$

Проведемо в тотожності (41) заміну $x \rightarrow X(t-t_0, t_0, x|\Psi)$, а $u(s) \rightarrow u(s+t-t_0)$. Ця заміна є можливою, оскільки тотожність (41) справедлива для будь-якого $s > 0$.

Виходячи з існування єдиного розв'язку системи рівнянь, маємо

$$X[s, t_0 + t - t_0, X(t-t_0, t_0, x|\Psi)] = X[s, t, X(t-t_0, t_0, x|\Psi)] \equiv X[s+t-t_0, t_0, x|\Psi].$$

Позначивши

$$x_t = X[s+t-t_0, t_0, x|\Psi], y_t = \Psi[X(t-t_0, t_0, x|\Psi), t, \varepsilon], \quad (42)$$

перепишемо (41) у вигляді

$$\psi(X(t-t_0, t_0, x|\Psi), t, \varepsilon) = \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^t V(t, s+t, \varepsilon) Q[X(s+t-t_0, t_0, x|\Psi), \Psi(X(s+t-t_0, t_0, x|\Psi)), u(s+t-t_0), s+t, \varepsilon] ds.$$

Введемо в (42) заміну $v = s+t$, яка дасть можливість записати:

$$\psi(X(t-t_0, t_0, x|\Psi), t, \varepsilon) = \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^t V(t, v, \varepsilon) Q[X(v-t_0, t_0, x|\Psi), \Psi(X(v-t_0, t_0, x|\Psi)), u(v-t_0), v, \varepsilon] dv,$$

або з урахуванням (38):

$$y_t = \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^t V(t, v, \varepsilon) Q[x_v, y_v, u_v, v, \varepsilon] dv. \quad (43)$$

Продиференціювавши (43) за параметром t , матимемо

$$\frac{dy_t}{dt} = \frac{1}{\varepsilon} V(t, t, \varepsilon) Q[x_t, y_t, u_t, t, \varepsilon] + \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^t V'(t, v, \varepsilon) Q[x_v, y_v, u_v, v, \varepsilon] dv.$$

Оскільки $V(t, v, \varepsilon)$ є фундаментальною матрицею системи (28), одержимо

$$\frac{dy_t}{dt} = \frac{1}{\varepsilon} Q[x_t, y_t, u_t, t, \varepsilon] + \frac{1}{\varepsilon} A(x, t) \int_{-\infty}^t V(t, v, \varepsilon) Q[x_v, y_v, u_v, v, \varepsilon] dv = \frac{1}{\varepsilon} Q[x_t, y_t, u_t, t, \varepsilon] + \frac{1}{\varepsilon} A(x, t) y_t.$$

Домноживши на малий параметр ε ліву і праву частини, отримаємо

$$\varepsilon \frac{dy_t}{dt} = A(x, t) y_t + Q[x_t, y_t, u_t, t, \varepsilon]. \quad (44)$$

Оскільки $X[t-t_0, t_0, x|\Psi]$ є розв'язком рівняння (20), а $\frac{dx_t}{dt} = \Phi(x_t, y_t, u_t, t)$, можна записати змінні (42), які є розв'язками системи (18), у вигляді $x_t = X[t-t_0, t_0, x|\Psi]$, $y_t = \Psi[x_t, t, \varepsilon]$. Тоді у

початковій точці, поклавши $t=t_0$, маємо

$$x_i = X[t-t_0, t_0, x|\Psi] = X[0, t_0, x|\Psi] = x, y_i = \Psi[x_{t_0}, t_0, \varepsilon] = \Psi[x_0, t_0, \varepsilon].$$

Повертаємось до підстановки (17). Систему ДР (18) було отримано із системи (9) заміною $z = \varphi(x, t) + y$, внаслідок чого можна зробити висновок, що система ДР (9) має інтегральний многовид $z = \varphi(x, t) + \psi(x, t, \varepsilon)$ (14).

Отже, система ДР (8) також має інтегральний многовид, оскільки її нескладно привести до спеціального вигляду у формі (18) та упевнитись, що для неї виконуються нерівності (19), умова Лівшиця та оцінка (29). Універсальних методів для пошуку многовиду в аналітичному вигляді, на жаль, не існує, проте для системи (8) можна одержати його наближене значення з потрібним ступенем точності у вигляді ряду за степенями ε [5, 12]. Розв'язавши рівняння (13) (умова 1 теореми існування), записане на основі системи ДР (8), отримуємо нульове наближення для нашого інтегрального многовиду $|z_1, z_2|^T = |x_2, -x_3|^T$. Це дає можливість, знехтувавши степенями 2 і вище ряду за степенями ε , обмежитись пошуком першого наближення [12] і записати інтегральний многовид у такій формі:

$$\begin{vmatrix} z_1 \\ z_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} x_2 \\ -x_3 \end{vmatrix} + R_1^{-1} R_2^{-1} \left(\sum_{k=0}^n (2k+1) \alpha_{2k+1} (a_{76} R_1^{-1} x_2 - a_{63} R_2^{-1} x_3)^{2k} \right)^{-1} \begin{vmatrix} c_{11} x_1 + c_{12} x_2 + c_{13} x_3 + c_{14} x_4 \\ c_{21} x_1 + c_{22} x_2 + c_{23} x_3 + c_{24} x_4 \end{vmatrix}, \quad (45)$$

де

$$c_{11} = -a_{21} R_2 L_{110} M_0^{-1}, c_{12} = -a_{26} R_2 L_{110} M_0^{-1}, c_{13} = a_{37} R_1 U_2(t_0) U_1^{-1}(t_0), c_{14} = a_{37} R_1 U_2(t_0) U_1^{-1}(t_0),$$

$$c_{21} = a_{21} R_2 U_2^{-1}(t_0) U_1(t_0), c_{22} = a_{26} R_2 U_2^{-1}(t_0) U_1(t_0), c_{23} = -a_{37} R_2 L_{220} M_0^{-1}, c_{24} = a_{34} R_2 L_{220} M_0^{-1}.$$

Після чого, підставивши (45) у (8), маємо формальне право відкинути два рівняння з малим параметром при похідних, в результаті чого отримуємо нелінійну афінну систему ДР пониженого порядку:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + Bu \\ \frac{dx_2}{dt} = b_{21} x_1 + b_{22} x_2 + b_{23} x_3 + b_{24} x_4 + \zeta_1(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \frac{dx_3}{dt} = b_{31} x_1 + b_{32} x_2 + b_{33} x_3 + b_{34} x_4 + \zeta_2(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \frac{dx_4}{dt} = f_2(x_1, x_4, t) + a_{43} x_3; \end{cases} \quad (46)$$

де

$$b_{21} = a_{21}, b_{22} = a_{26}, b_{23} = b_{24} = 0, b_{31} = b_{32} = 0, b_{33} = -a_{37}, b_{34} = a_{34},$$

$$\zeta_o(x_1, x_2, x_3, x_4) = R_1^{-1} R_2^{-1} \left(\sum_{k=0}^n (2k+1) \alpha_{2k+1} (a_{76} R_1^{-1} x_2 - a_{63} R_2^{-1} x_3)^{2k} \right)^{-1} (c_{o1} x_1 + c_{o2} x_2 + c_{o3} x_3 + c_{o4} x_4) \Big|_{o=1,2}.$$

Еквівалентність систем (8) та (46) означає, що немає необхідності проводити синтез керування u для повновимірної системи (8). Із стійкості або асимптотичної стійкості деякого рішення системи (46) випливає стійкість або асимптотична стійкість системи (8). Якщо задатись деякими якісними характеристиками при побудові стратегії керування в (46), то отримане керування для (46) забезпечить ті ж самі якісні властивості при поверненні до розширеної системи (8).

Розглянемо загальноприйнятий випадок зі звичним RL -навантаженням. Для стабілізації вихідної напруги використаємо метод функцій Ляпунова [4], який можна застосувати до першого наближення системи ДР (46) лише у випадку, коли для (46) виконуватимуться умови теореми Пуанкаре-Ляпунова. Для приведення (46) до необхідного вигляду використаємо процедуру перетворення нелінійних функцій ζ , повністю аналогічну наведеній у [6]. Після чого синтез закону керування u можна проводити за рівняннями першого наближення, вибравши модулюючу функцію u у вигляді лінійної комбінації координат системи (46) $u = C_1 x_1 + C_2 x_2 + C_3 x_3 + C_4 x_4$. Отже, замість нелінійної системи (46) розглянемо систему ДР першого наближення:

$$\frac{dx_i}{dt} = \sum_{j=1}^4 d_{ij} x_j \Big|_{i=1..4}, \quad (47)$$

де $a_{13} = a_{14} = 0$; $d_{1j} = a_{1j} + C_j \Big|_{j=1..4}$; $d_0 = 2 - R_1 R_2 \alpha_1$; $d_{ij} = b_{ij} + d_0 c_{ij} \Big|_{i=2,3; j=i-1}$; $d_{43} = L_n^{-1}$; $d_{44} = -d_{43} R_n$.

Подальша процедура отримання коефіцієнтів модулюючої функції за допомогою встановлення зв'язків між параметрами системи та коефіцієнтами функції Ляпунова M_1, \dots, M_4 , записаної на основі системи (47), повністю збігається з викладеннями в [6], у результаті проведення яких матимемо

$$M_{23} = \frac{d_{23}d_{34} / d_{24} + M_4 d_{43}d_{32} / d_{34}}{d_{22} + d_{33} - \tau - d_{24}d_{32} / d_{34}}; \quad M_2 = -M_{23} \frac{d_{34}}{d_{24}}; \quad M_3 = -\frac{M_4 d_{43} + M_{23} d_{24}}{d_{34}};$$

$$C_2 = -a_{12} - \frac{M_2 d_{21} + M_{23} d_{31}}{M_1}; \quad C_3 = -\frac{M_3 d_{31} + M_{23} d_{21}}{M_1},$$

зважаючи на те, що довільний вибір власне величин $M_1, M_4 > 0$ не впливає на стійкість системи, проте визначатиме характеристики перехідного процесу в (46) та (8).

На рис. 2 показано результати цифрового моделювання для електричних параметрів системи живлення, наведених у роботі [6]. Рис. 2 а дає змогу оцінити спектр вихідної напруги в режимі ХХ, а 2 б – точність стабілізації вихідної напруги U_2 при зникненні навантаження по амплітуді та тривалість перехідного процесу в замкненій системі.

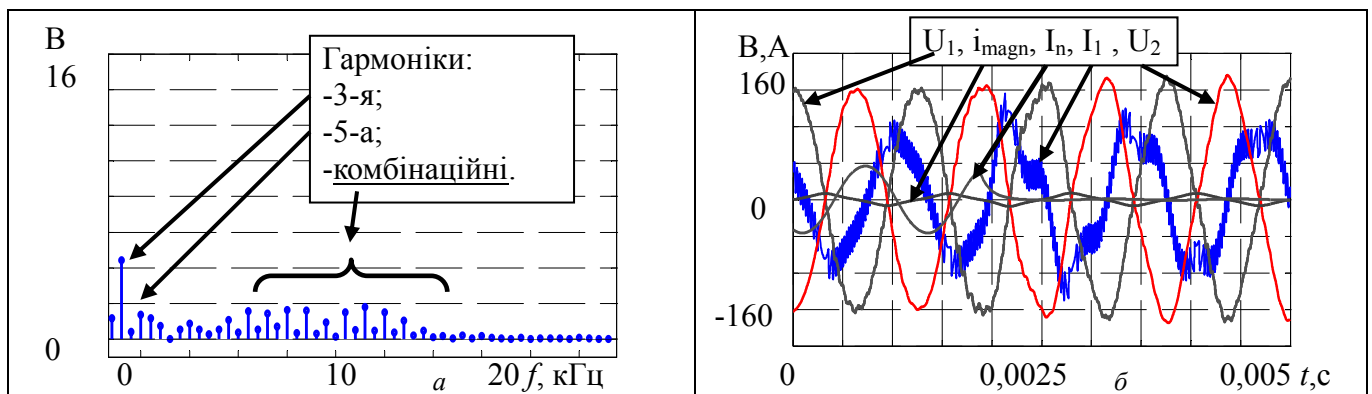


Рис. 2

Відношення миттєвого значення відхилення вихідної напруги від еталонної не перевищує 5 %. Форма вхідного струму фільтра I_1 показує значний вплив нелінійності намагнічування при малих навантаженнях, що треба неодмінно брати до уваги при виборі ключів силової частини ПЧ. При переході до мінімального навантаження погіршується спектральний склад вихідної напруги за рахунок збільшення амплітуд непарних гармонік, виникнення яких обумовлено характером нелінійності типу „насичення”.

Висновки. Розроблено математичну модель джерела у вигляді афінної нелінійної сингулярно-збуреної системи ДР. Доведено існування інтегрального многовиду нелінійної сингулярно-збуреної системи ДР у загальному вигляді, який дає змогу коректно провести пониження її порядку. Запропоновано модулюючу функцію у вигляді лінійної комбінації змінних системи пониженого порядку та встановлено однозначну відповідність її коефіцієнтів коефіцієнтам функції Ляпунова, отриманої з умови рівномірної асимптотичної стійкості системи ДР пониженого порядку за першим наближенням. Показано можливість реалізації достатньо точного (до 4...5 %) формування вихідної напруги спеціального джерела живлення з нелінійним вихідним трансформатором шляхом побудови модулюючої функції для системи пониженого порядку. За допомогою цифрового моделювання продемонстровано можливість забезпечення практичної відсутності впливу стрибків навантаження на форму вихідної напруги з урахуванням обмежень, характерних для реальних навантажень.

1. Вольдек А.И. Электрические машины. Изд. 3-е, перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с.
2. Демидович Б.П. Лекции по математической теории устойчивости. – М.: Наука, 1967. – 472 с.
3. Каннингхэм В. Введение в теорию нелинейных систем / Пер. с англ. – М.–Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 456 с.

4. Крищенко А.П., Кавинов А.В. Стабилизация аффинных систем // Дифференциальные уравнения. – 2000. – Т. 36, № 11. – С. 1482–1487.
5. Ломов С.А. Введение в общую теорию сингулярных возмущений. – М.: Наука. Главная редакция физ.-мат. литературы, 1981. – 400 с.
6. Мисак Т.В. Стабілізація вихідної напруги однофазного джерела живлення з нелінійним вихідним трансформатором // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2017. – Вип. 46. – С. 60–70.
7. Митропольский Ю.А., Лыкова О.Б. Интегральные многообразия в нелинейной механике. – М.: Наука. – 1973. – 512 с.
8. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. – К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. – 340 с.
9. Найфе А. Введение в методы возмущений /Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 534 с.
10. Паньків В.І., Танкевич Є.М., Лутчин М.М. Апроксимація характеристик намагнічування трансформаторів струму // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2014. – Вип. 37. – С. 82–90.
11. П'яних Б.С. Вентильні перетворювачі параметрів електричної енергії // Електроніка та системи управління. – 2012. – №1(31). – С. 28–30.
12. Стрыгин В.А., Соболев В.В. Разделение движений методом интегральных многообразий. – М.: Наука, 1988. – 256 с.
13. Yazdani A., Iravani R. Voltage-Sourced Converters In Power Systems. Modeling, Control and Applications. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2010. – 463 p.
14. Zhang L.J., Sun C.Q., Sun J.B. A Nonlinear Model for Marine High-voltage Transformer // Applied Mechanics and Materials, Vols. 602–605. – 2014. – P. 2572–2576.

УДК 621.314.26

Т.В. Мысак, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

Построение контура модуляции выходного напряжения источника питания с нелинейным выходным трансформатором с помощью математической модели пониженного порядка

Объектом исследования является источник синусоидального напряжения, имеющий в своем составе преобразователь частоты с выходным LC-фильтром и нелинейный однофазный выходной трансформатор. Построена математическая модель этого источника в виде нелинейной сингулярно-возмущенной системы дифференциальных уравнений. Получены условия существования интегрального многообразия в системе с неизвестным наперед управлением в общем виде. Показана возможность понижения порядка математической модели источника питания с помощью интегрального многообразия в форме степенного ряда. Проведен синтез стратегии управления путем установления соответствия между модулирующей функцией и коэффициентами функции Ляпунова. Приведены результаты моделирования. Библ. 14, рис. 2.

Ключевые слова: преобразователь частоты, выходной LC-фильтр, нелинейный трансформатор, сингулярно-возмущенная система, интегральное многообразие, теорема существования, понижение порядка.

T.V. Mysak

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

Construction of output voltage modulation for power supply with non-linear output transformer by the reduced order mathematical model

The object of study is the sinusoidal voltage source, that is composed of a frequency converter with an output LC-filter and a non-linear single-phase output transformer. A mathematical model of this source is constructed in the form of a nonlinear singularly perturbed system of differential equations. Conditions for the existence of an integral manifold in a system with a not - known -control in advance in general form are obtained. The possibility of decreasing the order of the mathematical model of this power source by means of an integral manifold in the form of a power series is shown. A synthesis of the control strategy is carried out by establishing a correspondence between the modulating function and the coefficients of the Lyapunov function. The results of modeling are presented. References 14, figures 2.

Key words: frequency converter, output LC-filter, nonlinear transformer, singularly-perturbed system, integral manifold, theorem of existence, reduction of order.

Надійшла 23.05.2017

Received 23.05.2017

УДК 621.314

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ОРГАНІЗАЦІЇ ІНВАРІАНТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ АВТОНОМНИХ ОБ'ЄКТІВ

В.С. Смирнов¹, докт. техн. наук, **О.В. Самков²**, докт. техн. наук, **О.Й. Штіфзон³**, **С.В. Любицький⁴**, **В.В. Лізанець⁵**, канд. техн. наук

1, 3, 4 – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського», пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

2 – Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

5 – Свалявський технічний коледж НУХТ, Свалява

e-mail: samkov@ied.org.ua

Розглянуто розвиток теорії побудови інваріантних перетворювальних систем з багаторазовою модуляцією. На основі теоретичних досліджень сформульовано положення щодо структури інваріантності перетворювальних систем. Запропоновано положення гіперкомплексного аналізу перетворювальних систем з багаторазовою модуляцією, розроблено положення квадриплексного перетворення. Обґрунтовано принципи організації й алгоритми керування багатофункціональними перетворювачами з багаторазовою модуляцією. Бібл. 7, рис. 4, табл. 3.

Ключові слова: багаторазова модуляція, автономний об'єкт, гіперкомплексні числові системи, теорія інваріантності, квадрикомплексне перетворення.

Створення високоточних систем електроживлення (СЕЖ), що використовуються при побудові електромеханічних систем робототехнічних комплексів, систем телекомунікації, автономних аерокосмічних об'єктів, систем автоматизованого електроприводу, на транспорті, інших автономних об'єктах (АО) наразі є важливою науково-технічною проблемою. Невідповідність, яка регулярно виявляється між характеристиками СЕЖ і безперервно зростаючими вимогами до них з боку АО, є постійним рушійним стимулом вдосконалення СЕЖ.

На сучасному етапі розвитку СЕЖ особливе значення надається не тільки питанням поліпшення їх масоенергетичних показників, але й підвищенню якості вихідної електроенергії, поліпшенню динамічних характеристик при досягненні багатофункціональності, інваріантності та за можливістю робастності.

Основним завданням теорії інваріантності є пошук таких умов структурної побудови перетворювальних систем, при виконанні яких рух однієї або кількох координат системи не залежить від одного або більшого числа вхідних впливів, що подаються на систему. Найбільш цікаві два випадки:

- вхідні впливи можливо безпосередньо вимірювати, але закони їх зміни в часі наперед невідомі. У цьому випадку структура системи має забезпечити незалежність руху координат при будь-якій припустимій зміні вхідних впливів;
- вхідні впливи неможливо виміряти безпосередньо. У цьому випадку структура системи має забезпечити незалежність руху координат при будь-якому припустимому вхідному впливі. Принаймні ця незалежність має виконуватись з певним ступенем точності, тобто інваріантністю до ε .

Крім того, помилку розрегулювання руху основного контура і бажаного еталонного руху необхідно мати інваріантною по відношенню до зовнішніх впливів. У ідеальному випадку ця помилка має бути тотожно рівна нулю, незалежно від вхідних керуючих впливів, координатних та параметричних збурень.

При виконанні умов координатної або параметричної інваріантності в перетворювальних системах маємо можливість ідентифікувати перетворювальну систему як координатно- чи параметрично-інваріантну.

Якщо з властивості координатної інваріантності структури системи по відношенню до впливу $V(t)$, як наслідок, випливає властивість параметричної інваріантності та, навпаки, з

властивості параметричної інваріантності – координатна інваріантність, то така структура має властивість двократної інваріантності [7].

Зрозуміло, у цьому випадку структурна інваріантність має на увазі незалежність структурної організації від вигляду сформованих та контрольованих вхідних та вихідних сигналів (а також їх параметрів), іншими словами можна говорити про інваріантність структурної організації по відношенню до формованих та контрольованих вхідних та вихідних напруг.

Завдання інваріантності у класі адаптивного координатно-параметричного керування сформулюємо таким чином: необхідно знайти умови, при яких структурна організація перетворювальної системи буде мати властивості двократної структурної інваріантності по відношенню до координатних та параметричних збурень.

Тоді досліджувана система може бути представлена у вигляді

$$\dot{x} = A(t)x + G(t)v + D(t)u, \quad (1)$$

де v – вектор збурюючих впливів; u – вектор координатного керування.

У матрично-операторній формі керування формулу (1) запишемо як

$$A(p, t)x = D(p, t)u + G(p, t)v. \quad (2)$$

Зазначимо, що оператори $A(p, t)$, $D(p, t)$, $G(p, t)$ містять також інформацію про параметричні збурення, які позначимо $\Delta A(p, t)$, $\Delta D(p, t)$, $\Delta G(p, t)$.

Рівняння, що описує стійку систему, відповідне до еталонної моделі руху, представимо у вигляді

$$A_0(p)x = D_0(p)\Delta u + G_0(p)v, \quad (3)$$

де Δu – вхідний керуючий вплив.

З урахуванням введеної до розгляду похибки розузгодження руху синтезуємої інваріантної системи та еталонного оператора ε можна записати систему, що описує рух об'єкта відносно похибки розузгодження ε . З цією метою поєднаємо рівняння (2), (3) та позначимо через ΔS , ΔT , ΔZ оператори компенсуючих керуючих пристроїв блока адаптації основного контура. У результаті отримаємо такий вираз:

$$\Delta A_0(p)\varepsilon = [\Delta A(p, t) - \Delta S(p, t)]x + [\Delta D(p, t) - \Delta T(p, t)]u + [\Delta G(p, t) - \Delta Z(p, t)]v. \quad (4)$$

Звідки за умов

$$\Delta A(p, t) \equiv \Delta S(p, t); \quad \Delta D(p, t) \equiv \Delta T(p, t); \quad \Delta G(p, t) \equiv \Delta Z(p, t), \quad (5)$$

а також обмеженості координат x , u , v та відповідних похідних отримаємо

$$\Delta A_0(p)\varepsilon = 0. \quad (6)$$

Таким чином, за нульових початкових умов та сталості руху (6) маємо $\varepsilon(t) \equiv 0$ за будь-яких припустимих видів вхідних координатних і параметричних впливів. Умови (5), (6) є необхідними умовами структурної інваріантності перетворювальної системи за координатою ε .

Більш детальний розгляд структурної організації перетворювальної системи (ПС) [7] дає змогу сформулювати достатню умову структурної інваріантності. Наявність принаймні двох модулюючих функцій у рівнянні для узагальненої комутаційної функції $\bar{Q}(t)$ обумовлює необхідність багаторазової модуляції вхідного впливу в силовому тракці ПС відповідно до алгоритму перетворення $\bar{f}(t)/\bar{F}(t)$. Однак ця вимога не дає вичерпної відповіді на питання фізичної реалізованості умов структурної інваріантності, тобто можливості їх апаратурної реалізації.

Виконання умов (5) і, як наслідок, (6), дає змогу зробити висновок про необхідність мінімізації (ліквідації) числа некерованих ланок силового тракту ПС, що піддаються дії як координатних, так і параметричних впливів, а також про суміщення функцій формування, регулювання вихідного сигналу та компенсації координатно-параметричних збурень в єдиному функціональному вузлі.

Безперечність використання з цією метою принципів ІКМ та дельта-модуляції (ДМ) випливає з можливості організації вискоефективних алгоритмів керування ПС. При цьому

квантування сформованих сигналів за рівнем та часом з високим ступенем дискретизації обумовлює доцільність високочастотного перетворення електроенергії у силовому тракті. Звідси випливає висновок про оптимальну структурну організацію СТ ПС відповідно до принципу «модуляція-демодуляція». Отже, умовою фізичної реалізованості структурно-інваріантної ПС є сепаратна організація силового тракту ПС відповідно до алгоритму «модулятор-демодулятор» (рис. 1 а).

На рис. 1 зображено організацію інваріантної перетворювальної системи (ПС): а – узагальнена структурна організація; б – функціональна організація силового тракту.

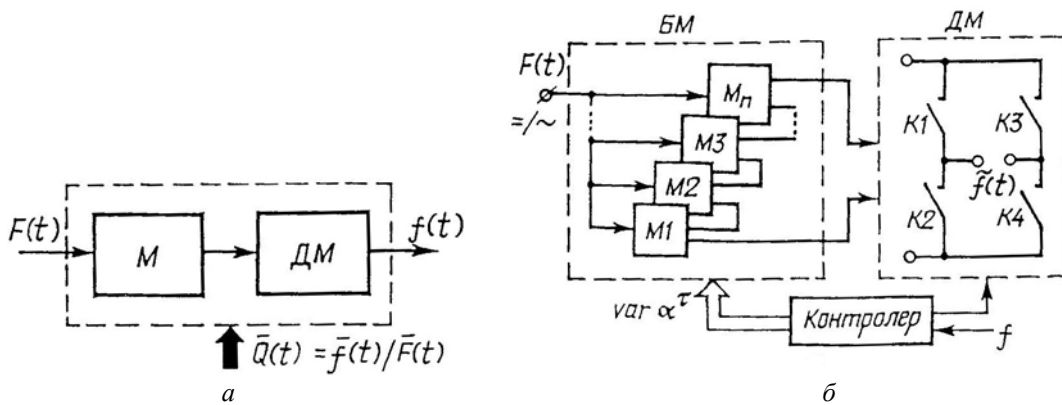


Рис. 1

Реалізація цього положення у сукупності з відомими традиційними принципами інваріантності дає можливість говорити про клас структурно-інваріантних ПС [6]. Структурна інваріантність дає змогу надати ПС властивість багатоопераційності, тобто можливості формування будь-якого заданого вихідного сигналу при довільній формі вхідної напруги. Відсутність фільтруючих ланок у структурі ПС дає змогу знизити порядок системи диференціальних рівнянь, що описують математичну модель перетворювального тракту. Це дає змогу значно усунути протиріччя між умовами інваріантності та стійкості, тобто надати системі властивості робастності при забезпеченні необхідної точності. При використанні терміну робастність, як правило, розуміють робастність за стійкістю.

Таким чином, будемо називати структуру перетворювальної системи, яка розглядається, такою, що має властивість структурної дворазової інваріантності за координатою ε , якщо в неї включено пристрій, наприклад, адаптації, що переналагоджує параметри системи або навіть її структуру для підтримання відповідних умов двократної інваріантності. Звідси можна зробити таке твердження.

Твердження. При дотриманні умов стійкості та двократної структурної інваріантності перетворювальна система є адаптивною структурно-інваріантною за координатою ε по відношенню до вхідних координатних та параметричних впливів.

Вирішення проблеми структурної інваріантності перетворювальних систем разом з можливістю суміщення функцій формування, регулювання вихідного сигналу, компенсації координатних та параметричних впливів у єдиному функціональному вузлі дає змогу зробити висновок про можливість реалізації ідеї Б.Н. Петрова про симетрування нелінійних каналів передачі загального збурення на програмному рівні [2, 3, 4].

Функціональна організація силового тракту однофазної структурно-інваріантної ПС передбачає послідовне з'єднання блоків модулятора (БМ) і демодулятора (ДМ). Блок модуляторів є сукупністю n мостових інверторних схем, що виконані на ключових елементах з двобічною провідністю. Функціональну організацію одноканальної структурно-інваріантної ПС розглянуто у роботі [7].

Перетворювальна система включає також контролер, до якого вводять блок програмного керування БПК, цифровий суматор SM, обчислювальний блок ОБ та блок адаптації-екстраполяції БАЕ.

Розглянемо принцип роботи ПС. Змінна напруга живлення, що описується функцією $F(t)$, подається на вхід модуляторів M_n , ключі якого керуються імпульсами високої частоти, що визначають інтервал часового квантування. На високій несучій частоті в БМ має місце модуляція вхідної напруги $\bar{Q}(t)$, що формується контролером. Таким чином, на виході БМ формується напруга $U_{БМ}(t) = F(t)\bar{Q}(t)\text{sin}(\omega_H t)$. Вона є вхідною для ДМ, в якому зазнає демодуляції. Процес формування синусоїдальної напруги розглянуто у роботі [7].

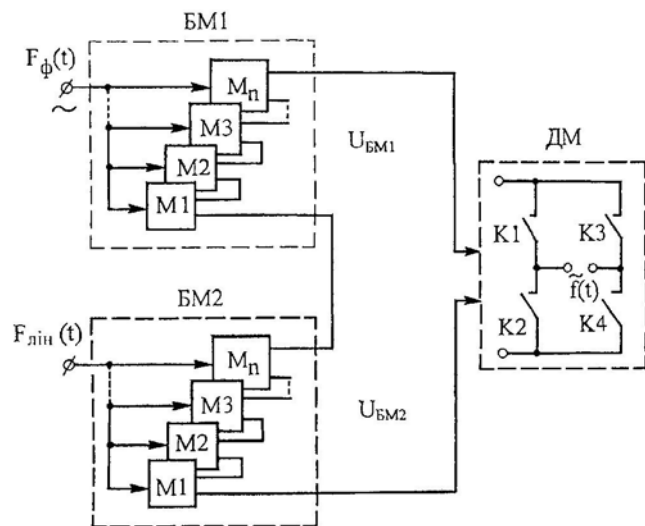


Рис. 2

Формування керуючого коду, що відповідає комутаційній функції $\bar{Q}(t)$, здійснюється контролером. З цією метою вхідні функції $F(t)$ та $f(t)$ надходять відповідно на входи БА1 та БПК. На кожному інтервалі квантування формуються багаторозрядні коди " $\bar{f}(t)$ " та " $\bar{F}(t)$ ", які є вхідними для формування комутаційної функції. У випадку, коли вихідна функція $f(t)$ наперед відома, інформація про неї попередньо вводиться в БПК. Таким чином інформація про $f(t)$ у вигляді цифрового еквівалента $\bar{f}(t)$ формується в БПК за рахунок опитування (сканування) елемента пам'яті (наприклад, ППЗП) у реальному масштабі часу в форматі ІКМ.

БА1 також формує цифровий еквівалент $F(t)$ у реальному масштабі часу, причому з метою адаптації виконується безперервна зміна вагових коефіцієнтів оператора компенсуючих керуючих пристроїв блока адаптації. При цьому результуючий керуючий вплив " $\bar{F}(t)$ " зазнає екстраполяції в аналізаторі-екстраполяторі (А-Е) з метою надання прогнозного значення, що компенсує координатні нестационарні збурюючі впливи. У випадку об'єднання БА та А-Е у єдиний функціональний вузол, наприклад, з використанням формату дельта-модуляції, можна говорити про блок адаптації і екстраполяції БАЕ. При використанні ПС в апаратурі з довільною функцією $f(t)$ замість БПК також доцільно використовувати БА (БАЕ).

З метою реалізації можливостей і переваг координатно-параметричного керування структурна організація ПС додатково містить цифровий суматор SM у контурі компенсації за відхиленням.

Однак при використанні однофазної змінної живлячої напруги невідворотні суттєві викривлення вихідного сигналу, що проявляються в «провалах» напруги до нульового рівня [7]. Для усунення таких викривлень доцільно використовувати багатофазну систему живлячої напруги. При цьому можлива структурна організація СТ ПС відповідно до дво- або триканальної структури. Структурна організація СТ двоканальної інваріантної ПС представлена на рис. 2. Вона містить два БМ, на входи яких подаються фазна $F_φ(t)$ та лінійна $F_лин(t)$ живлячі напруги, а виходи з'єднані послідовно.

Функціональна організація двоканальної інваріантної ПС представлена на рис. 3.

Контролер двоканальної ПС містить послідовно з'єднані ВБ, SM, ОБ1 та БАЕ1, що включені в контур адаптивного координатного керування одного з каналів формування вихідного сигналу ПС, а також ОБ1 та БАЕ2, що

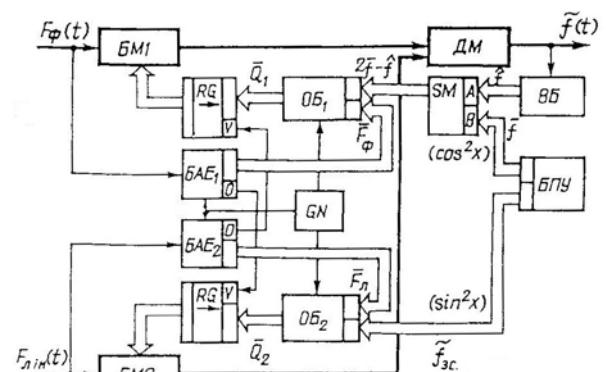


Рис. 3

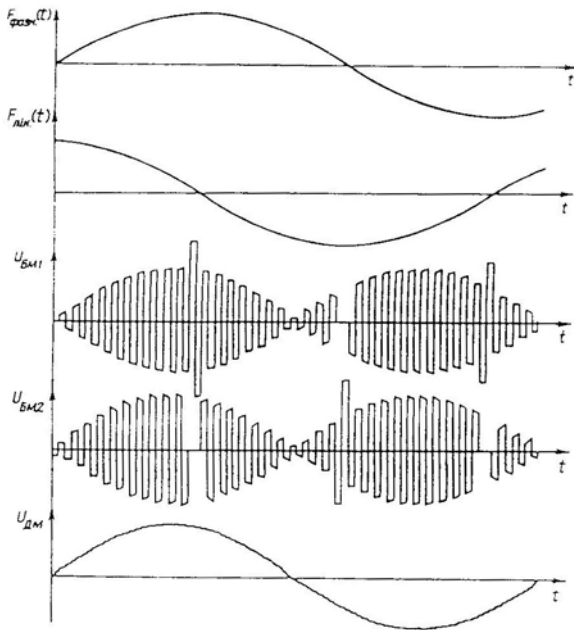


Рис. 4

При цьому в БПК записується інформація, що відповідає результатам кусково-постійної апроксимації функцій " $\sin^2 x$ " та " $\cos^2 x$ ". Тоді на виходах ОБ1 та ОБ2 формуються коди, які відповідають комутаційним функціям

$$\bar{Q}_1 = \frac{\sin^2 x}{\sin \omega t}; \quad \bar{Q}_2 = \frac{\cos^2 x}{\cos \omega t},$$

що забезпечує отримання на виходах БМ1 та БМ2 відповідно напруг

$$U_{БМ1} = U_m \sin \omega t \frac{\sin^2 x}{\sin \omega t} \text{sip}(\omega_H t);$$

$$U_{БМ2} = U_m \cos \omega t \frac{\cos^2 x}{\cos \omega t} \text{sip}(\omega_H t).$$

Після підсумовування та демодуляції отриманих напруг отримаємо однополярну постійну стабілізовану напругу $U_{ДМ}$.

Розглянуті варіанти організації багатоопераційних ПС, що мають властивість структурної дворазової інваріантності, дають змогу отримати високу якість вихідної напруги заданої форми при довільній формі живлячої напруги та відсутність вихідних енергетичних фільтрів, забезпечуючи при цьому великий частотний діапазон (включаючи низькі та інфранизькі частоти).

При дослідженні перетворювальної системи з багаторазовою модуляцією особливе значення має розгляд комутаційної функції (2).

Якщо складові комутаційної функції $Q(t)$ задовольняють умовам Діріхле, вони можуть бути апроксимовані кусково-постійною функцією за критерієм мінімуму квадратичного відхилення та представлені тригонометричним рядом Фур'є.

Для випадку симетрії третього роду маємо

$$\bar{F}(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(-1)^{n-1}}{2n-1} \sum_{i=1}^N (g_i \cos(2n-1)\gamma_i) \right] \times \cos(2n-1)\omega t;$$

$$\bar{f}(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(-1)^{n-1}}{2n-1} \sum_{i=1}^M (g'_i \cos(2n-1)\gamma'_i) \right] \times \cos(2n-1)\Omega t,$$

де g_i, γ_i – амплітудні та кутові параметри апроксимації.

включені в другий контур адаптивного координатного керування за збуренням. Крім цього обидва контури містять регістри зсуву RG, інформаційні входи яких підключені до виходів відповідних ОБ, що формують керуючі коди \bar{Q}_1 та \bar{Q}_2 . Причому керуючий вхід RG одного каналу підключений до Н-О (граничного елемента) другого каналу, що призводить до зсуву коду на один розряд праворуч і відповідно до подвоєння керуючого коду \bar{Q} у випадку нульових значень однієї з живлячих напруг.

Часові діаграми, що ілюструють формування синусоїдального вихідного сигналу у двоканальній структурно-інваріантній ПС, представлені на рис. 4.

Дуже ефективне використання двоканальної структурної організації ПС при формуванні постійної вихідної напруги, наприклад, відповідно до відомого виразу " $\sin^2 x + \cos^2 x = 1$ ".

Скористаємось формулою Ейлера та перетворимо тригонометричний ряд Фур'є в комплексну форму. Тоді вираз для комутаційної функції набуде вигляду

$$\bar{Q}(t) = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} C_{(2n-1)} e^{i(2n-1)\omega t}}{\sum_{n=1}^{\infty} C_{(2n-1)} e^{j(2n-1)\Omega t}} = C'_{(2n-1)} e^{i(2n-1)\omega t} e^{j(2n-1)\Omega t}, \tag{7}$$

де i, j – різні уявні одиниці, що відповідають різним частотам ω та Ω .

Таким чином, комутаційна функція в загальному вигляді представлена добутком як мінімум двох різних за частотою функцій:

$$Q(t) = a(\omega t) \times b(\Omega t). \tag{8}$$

Ці міркування наочно ілюструють серйозні ускладнення, що виникають при використанні традиційних методів аналітичного дослідження стосовно перетворювальних систем з багаторазовою модуляцією.

Як математичний апарат для дослідження таких систем може бути використаний апарат гіперкомплексного числення, який дає змогу з єдиних методологічних позицій розглядати технічні системи з багаторазовою модуляцією.

Гіперкомплексні числові системи (ГЧС) є узагальненням поняття числової системи [4, 5]. Вихідною числовою системою для узагальнення є відома система комплексних чисел. Таке узагальнення може здійснюватися принаймні в двох напрямках:

- за допомогою рекурентної процедури подвоєння системи комплексних чисел;
- за допомогою аксіоматичного визначення ГЧС.

Таким чином, можуть бути отримані ГЧС різних розмірностей з різними властивостями, що обумовлено можливістю присвоєння різних значень добуткам уявних одиниць.

Гіперкомплексною числовою системою розмірності n називається множина чисел

виду $x = x_1 + \sum_{j=2}^n x_j i_j$, де $x_j \in R, j = \overline{1, n}; i_j, j = \overline{1, n}$ – символ, для якого задано закон композиції:

$i_k i_e = \gamma_{ke}^{-1} + \sum_{j=2}^n \gamma_{ke}^j i_j$, де $k, e = \overline{1, n}; \gamma_{ke}^j$ – структурні константи.

Залежно від співвідношення між структурними константами ГЧС може бути комутативною: $\gamma_{ke}^j = \gamma_{ek}^j$, тобто структурні константи симетричні відносно головної діагоналі таблиці закону композиції.

Якщо $\sum_{m=1}^n \gamma_{ke}^m \gamma_{mi}^p = \sum_{m=1}^n \gamma_{ei}^m \gamma_{km}^p$, то ГЧС є асоціативною.

При цьому комутативність та асоціативність поширюються як на уявні одиниці, так і на будь-які числа ГЧС. Прикладом є система комплексних чисел – комутативно-асоціативна система без дільників нуля з законом композиції, що наведено в табл. 1.

Розглянемо більш детально вираз для комутаційної функції (7), який приводить до вигляду

$$C e^{i\alpha} e^{j\beta} = C(\cos \alpha + i \sin \alpha)(\cos \beta + j \sin \beta) = C \cos \alpha \cos \beta + j C \cos \alpha \sin \beta + i C \sin \alpha \cos \beta + ji C \sin \alpha \sin \beta = a + i_1 b + i_2 c + i_3 d.$$

У результаті отримано гіперкомплексне число четвертого порядку. Однак кількість класів ізоморфізмів ГЧС четвертого порядку досить велика (квадриплексні числа, комплекс Клейна, кватерніони), тому для вибору ГЧС необхідна постановка додаткових умов. Такими умовами явно можуть бути комутативність і асоціативність ГЧС.

У цьому випадку ГЧС зводиться до системи квадриплексних чисел – комутативної системи з одиничним базисним елементом та трьома уявними одиницями [4], закон композиції якої наведено в табл. 2.

Таблиця 1

	1	i
1	1	i
i	i	-1

Таблиця 2

	1	i_1	i_2	i_3
1	1	i_1	i_2	i_3
i_1	i_1	-1	i_3	$-i_2$
i_2	i_2	i_3	-1	i_1
i_3	i_3	$-i_2$	i_1	+1

Зауважимо, що i_1, i_2 – уявні одиниці, для яких $i_1^2 = i_2^2 = -1$, однак $i_1 \neq \pm i_2$, а $i_3 = i_1 \cdot i_2$, причому $i_3^2 = 1$, $i_3 \neq \pm 1$. Квадриплексні числа можуть бути отримані комутативним подвоєнням поля комплексних чисел комплексними числами (у подальшому квадриплексні числа позначимо двома точками зверху).

Розглянемо основні операції над квадриплексними числами.

Операція додавання та віднімання квадриплексних чисел визначається виразом

$$\sum_{n=1}^N \ddot{C}_n = \sum_{n=1}^N a_n + i_1 \sum_{n=1}^N b_n + i_2 \sum_{n=1}^N c_n + i_3 \sum_{n=1}^N d_n.$$

Операція множення будується на основі таблиці закону композиції:

$$\begin{aligned} & (a_0 + a_1 i_1 + a_2 i_2 + a_3 i_3) \times (b_0 + b_1 i_1 + b_2 i_2 + b_3 i_3) = \\ & = (a_0 b_0 - a_1 b_1 - a_2 b_2 + a_3 b_3) + (a_0 b_1 + a_1 b_0 + a_2 b_3 + a_3 b_2) i_1 + \\ & + (a_0 b_2 + a_2 b_0 - a_1 b_3 - a_3 b_1) i_2 + (a_0 b_3 + a_3 b_0 + a_1 b_2 + a_2 b_1) i_3, \end{aligned}$$

або

$$\prod_{n=1}^N \ddot{C}_n = \left[\prod_{n=1}^N C_n \right] \times \exp \left[i_1 \sum_{n=1}^N \alpha_n + i_2 \sum_{n=1}^N \beta_n + i_3 \sum_{n=1}^N \gamma_n \right].$$

У системі квадриплексних чисел вводяться три види сполучень:

$$\ddot{C}^{(1)} = a_0 + a_1 i_1 - a_2 i_2 - a_3 i_3; \quad \ddot{C}^{(2)} = a_0 - a_1 i_1 + a_2 i_2 - a_3 i_3; \quad \ddot{C}^{(3)} = a_0 - a_1 i_1 - a_2 i_2 + a_3 i_3.$$

Операція ділення вводиться таким чином:

$$\ddot{C} = \frac{\ddot{C}_1}{\ddot{C}_2} = \frac{a_1 + i_1 b_1 + i_2 c_1 + i_3 d_1}{a_2 + i_1 b_2 + i_2 c_2 + i_3 d_2} = \frac{\ddot{C}_1 \cdot \ddot{C}_1^{(3)}}{C_2^4 - 2\delta},$$

де $\delta = a_2 d_2 - b_2 c_2$; $\ddot{C}_2^{(3)} = a_2 - i_1 b_2 - i_2 c_2 + i_3 d_2$ – повністю сполучене число;

$C_2 = \sqrt{a_2^2 + b_2^2 + c_2^2 + d_2^2}$ – модуль квадриплексного числа \ddot{C}_2 .

Ділення неможливе на нуль і його дільники, котрі мають вигляд $a_0 + a_1 i_1 \pm a_2 i_2 \mp a_3 i_3$.

Таким чином, тільки за умови $ad = bc$ квадриплексне число описує гіпергармонічну функцію. Тоді операція набуває вигляду, схожого на операцію ділення комплексних чисел:

$$\ddot{C} = \frac{\ddot{C}_1}{\ddot{C}_2} = \frac{\ddot{C}_1 \cdot \ddot{C}_2^{(3)}}{C_2^2}.$$

У загальному випадку $ad \neq bc$ і квадриплексне число описують суму двох гіпергармонічних функцій однієї квадриплексної частоти. Це обумовлено тим, що сума будь-якого числа гіпергармонічних функцій у загальному випадку аналітично приводиться принаймні до суми двох гіпергармонічних функцій:

$$\ddot{C} = \ddot{C}_1 + \ddot{C}_2 = (a_1 + i_1 b_1 + i_2 c_1 + i_3 d_1) + (a_2 + i_1 b_2 + i_2 c_2 + i_3 d_2) = a + i_1 b + i_2 c + i_3 d,$$

де $a = a_1 + a_2$; $b = b_1 + b_2$; $c = c_1 + c_2$; $d = d_1 + d_2$; $a_1 d_1 = b_1 c_1$; $a_2 d_2 = b_2 c_2$.

Розглянемо застосування методу квадриплексного числення до дослідження мультиопераційних перетворювальних систем з багаторазовою модуляцією.

Отже, здійснивши комплексне перетворення для складових функцій рівняння (8), отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} a(t) = \dot{A}_m &= a_m \cos \alpha_m + ia_m \sin \alpha_m \\ b(t) = \dot{B}_k &= a_k \cos \beta_k + ia_k \sin \beta_k \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

де m, k – номери гармонік для Ω та ω ,

$$\begin{aligned} a_m \sin \alpha_m &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} a(\varphi / \Omega) \cos(m\varphi) d\varphi; \\ a_m \cos \alpha_m &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} a(\varphi / \Omega) \sin(m\varphi) d\varphi; \\ b_k \sin \beta_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} b(\lambda / \omega) \cos(k\lambda) d\lambda; \\ b_k \cos \beta_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} b(\lambda / \omega) \sin(k\lambda) d\lambda, \end{aligned} \quad (10)$$

де $\varphi = \Omega t$, $\lambda = \omega t$.

Підставимо (10) в (9) та після множення \dot{A}_m та \dot{B}_k з урахуванням формули Ейлера отримаємо інтегральне перетворення – квадриплексне:

$$\ddot{Q}_{mk} = \dot{A}_m \dot{B}_k = ij \frac{1}{\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} a(\varphi / \Omega) \times b(\lambda / \omega) e^{-im\varphi} e^{-jk\lambda} d\varphi d\lambda. \quad (11)$$

Отримане перетворення є прямим квадриплексним перетворенням. Зворотнє квадриплексне перетворення введемо таким чином:

$$Q(t) = Q(\varphi / \Omega, \lambda / \omega) = \frac{1}{4ij} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \ddot{Q}_{mk} e^{im\varphi} e^{jk\lambda}. \quad (12)$$

З урахуванням (11) отримуємо повне квадриплексне перетворення в інтегральній формі:

$$Q(t) = \frac{1}{4\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{im\varphi + jk\lambda} \times \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} a(\varphi / \Omega) b(\lambda / \omega) e^{-(im\varphi + jk\lambda)} d\varphi d\lambda. \quad (13)$$

Квадриплексне перетворення можемо позначати оператором $\Gamma_{m,k} [Q(t)] = \ddot{Q}_{m,k}$, або

$\ddot{Q}_{m,k} \doteq Q(t)$, тобто вводиться поняття оригіналу та зображення функції. Деякі квадриплексні зображення функцій, отримані відповідно до (11), наведені в табл. 3.

Зображення $Ae^{i\alpha} e^{j\beta}$ назовемо квадриплексною амплітудою гіпергармонічної функції $A \sin(\Omega t + \alpha) \sin(\omega t + \beta)$, а величину $i\Omega + j\omega$ – квадриплексною частотою. Роль цих величин при дослідженні систем з багаторазовою модуляцією аналогічна ролі комплексної амплітуди та частоти при розрахунку електричних ланцюгів з гармонічними

Таблиця 3

Оригінал	Зображення
$C - \text{const}$	$4Cij; m = k = 0$ $0; m \neq 0; k \neq 0$
$C \cdot \sin(\omega t + \beta)$	$2Cie^{j\beta}; m = 0; k = 1$ $0; m \neq 0; k \neq 1$
$C \cdot \sin(\Omega t + \alpha)$	$2Cje^{i\alpha}; m = 1, k = 0$ $0; m \neq 1; k \neq 0$
$C \cdot \sin(\Omega t + \alpha) \sin(\omega t + \beta)$	$Ce^{i\alpha} e^{j\beta}; m = k = 1$ $0; m \neq 1, k \neq 1$
$\sum_{n=1}^N C_n \cdot \sin(a_n \Omega t + \alpha_n) \times$ $\times \sin(b_n \omega t + \beta_n), \text{ де } a_n, b_n -$ $- \text{цілі числа}$	$\sum_{n=1}^N C_n e^{i\alpha_n} e^{j\beta_n}; m = a_n, k = b_n$ $0; m \neq a_n, k \neq b_n$

напругами та струмами.

Аналогічні поняття вводяться і для m , k – гіпергармонічних складових функції $Q(t)$.

Висновки. 1. Запропонований метод квадриплексного числення може широко застосовуватись при дослідженні мультиопераційних структурно-інваріантних перетворювальних систем з багаторазовою модуляцією, причому на макроструктурному рівні.

2. Експериментальна перевірка структурно-інваріантної ПС з багаторазовою модуляцією у складі прецизійної СЕЖ показала високу ефективність її використання при забезпеченні багатofункціональності та оперативності управління.

1. Алиев Р.А. Принцип инвариантности и его применение для проектирования промышленных систем управления. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 128 с.
2. Кантор И.Л., Солодовников А.С. Гиперкомплексные числа. – М.: Наука, 1973. – 144 с.
3. Менский Б.М. Принцип инвариантности в автоматическом регулировании и управлении. – М.: Машиностроение, 1972. – 248 с.
4. Онищенко С.М. Применение гиперкомплексных чисел в теории инерциальной навигации. – К.: Наук. думка, 1983. – 208 с.
5. Павлов В.В. Инвариантность и автономность нелинейных систем управления. – К.: Наук. думка, 1971. – 271 с.
6. Смирнов В.С. Принципы построения структурно-инвариантных полупроводниковых преобразователей автономных систем электроснабжения // Вестник ХГПУ. – 1999. – Вып. 37. – С. 126–134.
7. Самков О.В., Смирнов В.С., Штифзон О.Й., Любичкий С.В., Лизанець В.В. Принципы побудови інваріантних підсилювально-перетворювальних систем з прогнозуванням для апаратних засобів автономних об'єктів // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2017. – Вип. 46. – С. 84–93.

УДК 621.314

В.С. Смирнов¹, докт. техн. наук, **А.В. Самков**², докт. техн. наук, **О.И. Штифзон**³, **С.В. Любичкий**⁴, **В.В. Лизанець**⁵, канд. техн. наук

1, 3, 4 – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. И. Сикорского», пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

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

5 – Свалявский технический колледж НУХТ, Свалява

Теоретические основы организации инвариантных преобразовательных систем автономных объектов

Рассмотрено развитие теории построения инвариантных преобразовательных систем с многократной модуляцией. На основе теоретических исследований сформулировано положение о структурной инвариантности преобразовательных систем. Предложены положения гиперкомплексного анализа преобразовательных систем с многократной модуляцией, разработано положение квадриплексного преобразования. Обоснованы принципы организации и алгоритмы управления многофункциональными преобразователями с многократной модуляцией. Библи. 7, рис. 4, табл. 3.

Ключевые слова: многократная модуляция, автономный объект, гиперкомплексные числовые системы, теория инвариантности, квадриплексное преобразование.

V.S. Smirnov, A.V. Samkov, O.I. Shtifzon, S.V. Lyubitskyi, V.V. Lizanets

1, 3, 4 – National technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine

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

5 – Technical college, Svalyava

Theoretical foundations of the organization of invariant conversion systems of stand-alone objects

A development of the theory of invariant conversion system construction with a multiple modulation was considered. Based on the theoretical studies, a provision on the structural invariance of conversion systems was represented. The positions of a hypercomplex analysis of conversion systems with a multiple modulation are proposed. A position of quadruplex transformation was developed. The principles of organization and control algorithms of multi-functional converters with multiple modulation were substantiated. References 7, figures 4, tables 3.

Key words: multiple modulation, stand-alone object, hypercomplex number systems, invariant theory, quadruplex transformation.

Надійшла 8.06.2017

Received 8.06.2017

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ТА ЕНЕРГЕТИЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

УДК 621.3.011:621.372

ОСОБЕННОСТИ ПОВЫШЕНИЯ СКОРОСТИ НАРАСТАНИЯ ТОКОВ В НАГРУЗКЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕКТРОРАЗРЯДНЫХ УСТАНОВОК**Н.И. Супруновская¹**, докт. техн. наук, **А.А. Щерба²**, чл.-корр. НАН Украины, **С.С. Розискулов³**, **Ю.В. Перетятко⁴**, канд. техн. наук

1,2,3 – Институт электродинамики НАН Украины,

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

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

Исследованы особенности изменения средней скорости нарастания тока в нагрузке при колебательном и аperiodическом разрядах накопительного конденсатора электроразрядной установки. Определены закономерности изменения средней скорости нарастания разрядных токов в нагрузке при принудительном ограничении их длительности и изменении емкости разрядной цепи. Доказано, что увеличение емкости конденсатора уменьшает длительность нарастания разрядного тока от нуля до любого фиксированного значения, меньшего максимального значения тока. Базируясь на этом, предложен метод повышения скорости нарастания импульсных токов в нагрузке, основанный на увеличении емкости разряжаемого конденсатора и принудительного прерывания тока в нагрузке при достижении заданного фиксированного значения (или длительности) тока. Библ. 17, рис. 5, табл. 3.

Ключевые слова: переходной процесс, разрядный ток, емкость конденсатора, скорость нарастания тока.

При разработке новых разрядно-импульсных технологий одной из основных проблем являются повышение скорости нарастания токов в технологической нагрузке и уменьшение их длительности [2, 4, 13, 14, 16, 17]. Так, например, в установках объемного электроискрового диспергирования (ОЭИД) металлов и сплавов в диэлектрической жидкости увеличение скорости нарастания разрядных токов и уменьшение их длительности дает возможность уменьшать размеры получаемых дисперсных искроэрозионных частиц [1, 10–13]. Поэтому уменьшение длительности импульсных токов в нагрузке и увеличение скорости их нарастания могут быть положены в основу метода получения искроэрозионных наноразмерных порошков металлов и сплавов, а также электрохимически и биологически активных коллоидных систем.

Целью данной работы является анализ особенностей протекания переходных процессов разряда накопительного конденсатора на электроимпульсную технологическую нагрузку для выявления закономерностей, увеличивающих скорость нарастания разрядного тока и средней импульсной мощности в нагрузке.

Изменение скорости нарастания разрядных токов в электрической цепи искроэрозионной нагрузки. В электроразрядных установках (ЭРУ) получения искроэрозионных частиц в качестве технологической нагрузки применяют слой металлических гранул между электродами, погруженными в диэлектрическую жидкость. Исследования показали, что электрическое сопротивление $R_{\text{нагр}}$ всех типов электроискровых нагрузок является нелинейным. Его величина зависит от величины разрядного тока и скорости его изменения, длительности и частоты разрядных импульсов, физико-химических свойств гранул и жидкости, размеров гранул и слоя, конструктивных и технологических параметров электроразрядной камеры [6, 7, 10, 15, 8, 13]. Нелинейная зависимость сопротивления электроискровой нагрузки от многих параметров затрудняет применение точных аналитических методов для анализа переходных процессов в разрядной цепи установки, поэтому обычно применяют различные

способы линеаризации такого сопротивления. При проведении анализа в данной работе (как и в большинстве других работ по этой тематике) допускается, что электроискровая нагрузка имеет кусочно-линейное сопротивление, величина которого $R_n = \text{const}$ в течение каждого разряда, но может стохастически измениться во время паузы между разрядами. Сопротивление R_n является энергетически эквивалентным линейным сопротивлением, в котором потребляется такая же электрическая энергия, как и при разряде конденсатора на реальную нелинейную электроискровую нагрузку.

Наиболее простая электрическая схема замещения разрядного контура полупроводникового ЭРУ для случая, когда нагрузку можно представить линейным активным сопротивлением, может рассматриваться как последовательный RLC контур, где R – суммарное активное сопротивление нагрузки, соединительных проводов и полупроводникового ключа; L – индуктивность разрядного контура; C – емкость разряжаемого конденсатора. Известно, что максимальное значение колебательного разрядного тока I_{max} при добротности такого контура $Q > 2$ можно рассчитать как $I_{\text{max}} \approx U_{0C} \sqrt{C} / \sqrt{L}$, где U_{0C} – начальное напряжение на конденсаторе при его разряде [2, 4, 5]. Поэтому для увеличения разрядного тока в большинстве ЭРУ индуктивность L уменьшают до минимально возможного значения. Увеличивать амплитуду тока можно, увеличивая напряжение заряда конденсатора и его емкость. Однако увеличение напряжения заряда накопительных конденсаторов более 1000 В имеет серьезные технические ограничения и существенно увеличивает опасность обслуживания ЭРУ, а увеличение емкости приводит к нежелательному увеличению длительности разрядного импульса (т.к. $\tau_{\text{PI}} \approx \pi \sqrt{LC}$) и, как следствие, – к увеличению размеров получаемых электроэрозионных порошков. Поэтому было проведено исследование переходных процессов при увеличении емкости конденсаторов и их разряде на нагрузку с принудительным ограничением в ней длительности импульсного тока при помощи современных полностью управляемых полупроводниковых ключей, позволяющих прерывать токи в сотни – тысячи ампер за время 0,1–10 мкс.

Анализ средней скорости нарастания колебательного разрядного тока до выбранного фиксированного значения, меньшего, чем возможные амплитудные значения при изменении емкости конденсатора. На рис. 1 показана электрическая схема формирователя разрядных импульсов (ФРИ) в установке ОЭИД металлов с использованием полностью управляемых ключей K и K_1 . Заряд накопительного конденсатора C в схеме осуществляется от формирователя постоянного напряжения (ФПН) по цепи ФПН- L - K - C - R -ФПН, а его разряд по цепи C - K_1 - R_n - R_1 - L_1 .

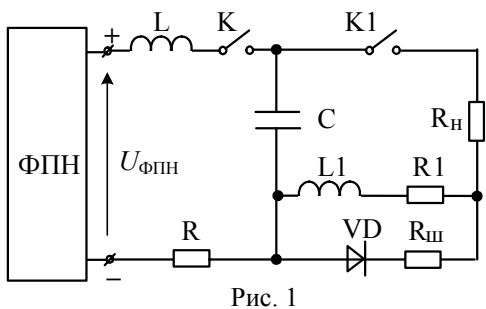


Рис. 1

Шунтирующая цепочка $R_{\text{ш}}-VD$ шунтирует индуктивность L_1 после размыкания K_1 . Обозначения в схеме: R, R_1, L, L_1 – активные сопротивления и индуктивности дросселей соответственно зарядной и разрядной цепей; R_n – линеаризованное сопротивление технологической нагрузки; C – емкость накопительного конденсатора; K, K_1 – полностью управляемые полупроводниковые ключи соответственно зарядной и разрядной цепей; $R_{\text{ш}}$ – сопротивление шунта; VD – диод.

В большинстве случаев в таких установках рабочими являются колебательные режимы разряда конденсатора на нагрузку.

На рис. 2 представлены зависимости разрядного тока в колебательных режимах разряда конденсатора на нагрузку при увеличении емкости конденсатора C (другие параметры разрядной цепи не изменялись: $U_{0C} = 500$ В, $L_1 = 10^{-6}$ Гн, $R_1 + R_n = 0,1$ Ом).

Был проведен анализ изменения средней скорости нарастания разрядных токов в нагрузке от нуля

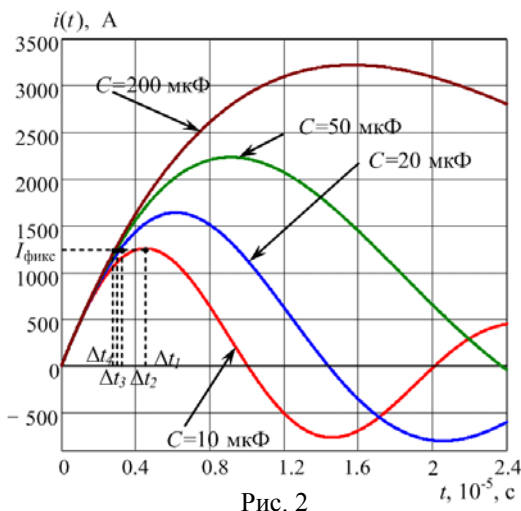


Рис. 2

до некоторого фиксированного значения, меньшего чем их амплитудные значения (это фиксированное значение тока принималось равным наименьшему из всех амплитудных значений – 1261 А).

В табл. 1 приведены результаты этого анализа. Как следует из данных табл. 1, с ростом величины емкости конденсатора при его колебательном разряде

на нагрузку время достижения током в нагрузке некоторого фиксированного значения, меньшего чем амплитудное значение, уменьшается, а следовательно, скорость нарастания тока в нагрузке от нуля до этого фиксированного значения $I_{\text{фикс}}$ увеличивается.

Так, например, при увеличении емкости конденсатора C от 10 до 20 мкФ средняя скорость нарастания тока до $I_{\text{фикс}}$ возрастает на 40 %, и при дальнейшем увеличении величины емкости до 50 (200) мкФ она продолжает возрастать соответственно на 50 (55) %.

Следовательно, можно заключить, что на временных интервалах, соответствующих увеличению разрядного тока от нуля до некоторого фиксированного значения ниже амплитудного, увеличение емкости разряжаемого конденсатора приводит к повышению средней скорости нарастания тока. При дальнейшем росте емкости конденсатора колебательный разрядный процесс становится все более затухающим и переходит в аperiodический.

В общем случае для колебательных разрядов в контуре, добротность которого $Q_1 > 2$, можно провести следующие выкладки.

Разрядный ток такого контура может быть рассчитан по формуле [7]

$$i(t) = \frac{U_{0Cp} \sin(\omega_{01}t)}{L_1 \omega_{01}}, \quad (1)$$

где U_{0Cp} – начальное напряжение конденсатора при его разряде, $\omega_{01} = \sqrt{1/L_1 C}$.

Как отмечалось ранее, уменьшение индуктивности разрядного контура вызывает уменьшение длительности протекания разрядного тока и увеличение его максимального значения I_{max} . Однако уменьшение индуктивности разрядного контура имеет свой конструктивный предел. Для большинства электроискровых установок предельным наименьшим значением индуктивности разрядного контура является $L_1 \approx 10^{-6}$ Гн. Поэтому при определении закономерностей изменения параметров разрядных токов при ограничении их длительности и увеличении емкости разряжаемого конденсатора примем, что $L_1 = 10^{-6}$ Гн = const.

Согласно (1) $I_{\text{max}} = \frac{A}{\omega_{01}}$, где $A = \frac{U_{0Cp}}{L_1}$ – постоянный коэффициент. Время, за которое

ток будет достигать значения I_{max} при высокой добротности разрядной цепи $t_{\text{max}} \approx \frac{\pi \sqrt{L_1 C}}{2}$ [5].

Для фиксированного значения тока $I_{\text{фикс}} < I_{\text{max}}$ можно записать, что $I_{\text{фикс}} = \frac{A}{N}$, где постоянный коэффициент $N > \omega_{01}$. Значение $I_{\text{фикс}}$ будет достигнуто через время $t_{\text{фикс}} < t_{\text{max}}$. При этом на основании (1) будет верно

$$\frac{A \cdot \sin(\omega_{01} t_{\text{фикс}})}{\omega_{01}} = \frac{A}{N}. \quad (2)$$

Поскольку $N > \omega_{01}$, то (2) имеет решение, которое можно представить функцией $t_{\text{фикс}}(\omega_{01})$. С учетом того, что $A \neq 0$ и $\omega_{01} \neq 0$, уравнение (2) можно преобразовать к виду

$$\sin(\omega_{01} t_{\text{фикс}}) = \frac{\omega_{01}}{N}. \quad (3)$$

Тогда решение уравнения (3) за первый период колебательного разряда можно записать как

$$t_{\text{фикс}}(\omega_{01}) = \frac{1}{\omega_{01}} \arcsin\left(\frac{\omega_{01}}{N}\right). \quad (4)$$

Таблица 1

C , мкФ	10	20	50	200
Q_1	3,2	2,2	1,4	0,7
$I_{\text{фикс}}$, А	1261	1261	1261	1261
$\Delta t_{\text{фикс } i}$, мкс	4,5	3,2	3,02	2,9
$I_{\text{фикс}} / \Delta t_{\text{фикс } i}$, А/мкс	278,6	390,8	418,2	430,9

Рассмотрим производную $t'_{\text{фикс}}(\omega_{01})$ по переменной ω_{01} . Продифференцировав выражение (4), получим

$$t'_{\text{фикс}}(\omega_{01}) = -\frac{1}{\omega_{01}^2} \arcsin\left(\frac{\omega_{01}}{N}\right) + \frac{1}{\omega_{01} N \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{01}}{N}\right)^2}} = \frac{1}{\omega_{01}^2} \left(\frac{\omega_{01}}{N \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{01}}{N}\right)^2}} - \arcsin\left(\frac{\omega_{01}}{N}\right) \right). \quad (5)$$

Область определения функции $t'_{\text{фикс}}(\omega_{01})$: $\omega_{01} \in (0; N)$. Знак этой функции определяется числителем выражения (5), который обозначим как $f(\omega_{01})$:

$$f(\omega_{01}) = \frac{\omega_{01}}{N \sqrt{1 - (\omega_{01}/N)^2}} - \arcsin(\omega_{01}/N). \quad (6)$$

Для нижней границы области определения ($\omega_{01} = 0$) функция $f(\omega_{01}) = f(0) = 0$. Для определения знака функции $f(\omega_{01})$ в остальном диапазоне области определения продифференцируем ее:

$$f'(\omega_{01}) = \frac{\omega_{01}^2}{N^3 \cdot \sqrt{\left(1 - (\omega_{01}/N)^2\right)^3}}. \quad (7)$$

Очевидно, что функция $f'(\omega_{01})$ принимает положительные значения на всей области определения $\omega_{01} \in (0; N)$. Следовательно, функция $f(\omega_{01})$ положительна и строго возрастает для $\forall \omega_{01} \in (0; N)$. Тогда функция $t'_{\text{фикс}}(\omega_{01}) > 0$ во всей области определения, из чего следует, что функция $t_{\text{фикс}}(\omega_{01})$ является строго возрастающей.

Таким образом, при колебательных режимах разряда конденсатора увеличение параметра ω_{01} всегда увеличивает длительность нарастания разрядного тока от нуля до любого $I_{\text{фикс}} < I_{\text{мах}}$. Поскольку величина ω_{01} обратно пропорциональна \sqrt{C} , то увеличение емкости C всегда вызывает уменьшение длительности разрядного тока до $I_{\text{фикс}} < I_{\text{мах}}$, а следовательно увеличение скорости нарастания тока до этого фиксированного значения.

Анализ средней скорости нарастания аperiodического разрядного тока до выбранного фиксированного значения, меньшего, чем возможные амплитудные значения при изменении емкости конденсатора. Для определения зависимости средней скорости нарастания тока в диапазоне от 0 до некоторого фиксированного значения $I_{\text{фикс}}$ (меньшего, чем амплитудное значение тока) от емкости конденсатора C рассмотрим несколько переходных процессов аperiodического разряда в цепи при разных значениях емкости C . Все параметры разрядной цепи, кроме емкости C , не изменялись.

На рис. 3 представлены графические зависимости разрядных токов в этих переходных процессах, а в табл. 2 – результаты их анализа (по параметрам, аналогичным параметрам табл. 1).

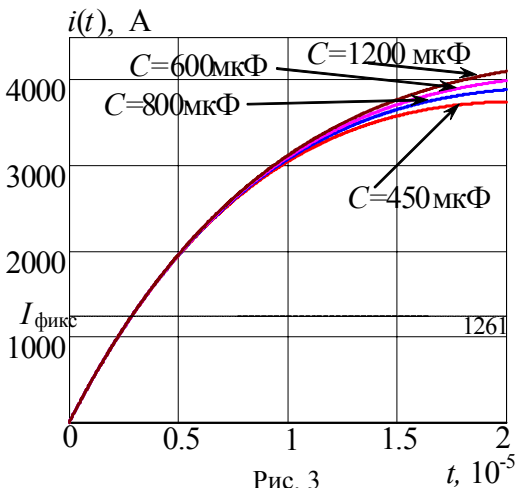


Рис. 3

Как следует из данных, приведенных в табл. 2, во временных интервалах, соответствующих увеличению разрядного тока от нуля до некоторого фиксированного значения ниже максимального, увеличение

C , мкФ	450	600	800	1200
Q_1	0,47	0,4	0,35	0,29
$I_{\text{фикс}}$, А	1261	1261	1261	1261
$\Delta t_{\text{фикс } i}$, мкс	2,916	2,914	2,912	2,910
$I_{\text{фикс}} / \Delta t_{\text{фикс } i}$, А/мкс	432,44	432,74	433,04	433,33

емкости разряжаемого конденсатора также приводит к повышению средней скорости нарастания тока.

Сравнивая данные табл. 1 и 2, необходимо отметить, что средние скорости нарастания тока до фиксированного значения ниже максимального (1261 А), в апериодических разрядах выше, чем в колебательных. Так, при увеличении емкости конденсатора от 10 (колебательный режим) до 450 мкФ (апериодический режим) средняя скорость нарастания тока $I_{\text{фикс}}/\Delta t_{\text{фикс } i}$ увеличивается на 55 %.

В общем случае для апериодических разрядов в контуре можно провести следующие выкладки.

При анализе, как и ранее, принимаем, что индуктивность $L_1 = 10^{-6}$ Гн = const. Ток апериодического разряда конденсатора для рассматриваемой цепи определяется функцией [7]

$$i(t) = \frac{A}{2\sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2}} e^{-\alpha t} \left(e^{-\sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2} t} - e^{\sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2} t} \right), \quad (8)$$

где $\alpha = (R_n + R_1)/2L_1$.

Продифференцируем такую функцию по параметру ω_{01} . Поскольку функция $i(\omega_{01})$ непрерывна и дифференцируема во всей области определения, то получим

$$\frac{di(\omega_{01})}{d\omega_{01}} = \frac{A\omega_{01}}{\alpha^2 - \omega_{01}^2} e^{-\alpha t} \left[\text{sh}\left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2}\right) - \sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2} \cdot t \cdot \text{ch}\left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2}\right) \right]. \quad (9)$$

Так как множители A и $e^{-\alpha t}$ являются положительными и рассматривается апериодический процесс, при котором $(\alpha^2 - \omega_{01}^2) > 0$ (то есть $\omega_{01} \in (0, \alpha)$), то знак производной $\frac{di(\omega_{01})}{d\omega_{01}}$ определяется сомножителем в квадратных скобках выражения (9), который обозначим функцией $F(\omega_{01})$:

$$F(\omega_{01}) = \left[\text{sh}\left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2}\right) - t\sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2} \text{ch}\left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2}\right) \right], \quad \omega_{01} \in (0, \alpha). \quad (10)$$

Ясно, что при $\omega_{01} = \alpha$ (верхней границе области определения) функция $F(\omega_{01} = \alpha) = 0$. Для определения знака функции $F(\omega_{01})$ для $0 < \omega_{01} < \alpha$ и $\forall t > 0$ исследуем ее производную:

$$F'(\omega_{01}) = \omega_{01} \cdot t^2 \cdot \text{sh}\left(t \cdot \sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2}\right). \quad (11)$$

Поскольку $t > 0$ и $\sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2} > 0$, то выражение $\text{sh}\left(t \cdot \sqrt{\alpha^2 - \omega_{01}^2}\right) > 0$. Тогда зная, что $\omega_{01} > 0$, можно утверждать, что $F'(\omega_{01}) > 0$ для $0 < \omega_{01} < \alpha$ и $\forall t > 0$.

Таким образом, функция $F(\omega_{01}) < 0$ во всей области определения, а следовательно, также и производная $\frac{di(\omega_{01})}{d\omega_{01}} < 0$ для $\forall t > 0$, $\omega_{01} \in (0, \alpha)$. Поэтому функция $i(\omega_{01})$ для любого

текущего момента времени t_k (т.е. любого фиксированного значения, меньшего амплитудного) уменьшается с увеличением ω_{01} и соответственно увеличивается с увеличением емкости C , поскольку величина ω_{01} обратно пропорциональна величине \sqrt{C} . Этот факт проиллюстрирован на рис. 4, на котором показаны зависимости двух апериодических разрядных токов в нагрузке для разных значений емкости конденсатора C_1 и C_2 ($C_2 > C_1$) при неизменных остальных параметрах разрядной цепи.

На рис. 4 видно, что для текущего значения времени t_k , величина тока $I_2 = i_2(t_k)$ превышает величину $I_1 = i_1(t_k)$. Причем, если $C_2 > C_1$, то ток $i_2(t)$ достигнет фиксированного значения тока $I_{\text{фикс}}$ раньше, чем ток $i_1(t)$, то есть выполняется неравенство $t_2 < t_1$.

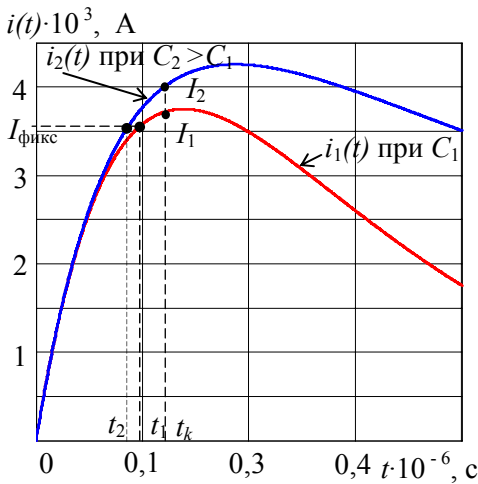


Рис. 4

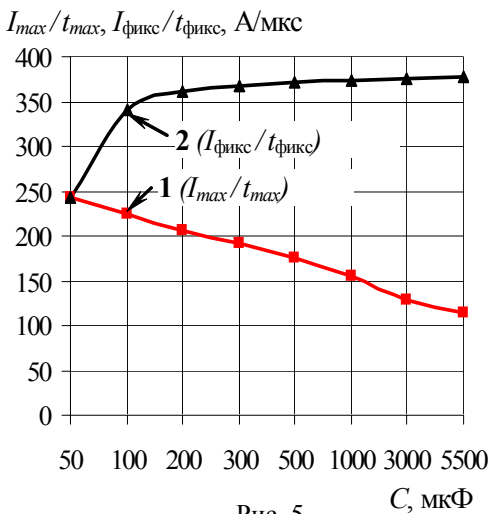


Рис. 5

Таким образом, можно сделать вывод, что при апериодических режимах разряда конденсатора увеличение его емкости также уменьшает длительность нарастания разрядного тока от нуля до любого фиксированного значения, если оно меньше максимального значения тока.

Анализ результатов, отраженных на рис. 2 и 3 и в табл. 1 и 2, показывает, что при увеличении емкости C время $t_{\text{фикс}}$ уменьшается независимо от характера разряда. Но необходимо отметить, что при многократном увеличении емкости C (и соответственно уменьшении добротности контура) уменьшение $t_{\text{фикс}}$ становится все менее значимым. Так, с увеличением емкости C от 10 до 50 мкФ (в 5 раз) значение $t_{\text{фикс}}$ уменьшается на 50 %, а при ее дальнейшем увеличении от 50 до 1200 мкФ (в 24 раза) – всего на 3 %.

На рис. 5 показаны зависимости средней скорости нарастания разрядного тока от величины емкости конденсатора (изменяющейся в диапазоне 50...5500 мкФ) для двух случаев: нарастания тока от 0 до I_{max} (кривая 1) и от 0 до $I_{\text{фикс}} = 2238 \text{ А}$ – наименьшего из всех амплитудных значений – (кривая 2).

В табл. 3 приведены максимальные значения разрядных токов, длительности нарастания токов от нулевого до фиксированного значения, равного наименьшему из максимальных значений (2238 А) и скорости нарастания токов до этого фиксированного значения при увеличении емкости разряжаемого конденсатора от 50 до 5500 мкФ.

Из табл. 3 следует, что чем больше отличается значение $I_{\text{фикс}}$ от максимально возможного разрядного тока I_{max} , тем меньше увеличение емкости конденсатора C изменяет скорость нарастания тока до значения $I_{\text{фикс}}$. Так, если значение $I_{\text{max}} > 2I_{\text{фикс}}$, то при увеличении емкости C в 11 раз (от 500 до 5500 мкФ) значение I_{max} увеличивается в 1,24 раза, а скорость нарастания тока до значения $I_{\text{фикс}} = 2238 \text{ А}$ увеличивается всего в 1,02 раза.

Наилучшие результаты по повышению средней скорости нарастания тока получаются для таких фиксированных его значений, которые ниже возможных максимальных значений тока не более чем в 1,5...2 раза.

Учитывая, что средняя скорость нарастания тока от нуля до значения $I_{\text{фикс}}$ обратно пропорциональна длительности $t_{\text{фикс}}$, можно утверждать, что с увеличением емкости C в n -раз средняя скорость нарастания тока $I_{\text{фикс}}/t_{\text{фикс}}$ будет также увеличиваться, но в m -раз, где $m < n$. Отметим, что принудительное ограничение длительности разрядных токов, позволяет использовать как колебательный, так и апериодический разряд конденсатора на нагрузку (который ранее не использовался из-за большой длительности переходного процесса разряда).

Однако, если емкость C превысит некоторое критическое значение $C_{\text{кр}}$ ($C > C_{\text{кр}}$), при котором $\alpha^2 \gg \omega_{01}^2$, то выражение (8) может быть преобразовано к виду

$$i(t) \approx A(1 - e^{-2\alpha t})/2\alpha \approx U_{0Cp} (1 - e^{-(R_n + R_1)t/L_1}) / (R_n + R_1), \tag{12}$$

из которого видно, что ток не зависит от величины емкости.

Таким образом при $C > C_{\text{кр}}$ и дальнейшем увеличении емкости C кривая разряд-

Таблица 3

C , мкФ	50	100	200	300	500	1000	3000	5500
I_{max} , А	2238	2731	3224	3497	3812	4172	4577	4719
$t_{\text{фикс}}$, мкс	9,13	6,56	6,20	6,10	6,05	5,98	5,95	5,94
$I_{\text{фикс}}/t_{\text{фикс}}$, А/мкс	245,1	341,2	361,0	366,9	370,0	374,3	376,1	376,7

ного тока асимптотически приближается к кривой, описанной выражением (12). Поэтому чрезмерное увеличение емкости C конденсатора, разряжаемого на линейную нагрузку, все меньше изменяет значения $t_{\text{фикс}}$ и скорость нарастания тока $I_{\text{фикс}}/t_{\text{фикс}}$. При $C < C_{\text{кр}}$ увеличение емкости разряжаемых конденсаторов и принудительное прерывание разрядного тока являются эффективным методом уменьшения значения $t_{\text{фикс}}$ и увеличения значения $I_{\text{фикс}}/t_{\text{фикс}}$ как для колебательных, так и апериодических режимов разряда конденсатора на линейную нагрузку.

На основании проведенных исследований можно сделать вывод о целесообразности использования метода формирования разрядных импульсов с повышенной скоростью нарастания токов в нагрузке за счет увеличения емкости разряжаемых конденсаторов и принудительного прерывания разрядного тока раньше, чем он достигнет своего максимального значения.

Современные высокочастотные полностью управляемые полупроводниковые ключи (например, ГТО модули) позволяют прерывать токи в сотни–тысячи ампер за время 0,1–10 мкс. Использование таких ключей позволяет принудительно отключать токи в контуре разряда накопительных конденсаторов гораздо раньше, чем они достигнут своих максимально возможных значений. Это позволяет значительно увеличивать емкость конденсатора, в результате чего колебательный разряд становится все более затухающим, и переходит в апериодический разряд, при котором средняя скорость нарастания тока выше по сравнению с колебательными режимами.

Ранее апериодический режим разряда являлся неприемлемым для электроискровых технологий из-за недопустимо большой длительности протекания разрядного импульса и, как следствие, невозможности реализации высоких частот технологических зарядно-разрядных циклов [2–4, 7, 13, 16, 17].

Для установок ОЭИД металлов эффективность указанного метода повышается, поскольку сопротивление электроискровой нагрузки не является постоянным, а изменяется по закону U-образной функции (при увеличении тока до максимального значения сопротивление нагрузки уменьшается до минимальной величины, а после – при уменьшении разрядного тока опять увеличивается) [9]. Для таких установок по мере уменьшения сопротивления нагрузки при нарастании импульсного тока уменьшается длительность разрядного импульса, а следовательно, и длительность достижения током фиксированного значения ($t_{\text{фикс}}$), что является дополнительным фактором, влияющим на уменьшение $t_{\text{фикс}}$ при увеличении емкости конденсатора. Кроме того, характерное повышение величины сопротивления нагрузки к окончанию разрядного импульса будет существенно уменьшать динамические потери в запираемых полупроводниковых ключах, поскольку при той же величине разрядного тока падение напряжения на сопротивлении нагрузки будет увеличиваться, а следовательно, в нем будет выделяться и большая мощность (по сравнению с мощностью при разряде конденсатора на линейное сопротивление R_n).

Выводы. 1. Для фиксированного значения разрядного тока ЭРУ ($I_{\text{фикс}}$), меньшего по величине, чем максимально возможное его значение при данных параметрах разрядной цепи (I_{max}), т.е. для любого $I_{\text{фикс}} < I_{\text{max}}$ аналитически доказано, что $I_{\text{фикс}}/t_{\text{фикс}} > I_{\text{max}}/t_{\text{max}}$ (где $t_{\text{фикс}}$ и t_{max} – время нарастания тока от нуля до соответственно $I_{\text{фикс}}$ и I_{max}).

2. Предложен метод повышения средней скорости нарастания тока в нагрузке при разряде на нее конденсатора, реализуемый увеличением емкости конденсатора и принудительным прерыванием тока при достижении задаваемого значения тока $I_{\text{фикс}}$ или допустимой длительности $t_{\text{фикс}}$. Прерывание тока в цепи разряда конденсатора на нагрузку осуществляется полностью управляемым тиристорным или транзисторным ключом.

3. Реализация этого метода позволяет использовать апериодический разряд конденсатора, который ранее не применялся в искроразрядных технологиях из-за недопустимо больших длительностей переходного процесса разряда.

4. Необходимо учитывать, что при выбранном значении тока $I_{\text{фикс}}$ увеличение емкости конденсатора C выше критического значения $C_{\text{кр}}$ может быть малоэффективным, поскольку в

этом случае величина емкости практически не уменьшает значение $t_{\text{фикс}}$ и скорость нарастания тока $I_{\text{фикс}}/t_{\text{фикс}}$.

5. Метод увеличения емкости разряжаемых конденсаторов и принудительного прерывания разрядного тока раньше чем он достигнет своего максимального значения, может быть еще более эффективен для установок, в которых сопротивление электроискровой нагрузки нелинейно уменьшается при нарастании разрядного тока (в частности, для установок ОЭИД металлов). При применении современных транзисторных полностью управляемых ключей в разрядной цепи нагрузки можно формировать импульсные токи длительностью 1–5 мкс, что важно для реализации режимов получения наноразмерных порошков и устойчивых коллоидных систем в установках ОЭИД металлов.

1. Асанов У.А., Цой А.Д., Щерба А.А., Казекин В.И. Электроэрозионная технология химических соединений и порошков металлов (главы 2 и 3). – Фрунзе: Илим, 1990. – 255 с.
2. Вовченко А.И., Тертилов Р.В. Синтез емкостных нелинейно-параметрических источников энергии для разрядно-импульсных технологий // Зб. наук. пр. Нац. ун-ту кораблебудування. – 2010. – № 4. – С. 118–124.
3. Захарченко С.Н., Кондратенко И.П., Перекос А.Е., Залуцкий В.П., Козырский В.В., Лопатько К.Г. Влияние длительности разрядных импульсов в слое гранул железа на размеры и структурно-фазовое состояние его электроэрозионных частиц // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2012. – Т. 6. – № 5(60). – С. 66–72.
4. Кравченко В.И., Петков А.А. Параметрический синтез высоковольтного импульсного испытательного устройства с емкостным накопителем энергии // Електротехніка і електромеханіка. – 2007. – № 6. – С. 70–75.
5. Круг К.А. Физические основы электротехники. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1946. – 472 с. – (Основы электротехники; т.1).
6. Шидловский А.К., Щерба А.А., Супруновская Н.И. Энергетические процессы в цепях заряда и разряда конденсаторов электроимпульсных установок. – К.: Интерконтиненталь-Украина, 2009. – 208 с.
7. Щерба А.А., Супруновская Н.И. Закономерности повышения скорости нарастания разрядных токов в нагрузке при ограничении их максимальных значений // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 5. – С. 3–9.
8. Щерба А.А., Супруновская Н.И., Иващенко Д.С. Моделирование нелинейного сопротивления электроискровой нагрузки для синтеза цепи разряда конденсатора по временным характеристикам // Техн. електродинаміка. – 2014. – № 3. – С. 12–18.
9. Щерба А.А., Супруновская Н.И., Иващенко Д.С. Моделирование нелинейного сопротивления электроискровой нагрузки с учетом его изменения при протекании и отсутствии разрядного тока в нагрузке // Техн. електродинаміка. – 2014. – № 5 – С. 23–25.
10. Berkowitz A.E., Hansen M.F., Parker F.T., Vecchio K.S., Spada F.E., Lavernia E.J., Rodriguez R. Amorphous soft magnetic particles produced by spark erosion // J. of Magnetism and Magnetic Materials. – 2003. – Vol. 254–255. – P. 1–6.
11. Berkowitz A.E., Walter J.L. Sparc Erosion: A Method for Producing Rapidly Quenched Fine powders // J. of Mater. Res. – March/April, 1987. – № 2 (2). – P. 277–288.
12. Cabanillas E.D., Lopez M., Pasqualini E.E., Cirilo Lombardo D.J. Production of uranium-molybdenum particles by spark-erosion // J. of Nuclear Materials. – 2004. – № 324. – P. 1–5.
13. Casanueva R., Azcondo F.J., Branas C., Bracho S. Analysis, design and experimental results of a high-frequency power supply for spark erosion // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2005. – Vol. 20. – P. 361–369.
14. Mysinski W. Power supply unit for an electric discharge machine // 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. – P. 1–7.
15. Nguyen P.K., Lee K.H., Moon J., Kim K.A., Ahn K.A., Chen L.H., Lee S.M., Chen R.K., Jin S. and Berkowitz A.E., "Spark erosion: a high production rate method for producing Bi_{0.5}Sb_{1.5}Te₃ nanoparticles with enhanced thermoelectric performance", Nanotechnology, 23 (2012). – P. 1–7.
16. Sen B., Kiyawat N., Singh P.K., Mitra S., Ye J.H., Purkait P. Developments in electric power supply configurations for electrical-discharge-machining (EDM) // The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. – Vol. 1. – P. 659–664.
17. Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Features of the Energy Interchange Between Capacitors in the Circuit Using Unidirectional Commutator or Bidirectional One / Proceedings of 2016 IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). – 2016. – P. 45–48.

УДК 621.3.011:621.372

Н.І. Супруновська¹, докт. техн. наук, **А.А. Щерба**², чл.-кор. НАН України, **С.С. Розіскулов**³, **Ю.В. Перетятко**³, канд. техн. наук

1,2,3 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

4 – Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського",

пр. Перемоги, 37, Київ-56, 03056, Україна

Особливості підвищення швидкості наростання струмів у навантаженні напівпровідникових електро-розрядних установок

Досліджено особливості зміни середньої швидкості наростання струму в навантаженні при коливальному й аперіодичному розряді накопичувального конденсатора електророзрядної установки. Визначено закономірності зміни середньої швидкості наростання розрядних струмів у навантаженні при примусовому обмеженні їхньої тривалості й зміні ємності розрядного кола. Доведено, що збільшення ємності конденсатора зменшує тривалість наростання розрядного струму від нуля до будь-якого фіксованого значення, меншого за максимальне значення струму. Базуючись на цьому, запропоновано метод підвищення швидкості наростання імпульсних струмів у навантаженні, заснований на збільшенні ємності конденсатора, що розряджається, і примусовому перериванні струму в навантаженні при досягненні заданого фіксованого значення (або тривалості) струму. Бібл. 17, рис. 5, табл. 3.

Ключові слова: перехідний процес, розрядний струм, ємність конденсатора, швидкість наростання струму.

N.I. Suprunovska¹, A.A. Shcherba², S.S. Roziskulov³, Yu.V. Peretiatko⁴

1,2,3 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

4 – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

Peremohy, 37, Kyiv-56, 03056, Ukraine

Features of rate of current raise in the load of semi-conductor electro-discharge installations

The features of the change in the average rate of current rise in the load during oscillatory and aperiodic discharge of a reservoir capacitor of electric discharge installations are studied. The regularities of the change in the average rate of discharge currents rise in the load at forced limitation of currents durations and a change in the capacitance of the discharge circuit are determined. It is proved that increasing the capacity of the capacitor reduces the duration of the rise of the discharge current from zero to any fixed value less than the maximum value of the current. Based on this, it is proposed the method for increasing the rate of rise of pulsed currents in the load, which is founded on increasing the capacity of the discharged capacitor and forced interrupting the current in the load when a specified fixed value (or duration) of the current is reached. References 17, figures 5, tables 3.

Key words: transient, discharge current, capacitor capacitance, rate of current rise.

Надійшла 26.05.2017

Received 26.05.2017

УДК 621.315.2 : 004.94

ВЛИЯНИЕ МИКРОДЕФЕКТОВ В ПОЛИЭТИЛЕНОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ СИЛОВЫХ КАБЕЛЕЙ НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ В НЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

И.Н. Кучерявая, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

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

rB.irinan@gmail.com

Путем дву- и трехмерного компьютерного моделирования исследовано электрическое поле в полиэтиленовой изоляции с характерными микроразмерными включениями – упрощенными ветвями водного триинга, а также органическими и неорганическими, одиночными и множественными загрязнениями. Показано усиление электрического поля вблизи инородных включений и влияние их друг на друга. Для одиночных включений численным путем и по аналитической формуле рассчитан коэффициент усиления поля. Выявлено, что характер распределения поля в изоляции зависит от электрических свойств, формы и взаимного расположения микровключений. Результаты работы позволяют расширить знания о причинах деградации полиэтиленового материала, широко используемого в качестве материала изоляции современных высоковольтных кабелей. Библ. 15, рис. 5, табл. 2.

Ключевые слова: полиэтиленовая изоляция, водный триинг, инородные микровключения, электрическое поле, компьютерное моделирование.

Введение. В настоящее время наиболее распространенным материалом для изготовления изоляции силовых кабелей всех классов напряжения является сшитый полиэтилен

(СПЭ). Надежность кабелей в процессе длительной эксплуатации (до 40 лет и более) во многом связана с состоянием и интенсивностью старения полимерной изоляции. Находясь под воздействием сильного электрического поля и внешних факторов, изоляция постепенно утрачивает свои электроизоляционные свойства, может испытывать пробой и со временем приводить к выходу из строя кабеля. В связи с широким внедрением кабелей на высокое и сверхвысокое напряжение, для которых рабочая напряженность электрического поля наибольшая – 10 кВ/мм (табл. 1 [9]), задача достижения высокой надежности кабельной изоляции становится все более актуальной.

Как установлено, например, в [1, 9, 13], в процессе старения (деградации) сшитого полиэтилена снижаются его эксплуатационные характеристики. Основной причиной этого является наличие неоднородностей в изоляции, свойственных самому полиэтиленовому материалу в исходном состоянии, а также возникающих при изготовлении кабелей. Неоднородность структуры изоляции обусловлена не только наличием микроразмерных посторонних включений, полостей и загрязнений вследствие несовершенства исходного сырья и процесса технологической обработки, но и условиями эксплуатации. Электрические, тепловые, механические воздействия, проникновение влаги и в целом длительность срока службы влияют на электрические свойства изоляции. Неоднородности изоляции способны со временем прогрессировать. Так, в местах их расположения, где напряженность электрического поля увеличена, зарождаются и развиваются водные и электрические триинги, приводящие к деградации и снижению электрической прочности изоляции [1, 4, 7]. Кроме того, в области триингообразования, в которой имеются микропустоты, заполненные водой, возникают механические напряжения, способствующие дальнейшему развитию триинговых структур [1, 12].

Условиями образования и распространения водных триингов в полиэтиленовой изоляции являются наличие неоднородностей, молекул воды и действие электрического поля. Развиваются триинги вдоль силовых линий электрического поля путем разрушения полимерных связей в изоляционном материале и образования микрополостей, наполненных влагой. В работе [13] приведена модель структуры водного триинга, ветви которого состоят из цепочки эллипсоидных микровключений, соединенных цилиндрическими микроканалами-трещинами (рис. 1 а). Подобная модель использована в статье [12] для объяснения потенциального механизма распространения водных триингов в изоляции за счет действия электрической силы и механических напряжений, в том числе механической усталости материала на концах триинговых микроканалов. Электрическая и механическая задачи решены в [12] в двумерной (осесимметричной) постановке.

Основные требования относительно чистоты полиэтиленовой изоляции силовых кабелей различных классов напряжения приведены в табл. 1. Как видно, к кабелям высокого напряжения предъявляются наиболее высокие требования к качеству полиэтиленовой изоляции.

Экспериментальному изучению микродефектов в сшитом-полиэтиленовой изоляции высоковольтных кабелей посвящены работы [1, 2, 4, 8, 13]. Изучение включает обнаружение, определение размеров, распознавание природы неоднородностей-дефектов в изоляции, исследование ее структуры (морфологии), внутренних механических напряжений, локальной электрической

прочности. Применены методы видеомикроскопии, микроэксперимента и длительные испытания на ускоренное старение образцов изоляционных материалов.

Таблица 1

Параметры	Напряжение кабелей		
	низкое (6–36 кВ)	среднее (36–161 кВ)	высокое (>161 кВ)
Средняя напряженность электрического поля, кВ/мм	2	6	10
Недопустимый размер загрязнений в СПЭ изоляции, мкм	200–500	100–200	70–100
Размер контролируемых загрязнений в СПЭ изоляции, мкм	100–200	70–100	50–70

В статьях [1, 2, 4, 8] выявлен ряд инородных включений в полиэтиленовой изоляции, среди которых частицы термически модифицированного полиэтилена, множественные сажевые включения, металлические (стальные) частицы, бумажное / хлопковое волокно, загрязнения нефтью. К примеру, частицы термически модифицированного полиэтилена образуются при неполном расплавлении гранул полиэтилена вследствие нарушения условий экструдирования изоляции [2, 4]. Такие дефекты довольно широко распространены. Их наличие в изоляции приводит к увеличению напряженности электрического поля и ее ускоренному старению [2]. Природные бумажное и хлопковое волокна используются в технических целях и для изготовления рабочей одежды. В процессе производства силовых кабелей частицы таких волокон сравнительно часто попадают в материал изоляции с пылью в воздухе [4]. Возможность проникновения нефти в полиэтиленовую изоляцию при эксплуатации кабеля в нефтяной скважине показана в статье [2]. Сажевые включения попадают в основную изоляцию из полупроводящих экранов. Сажа используется как наполнитель для электропроводящих композиций экранов (доля сажи в них составляет до 30–40 %) с целью придания им необходимой проводимости. Свойства сажи определяются размерами и свойствами составляющих частиц, что объясняет многообразие ее разновидностей. Изучению электрических свойств углеродной сажи посвящены работы [10, 14].

В статье [4] выделяются три основных вида микродефектов в полиэтиленовой изоляции: проводящие (углеродные или металлические) включения, непроводящие включения и полости. В работе [8] изучаемые загрязнения в сшитом-полиэтиленовой изоляции высоковольтных кабелей подразделяются на две группы: органические и неорганические загрязнения. Неорганические загрязнения, главным образом металлические частицы, проникают в изоляцию с полупроводящих слоев. Органические частицы образуются в изоляции из отслоений гранул полиэтилена – исходного сырья для изготовления изоляции, а также при превышении температуры во время экструзии / сшивания изоляции. Органические загрязнения имеют слабую адгезию с основным материалом и образуют дополнительные полости-пустоты в изоляции, что снижает ее электрическую прочность [8]. Согласно данным [8], относительная диэлектрическая проницаемость органических частиц не превышает 4. К органическим загрязнениям относятся также частицы окисленного полиэтилена, образуемые в процессе производства изоляции. Их электропроводность и диэлектрическая проницаемость возрастают с увеличением степени окисления [7]. Присутствие таких частиц в полиэтилене непосредственно влияет на процессы триингообразования в материале [7].

Целью настоящей работы являются исследование распределения электрического поля в полиэтиленовой изоляции высоковольтных силовых кабелей с характерными инородными микровключениями, выявление влияния множественных микронеоднородностей, в том числе модельных ветвей триинговых структур, на максимальное значение напряженности электрического поля в объеме изоляции и соответственно на ее электрическую прочность. Задачи в работе решаются численно методом конечных элементов в программе Comsol [6] в двумерной постановке (в цилиндрической системе координат) для одиночных включений и в

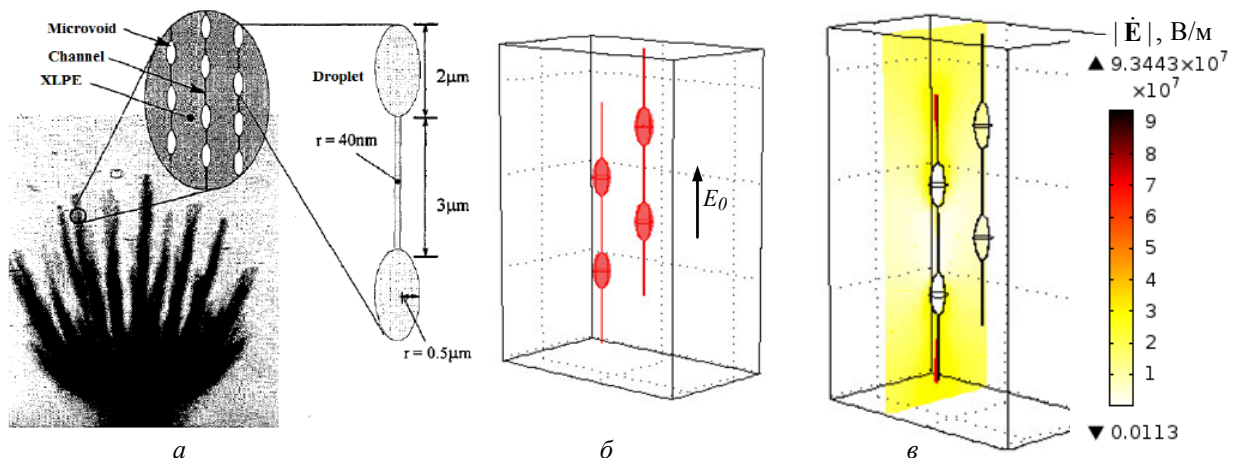


Рис. 1

трехмерных областях выделенного микрообъема изоляции для множественных включений и упрощенных ветвей триинга.

Подходы и модель для исследования. Основные положения и предположения модели следующие. Объем полиэтиленовой изоляции с включениями находится в переменном электрическом поле, изменяющемся по гармоническому закону. Поле рассчитывается в квазиэлектростатическом приближении (при частоте 50 Гц) в пренебрежении объемными электрическими зарядами на основании уравнения относительно электрического потенциала $\dot{\phi}$:

$$\nabla \cdot (\sigma + j\omega\varepsilon_0\dot{\varepsilon}_r)\nabla\dot{\phi} = 0, \quad (1)$$

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

В качестве граничных условий задачи (1) задаются: условия нулевого электрического потенциала – $\dot{\phi} = 0$ и равенства потенциала приложенному напряжению U – $\dot{\phi} = U$ на границах расчетных областей, ориентированных вдоль поля. Напряжение U выбирается так, чтобы среднее значение напряженности поля в области составляло $E_0 = 4 \text{ кВ/мм}$. На остальных границах устанавливается условие электрической изоляции $\mathbf{n} \cdot \dot{\mathbf{J}} = 0$ (\mathbf{n} – единичный вектор внешней нормали, $\dot{\mathbf{J}}$ – плотность полного тока). Напряженность электрического поля рассчитывается как $\dot{\mathbf{E}} = -\nabla\dot{\phi}$.

В случае одиночных микродефектов в изоляции выполняется численное решение электрической задачи (1) в двумерной постановке при осесимметричном представлении включений.

Для одиночных непроводящих сферических включений относительно максимального значения напряженности поля $E = |\dot{\mathbf{E}}|_{\max}$ определяется коэффициент усиления электрического поля k :

$$E = k \cdot E_0, \quad \text{где} \quad k = \frac{3\varepsilon_2}{2\varepsilon_1 + \varepsilon_2}, \quad (2)$$

ε_1 и ε_2 – диэлектрическая проницаемость основного материала и включения соответственно (рис. 2).

Рассматриваемый в работе коэффициент k используется при исследовании электрического поля в неоднородных диэлектриках, например, в [11], и показывает увеличение максимального значения поля в (или вблизи) включении в диэлектрике.

В соответствии с выражением (2) можно заметить следующее:

- максимальное поле имеет место в направлении действия электрического поля;
- при увеличении диэлектрической проницаемости включения ε_2 коэффициент усиления поля k увеличивается, а в случае увеличения проницаемости основного материала ε_1 значение коэффициента k уменьшается;
- усиление электрического поля не зависит от радиуса сферического включения.

В общем случае форма, размеры микровключений, их взаимное расположение и концентрация оказывают влияние на распределение и максимальное значение электрического поля

в изоляции на микроуровне [8, 12, 15]. В связи с этим в работе рассматриваются различные множественные включения заданной концентрации и изучается как их взаимное влияние, так и влияние на уровень поля в неоднородном микрообъеме полиэтиленовой изоляции. Для этого проводится трехмерное компьютерное моделирование совокупности различных посторонних включений сферической формы и модельных ветвей триингов в соответствии с моделью из [13], показанной на рис. 1 а. Расчетная модель с фрагментами упрощенных ветвей водного триинга показана на рис. 1 б.

Одиночное включение в диэлектрике

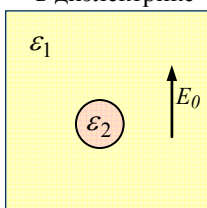


Рис. 2

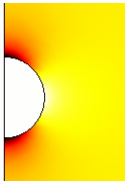
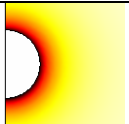
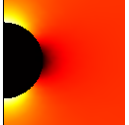
Результаты компьютерного моделирования. Данные для расчетов представлены на рис. 1 а [13] и в табл. 2 [5, 8, 10, 12, 14]. В табл. 2 для различных характерных одиночных включений в полиэтиленовой изоляции показаны максимальные значения напряженности электрического поля вблизи или внутри включений $|\dot{E}|_{\max}$, значения коэффициента усиления поля k , рассчитанные по формуле (2) и численно как $|\dot{E}|_{\max} / E_0$, а также типичные картины электрического поля в окрестности рассматриваемых включений. Для проводящих включений и дефектов, обладающих заметной электропроводностью, значения коэффициента усиления поля k не рассчитывались. Для остальных микродефектов в табл. 2 показана хорошая сходимости численных результатов с аналитической формулой (2). Наибольшие значения поля $|\dot{E}|_{\max}$ характерны для случая металлической частицы в изоляции и частиц с достаточно большой электропроводностью – включений сажи и бумажного волокна. Для них значения $|\dot{E}|_{\max}$ превышают среднюю напряженность электрического поля 10 кВ/мм, установленную для кабелей высокого напряжения (табл. 1). Отметим, что для одиночных сферических проводящих загрязнений в изоляции в соответствии с аналитическими выражениями для составляющих напряженности электрического поля [3] значения $|\dot{E}|_{\max} \leq 3E_0$, что подтверждает правильность численных расчетов.

Картины поля в последнем столбце табл. 2 показывают, что электрическое поле концентрируется в нефтяных включениях–каплях, для которых диэлектрическая проницаемость ниже проницаемости изоляции, тогда как внутри других рассматриваемых дефектов поле практически не проникает, а внутри металлической частицы электрическое поле равно нулю. Наибольшие значения напряженности поля для непроводящих включений с диэлектрической проницаемостью выше, чем у полиэтилена, (например, органических загрязнений) и для включений с достаточно большой электропроводностью (сажи) локализуются в областях вокруг включений, ориентированных вдоль поля.

Результаты расчетов электрического поля в объеме изоляции с двумя модельными ветвями водного триинга (рис. 1 а, б) представлены на рис. 1 в и 3.

На рис. 1 в дано распределение поля $|\dot{E}|$ в сечении расчетной области, проходящем через центр одной из ветвей триинга, показаны наибольшая концентрация и значения поля на концах тонких цилиндрических каналов (рис. 1 в).

Таблица 2

Материал	ε	$\sigma, (\text{Ом}\cdot\text{м})^{-1}$	$ \dot{E} _{\max}, \text{кВ/мм}$	Значение коэффициента k		Распределение электрического поля $ \dot{E} $
				формула (2)	расчет	
<i>Основной материал изоляции</i>						
Сшитый полиэтилен	2,3	10^{-15}	4	–	–	–
<i>Посторонние одиночные включения</i>						
Термически модифицированный полиэтилен / распространенные органические загрязнения	4,0	10^{-13}	5,62	1,395	1,405	
Оксидированный полиэтилен	2,9	10^{-15}	4,65	1,16	1,163	
Бумажное волокно	2,0	10^{-3}	11,98	–	–	
Сажа	7,0	10	11,9	–	–	
Металл (сталь)	1	$7,1 \cdot 10^6$	11,91	–	–	
Нефть	2,1	10^{-12}	4,128	0,94	1,032	

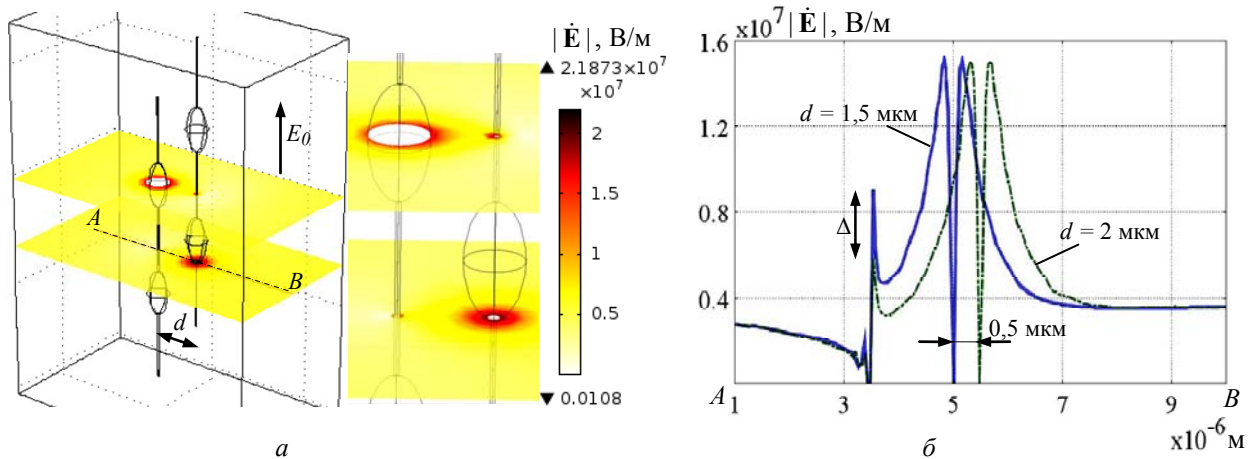


Рис. 3

Рис. 3 *a* представляет картины напряженности поля $|\dot{\mathbf{E}}|$ в двух характерных сечениях расчетной области с упрощенными ветвями триинга и в увеличенном виде – в отдельном фрагменте сечений. На рис. 3 *б* показано изменение поля вдоль линии AB при различном расстоянии между ветвями: $d = 1,5$ мкм (сплошной линией) и $d = 2$ мкм (пунктирной линией). Вследствие взаимного влияния ветвей при их сближении имеет место увеличение поля на величину Δ на внутренней стороне цилиндрического канала, наиболее близко расположенной к эллипсоидному включению другой ветви. Заметим, что линия AB , отмеченная на рис. 3 *a*, проходит через зону контакта такого включения с каналом, где напряженность поля достаточно большая.

Исследовано взаимное влияние разнородных микровключений в полиэтиленовой изоляции – нити бумажного волокна и близкорасположенного органического включения в соответствии с микрофотографией полиэтиленовой изоляции, показанной вверху на рис. 4 *a* [8]. Для такого случая распределение напряженности электрического поля $|\dot{\mathbf{E}}|$ в центральном сечении расчетной области и в отдельном его фрагменте представлено на рис. 4 *a*. На рис. 4 *б* показано изменение поля вдоль линии AB , соединяющей включения, при различном расстоянии между ними: для $d = 2$ мкм – сплошной линией и для $d = 0,3$ мкм – пунктирной линией. При более близком расположении нити волокна, моделируемого в виде удлиненного цилиндра, к сферическому органическому включению отмечено увеличение напряженности поля на Δ_1 и Δ_2 соответственно на внешней и внутренней сторонах волокна. Тем самым показано проявление взаимного влияния включений, а также более высокие значения поля вблизи включений с достаточно заметными проводящими свойствами. Согласно табл. 2 к таким включениям, кроме бумажного волокна, относятся сажевые загрязнения, для которых $\sigma = 10$ (Ом·м)⁻¹.

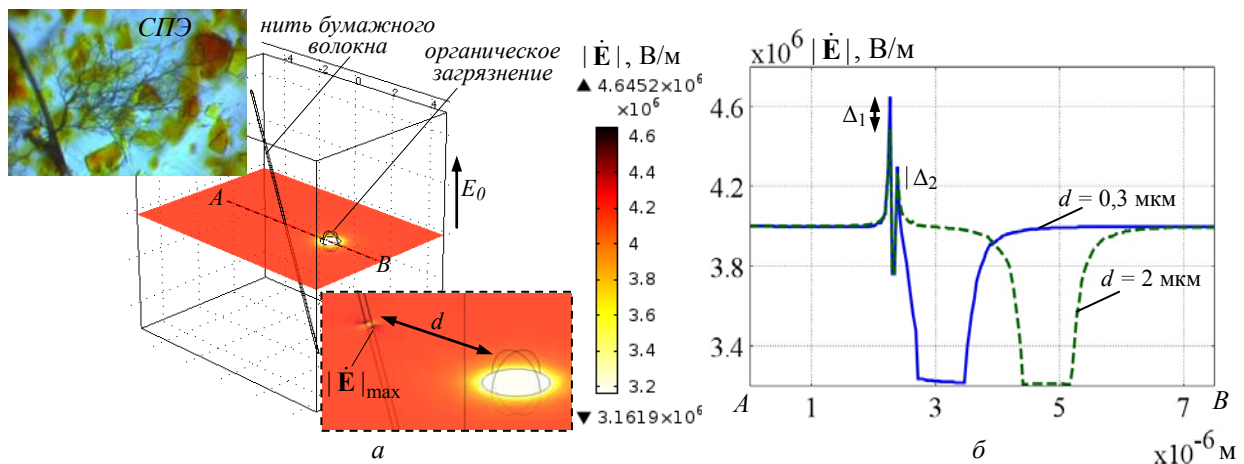


Рис. 4

Сравнение случаев множественных диэлектрических загрязнений и включений с выраженными проводящими свойствами показано на рис. 5. Рассчитаны случаи одинаковых сферических включений различного происхождения с концентрацией $f = 4,77\%$ в одинаковом микрообъеме полиэтиленовой изоляции (рис. 5 а). Распределения электрического поля в двух отдельных сечениях объема изоляции с органическими и сажевыми включениями представлены на рис. 5 б и в соответственно. Как видно, для сажевых включений, обладающих более проводящими свойствами, максимальное значение поля выше и составляет $|\dot{E}|_{\max} \approx 18,7$ кВ/мм. Для множественных сажевых включений это значение более чем в 1,5 раза превышает максимальное поле вблизи одиночного включения сажи ($|\dot{E}|_{\max} = 11,9$ кВ/мм, табл. 2). На рис. 5 б, в показаны также взаимное влияние включений друг на друга и локализация поля не только на их вершинах, ориентированных вдоль поля, но и в зонах между близкорасположенными включениями.

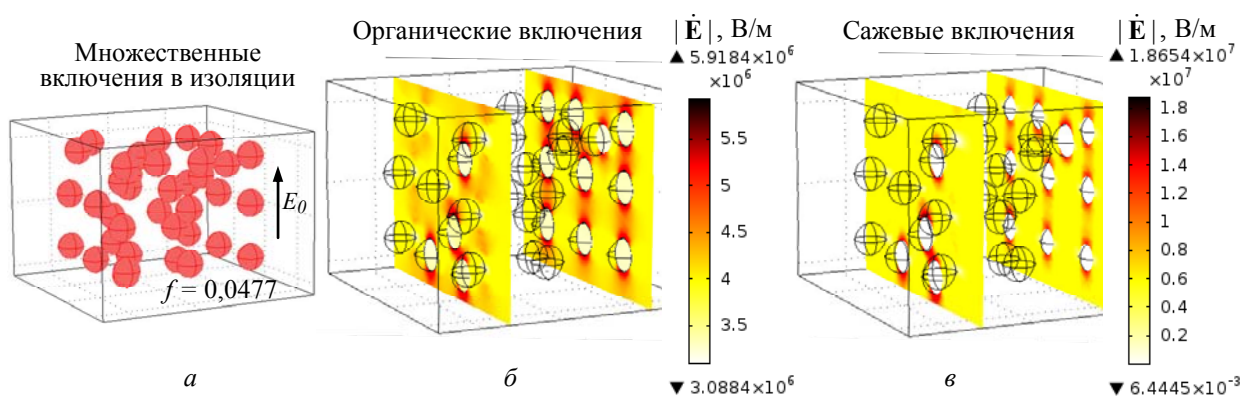


Рис. 5

Заключение. Проведено компьютерное моделирование электрического поля в полиэтиленовой изоляции с различными характерными инородными одиночными и множественными микровключениями, а также модельными ветвями водного триинга. Показана зависимость характера распределения электрического поля в изоляции от электрических свойств материала, формы и взаимного расположения включений.

С позиции выявленного взаимного влияния включений и высоких значений электрического поля, превышающих установленную среднюю напряженность поля, а для металлических частиц и диэлектрическую прочность полиэтилена, объясняется возможность деструктивных процессов в неоднородной изоляции.

Подтверждена необходимость максимально возможной чистоты полиэтиленовой изоляции, в том числе путем тщательного контроля концентрации загрязнений в процессе производства высоковольтных кабелей и соблюдения надлежащих условий эксплуатации.

1. Гук Д.А., Каменский М.К., Макаров Л.Е., Образцов Ю.В., Овсиенко В.Л., Шувалов М.Ю. Новый высоковольтный испытательный центр ОАО "ВНИИКП". Опыт испытаний и исследований силовых кабелей, арматуры и материалов для их производства // Кабели и провода. – 2014. – № 5 (348). – С. 35–42.
2. Ковригин Л.А. Технологические и эксплуатационные дефекты в изоляции кабелей // Кабель-news. – 2008. – № 10. – С. 58–60.
3. Тэнзеску Ф., Крамарюк Р. Электростатика в технике. – М.: Энергия, 1980. – 296 с.
4. Шувалов М.Ю., Ромашкин А.В., Овсиенко В.Л. Анализ дефектов в изоляции силовых высоковольтных кабелей методами видеомикроскопии и микроэксперимента // Электричество. – 2000. – № 5. – С. 49–57.
5. Электротехнический справочник (в трех томах). Т. 1 Общие вопросы. Электротехнические материалы / Под общ. ред. В.Г. Герасимова, П.Г. Грудинского, В.А. Лабунцова и др. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 488 с.
6. Comsol multiphysics modeling and simulation software – <http://www.comsol.com/>
7. Doedens E.H., Johansson A.B., Jarvid M., Nilsson S., Bengtsson K.M., Kjellqvist J. Effects of inclusions of oxidized particles in XLPE on treeing phenomena // IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena.

- nomena. – Montreal, October 2012. – Annual Report. – P. 597–600. – <http://publications.lib.chalmers.se/publication/165212-effects-of-inclusions-of-oxidized-particles-in-xlpe-on-treeing-phenomena>
8. *Doedens E.H.* Organic contaminants in crosslinked polyethylene for demanding high voltage applications // Diploma Work in the Master programme of Electric Power Engineering. – 2012. – Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden. – Report No 83/2012. – 86 p.
 9. *Hampton N., Hartlein R., Lennartsson H., Orton H., Ramachadran R.* Long-life XLPE insulated power cable. – JiCable 2007. – http://www.neetrac.gatech.edu/publications/jicable07_C_5_1_5.pdf
 10. *Hotta M., Hayashi M., Lanagan M.T., Agrawal D.K., Nagata K.* Complex permittivity of graphite, carbon black and coal powders in the ranges of X-band frequencies (8.2 to 12.4 GHz) and between 1 and 10 GHz // ISIJ International. – 2011. – Vol. 51, No 11. – P. 1766–1772.
 11. *Kim C., Duan J., Huang X., Kim S., Jiang P., Kim H., Hyon S.* Numerical analysis on water treeing deterioration of XLPE cable insulation using combination of FEM and Taguchi method // European Transactions on Electrical Power. – 2010. – No 20. – P. 747–759.
 12. *Kucheriava I.M.* Coupled electrical and mechanical processes in polyethylene insulation with water tree having branches of complex structure // *Technichna Elektrodynamika*. – 2016. – № 5. – P. 5–10.
 13. *Mejia J.C.H.* Characterization of real power cable defects by diagnostic measurements // Thesis for the Degree Doctor of Philosophy. – Georgia Institute of Technology, December 2008. – 267 p.
 14. *Sanchez-Gonzalez J., Macias-Garcia A., Alexandre-Franco M.F., Gomez-Serrano V.* Electrical conductivity of carbon blacks under compression // *Carbon (Elsevier)* – 2005. – Vol. 43. – P. 741–747.
 15. *Shcherba M., Zolotarev V., Belyanin R.* The comparison of electric field perturbations by water inclusions in linear and nonlinear XLPE insulation // Proc. of the 16th Internat. Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE). – 2015. – C. 188–191.

УДК 621.315.2 : 004.94

І.М. Кучерява, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

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

Вплив мікродефектів у поліетиленовій ізоляції силових кабелів на розподіл в ній електричного поля

Шляхом дво- та тривимірного комп'ютерного моделювання досліджується електричне поле в поліетиленовій ізоляції з характерними мікророзмірними включеннями – спрощеними гілками водного триїнга, а також органічними, неорганічними, одиночними та численними забрудненнями. Показано посилення електричного поля поблизу сторонніх включень і їх вплив один на одне. Для одиночних включень за чисельними розрахунками та аналітичною формулою розраховано коефіцієнт посилення поля. Виявлено, що характер розподілу поля в ізоляції залежить від електричних властивостей, форми та взаємного розташування мікроблаків. Результати роботи дають змогу розширити знання про причини деструкції поліетиленового матеріалу, що широко використовується для виготовлення ізоляції сучасних високовольтних кабелів. Бібл. 15, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: поліетиленова ізоляція, водний триїнг, сторонні мікроблакі, електричне поле, комп'ютерне моделювання.

I.M. Kucheriava

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

Peremohy, 56, Kyiv-57, Ukraine

The influence of micro-sized defects in polyethylene insulation of power cables on electric field distribution

The electric field distribution in the polyethylene insulation with typical micro-sized inclusions (such as simplified water tree branches, organic and inorganic, single and numerous contaminants) is studied by two- and three-dimensional computer modeling. The local field enhancement near the inclusions and their effect on each other are shown. The field enhancement factor is determined for various single contaminants both by numerical computation and by analytical expression. As revealed, the field distribution in the insulation depends on the electrical properties, shape and relative position of micro-inclusions. The results of the work should help to extend the knowing about the causes of polyethylene destruction as applied to insulation of up-to-date high-voltage power cables. References 15, figures 5, tables 2.

Key words: polyethylene insulation, water treeing, micro-inclusions, contaminants, electric field, computer modeling.

Надійшла 14.02.2017

Received 14.02.2017

УДК 621.3.01:537.212

ОСОБЕННОСТИ ВОЗМУЩЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ РАЗВЕТВЛЕННЫМИ ВОДНЫМИ ТРИИНГАМИ МЕЖДУ МИКРОВКЛЮЧЕНИЯМИ В СШИТОЙ ПОЛИЭТИЛЕНОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ КАБЕЛЕЙ

М.А. Щерба, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

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

e-mail: m.shcherba@gmail.com

Выполнены математическое моделирование и анализ процессов развития водного триинга между водными микровключениями в сшитой полиэтиленовой (СПЭ) изоляции кабелей сверхвысокого напряжения и его влияние на возмущение электрического поля в диэлектрике. Рассмотрены включения, объединённые триингом с переменным поперечным сечением так называемой конфигурации «нити жемчуга». Проведен сравнительный анализ неоднородного распределения электрического поля, напряжённых объёмов, плотностей токов и электро-механических сил в изоляции в зависимости от количества проводящих ветвей триинга. Определены области наибольших возмущений поля, вызванных указанными микродефектами в диэлектрике, которые способствуют процессам деградации материала и сокращают ресурс СПЭ. Библ. 14, рис. 3.

Ключевые слова: электрическое поле, сшитый полиэтилен, водные микровключения, водный триинг, математическое моделирование, электрический ток, напряжённый объём.

Математическое моделирование и анализ возмущений электрического поля в диэлектрических материалах различными дефектами в настоящее время являются мощным средством для исследования деградационных процессов и оценки ресурса изоляции [2, 3, 7]. Сшитый полиэтилен (СПЭ) является одним из наиболее широко используемых изоляционных материалов на высокие и сверхвысокие напряжения из-за ряда его преимуществ. Однако главным его недостатком является необратимая деградация в сильных электрических полях по истечению времени [3, 8]. Во многих работах главной причиной деградации СПЭ отмечалось появление различных микровключений и образования на их поверхности водных триингов – тонких разветвленных структур [3, 10, 13, 14]. Такие триинги со временем увеличиваются в размерах, их ветви удлиняются и ветвятся, то есть проникают во все большие объёмы изоляции, уменьшая ее электрическую прочность. В конечном итоге наличие больших разветвленных триингов в диэлектрике приводит к его частичным и полным пробоям.

Для повышения используемых напряжений и продления срока службы изоляции основным решением является улучшение чистоты материала, то есть минимизация как размеров отдельных включений, так и их общей плотности (количества в единице объёма) [3, 11, 12]. Однако очевидно, что полностью избавиться от всех включений невозможно, поэтому возникает необходимость определить наиболее опасные конфигурации включений для разработки рекомендаций по их минимизации в процессе промышленного производства кабельной продукции.

Для этого необходимо рассчитать и проанализировать неоднородное распределение электрического поля (ЭП) вблизи микровключений, определить области диэлектрика с наибольшими напряженностями поля (напряжённые объёмы), распределение плотности токов и сил, возникающих в изоляции. Из-за сложной конфигурации микровключений и необходимости трехмерного расчета ЭП провести подобные исследования ранее было невозможно [6, 9]. Однако с развитием численных методов и современных программных продуктов появилась возможность решать подобные задачи [7], в частности, задачи по расчету существенно неоднородных распределений электрических полей в диэлектрических средах с проводящими микродефектами сложной конфигурации.

В результате проведения экспериментальных исследований, в частности, в работе [8] было показано, что форма ветвей триинга отличается от цилиндрической, и состоит из микровключений, объединенных проводящими каналами, так называемая конфигурация «нити

жемчуга». Распределение ЭП и электромеханических сил давления жидкости в изоляции возле такого триинга может существенно отличаться от распределения вблизи цилиндрических ветвей. Кроме того, при изменении поперечного сечения проводящих дефектов возрастают плотности токов проводимости в узких областях и соответственно растут токи смещения в близлежащих участках СПЭ изоляции. Высокие плотности токов приводят к нагреванию диэлектрика и уменьшению его электрической и механической прочности, то есть к усилению процессов деградации изоляции [3, 10].

Цель работы провести расчёт и сравнительный анализ изменений напряженности электрического поля, напряженных объемов, плотности токов и электромеханических сил в СПЭ изоляции сверхвысоковольтных кабелей вблизи водных микровключений, соединенных водными триингами конфигурации "нити жемчуга", в зависимости от количества их ветвей.

Физико-математическая постановка задачи. Средняя напряженность ЭП в СПЭ изоляции кабеля 330 кВ на расстоянии меньше 5 мм от полупроводящего слоя составляет $E_{cp} \geq 10$ кВ/мм. Моделировался слой изоляции толщиной 0,6 мм, к которому приложено синусоидальное напряжение 6 кВ частотой 50 Гц (см. рис. 1), т.е. $E_{cp} = 10$ кВ/мм.

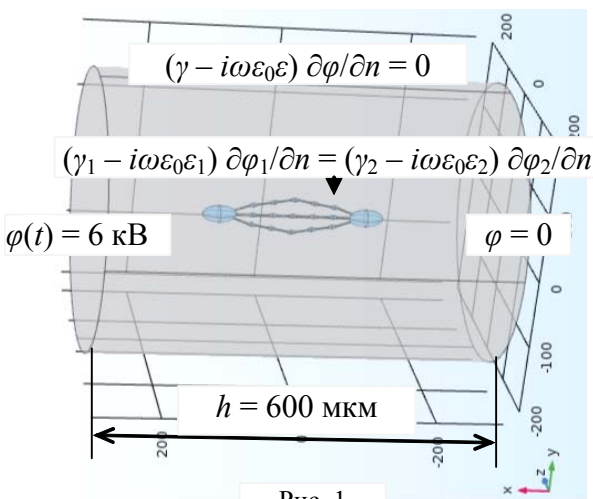


Рис. 1

В диэлектрике моделировались два микровключения сфероидной формы с соотношением полуосей 25:12,5:12,5 мкм, которые являются характерными СПЭ изоляции. Включения соединены одной, двумя или тремя ветвями триинга типа "нити жемчуга". Каждая его ветвь состоит из пяти водных сфероидных микровключений с полуосями 6:3:3 мкм, соединенных шестью водными цилиндрическими каналами с радиусами 1 мкм и длиной около 25 мкм. Изменение количества ветвей триинга моделирует ситуацию втягивания капель воды под действием сил диэлектрофореза в промежутки между включениями, их объединения тонкими водными каналами в единую проводящую структуру.

Материал СПЭ изоляции считался кусочно-однородным, изотропным и линейным. Задача описывалась в квазистатическом приближении системой уравнений Максвелла согласно методу комплексных амплитуд [1]. Расчетное уравнение для скалярного электрического потенциала ϕ , как в [4, 5], записывалось в виде

$$\operatorname{div}(\gamma - i\omega\varepsilon_0\varepsilon) \cdot \operatorname{grad}\phi = 0, \quad (1)$$

где γ , ε – электрическая проводимость и диэлектрическая проницаемость сред.

Для получения единственного решения уравнение (1) дополнялось условиями Дирихле и Неймана для потенциалов и их нормальных производных на границах расчётной области и на границе раздела сред вода–СПЭ изоляция, как показано на рис. 1.

Области напряженного объема V_H , в которых напряженность поля на 20 % и более больше чем E_{cp} определялись согласно уравнению

$$V_H = \int_V f(E) dV, \quad (2)$$

где $f(E) = 1$ при $E \geq E_{cp}$ и $f(E) = 0$ при $E < E_{cp}$; V – расчетный объем СПЭ изоляции.

Вектор плотности полного тока $\dot{\mathbf{J}}_{\text{полн}}$ рассчитывался как сумма векторов плотности тока проводимости $\dot{\mathbf{J}}_{\text{пр}}$ в водных микродефектах и тока смещения $\dot{\mathbf{J}}_{\text{см}}$ в диэлектрике:

$$\dot{\mathbf{J}}_{\text{полн}} = \dot{\mathbf{J}}_{\text{пр}} + \dot{\mathbf{J}}_{\text{см}} = (\gamma - i\omega\varepsilon\varepsilon_0) \cdot \operatorname{grad}\phi. \quad (3)$$

Для расчета электромеханических давлений \dot{f} на границе раздела проводник–диэлектрик и сил \dot{F} со стороны водных микродефектов на СПЭ изоляцию под действием внешнего ЭП использовался тензор напряжений Максвелла \dot{T} [1]:

$$\dot{f} = \mathbf{n} \cdot \dot{T} = \mathbf{n} \cdot [\dot{E} \cdot \mathbf{D}^*] = \mathbf{n} \cdot [\varepsilon \varepsilon_0 (\text{grad} \phi) \cdot (\text{grad} \phi)^*], \quad (4)$$

$$\dot{F} = \oint_S \dot{E} \cdot \mathbf{D}^* dS = \varepsilon \varepsilon_0 \oint_S (\text{grad} \phi) \cdot (\text{grad} \phi)^* dS. \quad (5)$$

Распределение скалярного электрического потенциала ϕ в расчетной области находилось с помощью численного метода конечных элементов в программном пакете COMSOL Multiphysics [8].

Результаты численного эксперимента. Распределение ЭП, области напряженных объемов V_n электрических токов и электромеханические силы в СПЭ изоляции вблизи включений, объединенных триингом с одной, двумя и тремя ветвями конфигурации "нити жемчуга", показаны на рис. 2.

Тонированные области на рис. 2 *a*, *б* и *в* соответствуют областям V_n , величина напряженности поля E в которых определяется согласно шкале справа. Величина E представлена в относительных единицах в виде коэффициента усиления поля $k_E = E/E_{\text{ср}}$, который равняется отношению E в расчётных точках к его среднему значению $E_{\text{ср}}$ во всей расчетной области. Стрелки демонстрируют направление электромеханических давлений f в изоляции, длина и толщина стрелок пропорциональна величине давления. На рис. 2 *г*, *д* и *е* показано распределение плотности полного тока $J_{\text{полн}}$, величина которого определяется согласно шкале справа.

При объединении микровключений триингом, независимо от количества его ветвей, результирующий микродефект ведет себя как единая проводящая структура, возле которой максимальная напряженность ЭП наблюдается возле полюсов крайних включений. У полюсов микровключений поле усиливается в 10 и более раз. Это означает, что если средняя напряженность ЭП у жилы сверхвысоковольтного кабеля порядка 10 кВ/мм, то возле полюсов включений $E_{\text{max}} \geq 100$ кВ/мм, что превышает диэлектрическую прочность СПЭ изоляции (40–80 кВ/мм) и может привести к ее локальным пробоям.

Увеличение количества ветвей триинга практически не изменяет величину E_{max} , но приводит к росту напряженного объема V_n (увеличение тонированных областей на рис. 2 *a*, *б* и *в*), который характеризует стохастические механизмы деградации изоляции и показывает

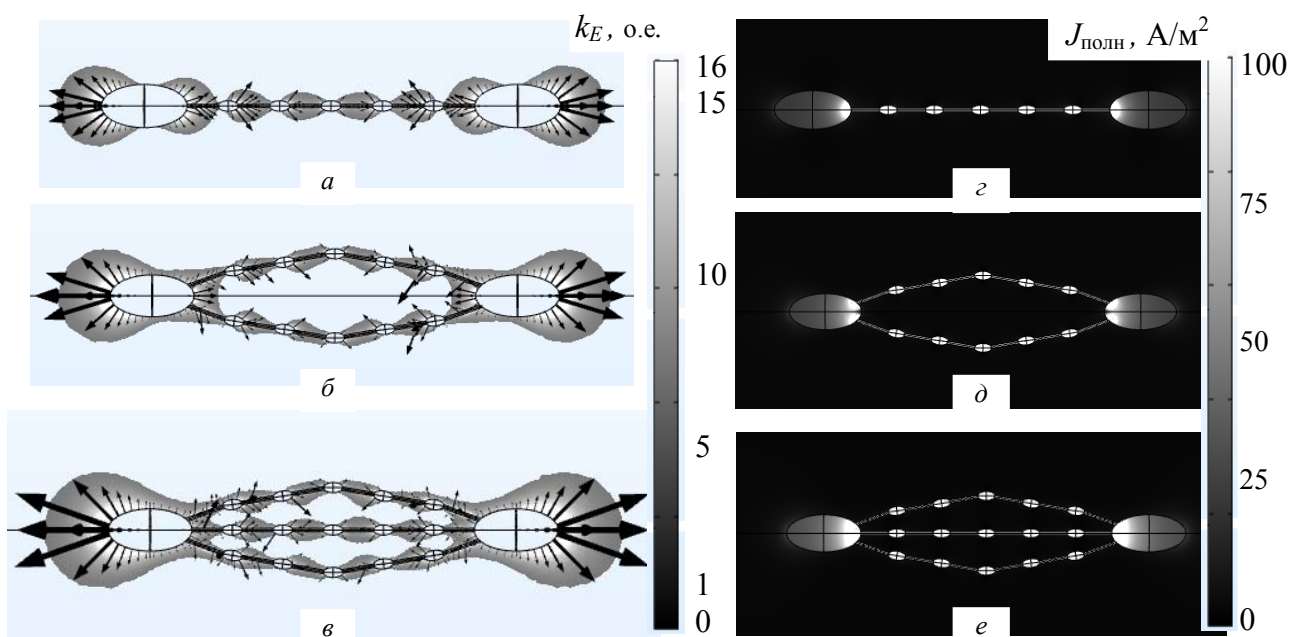


Рис. 2

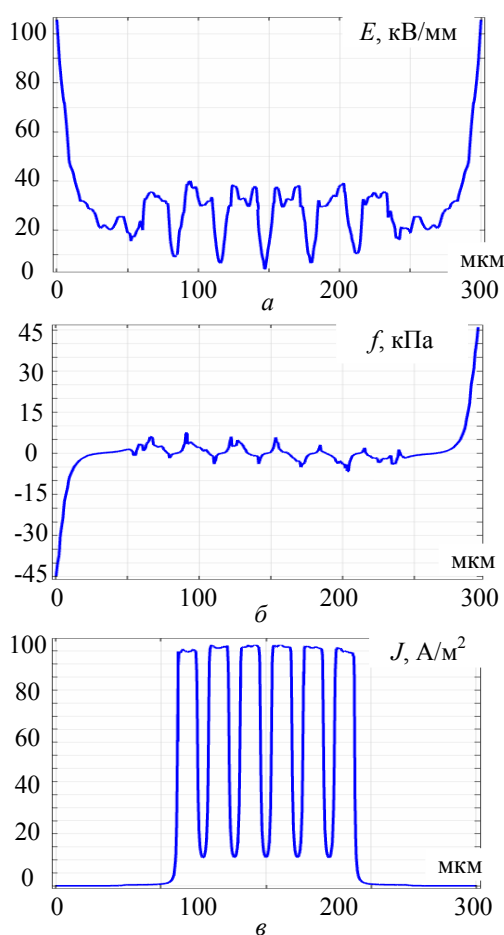


Рис. 3

увеличение вероятности пробоя в одной из ее участков. При увеличении количества ветвей от одной до трех величина V_n увеличивается на 25 и 150 % по сравнению с двумя отдельными включениями, не соединенными между собой.

Наибольшие плотности полного $J_{\text{полн}}$ наблюдаются в каналах триинга (наиболее светлые области рис. 2 *г*, *д* и *е*), причем $J_{\text{полн}}$ возрастает с увеличением количества ветвей триинга. Вследствие этого в каналах триинга и соседних областях диэлектрика наблюдается увеличение температуры, что снижает электрическую и механическую прочность СПЭ изоляции и способствует ее деградации.

На рис. 3 показано распределение напряженности ЭП E , плотности тока $J_{\text{полн}}$ и давлений f для двух микровключений, соединенных триингом с тремя ветвями. Распределение E (рис. 3 *а*) и давления f (рис. 3 *б*) показано вдоль линии на границе раздела вода–СПЭ, наибольшие значения $E_{\text{max}} = 104$ кВ/мм и $f_{\text{max}} = 46$ кПа наблюдаются на полюсах крайних микровключений. В то же время на полюсах каждого из пяти включений, составляющих канал центрального триинга, ЭП достигает 40 кВ/мм, а давление – 8 кПа.

Распределение плотности тока $J_{\text{полн}}$ вдоль линии на границе раздела вода–СПЭ по форме кривой совпадает с кривой напряженности E (рис. 3 *а*). Поэтому на рис. 3 *в* показано распределение $J_{\text{полн}}$ не на границе сред, а внутри водного микродефекта вдоль линии, проходящей через центры микровключений и центральный канал триинга. Максимальная плотность тока $J_{\text{полн max}} = 96$ А/м² наблюдается в каждом из пяти включений, составляющих канал триинга. За счет малого поперечного сечения в каналах триинга плотность тока в нем на два порядка больше, чем в крайних включениях, в которых $J_{\text{полн}} = 2$ А/м². В результате растут плотности токов в соседних областях СПЭ изоляции.

Выводы. Проведены математическое моделирование и сравнительный анализ изменений значений напряженности электрического поля, напряженных объемов, плотностей тока и электромеханических сил, возникающих в сшитой полиэтиленовой (СПЭ) изоляции сверхвысоковольтных кабелей вблизи водных микровключений, соединенных водными триингами конфигурации "нить жемчуга" с одной, двумя и тремя ветвями.

Объединение включений триингами увеличивает напряженность поля в диэлектрике в 10 и более раз, увеличивает давление жидкости на изоляцию в 8 и более раз и плотность тока в водном дефекте на два порядка. Неравномерное распределение плотности тока вызывает локальный нагрев изоляции, снижая ее электрическую и механическую прочность. Увеличение количества ветвей триинга увеличивает напряженный объем СПЭ изоляции, характеризующий стохастические механизмы деградации изоляции. Указанные процессы способствуют деградации диэлектрика в сильном электрическом поле и из-за положительной обратной связи будут усиливаться при длительной эксплуатации изоляции.

1. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. – М.: Наука. – 1980. – 560 с.
2. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2015. – 304 с.
3. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013. – 550 с.

4. Щерба М.А. Особенности локального усиления электрического поля проводящими включениями в нелинейной полимерной изоляции // Техн. электродинамика. – 2015. – № 2. – С. 16–23.
5. Щерба М.А. Влияние электропроводности водных триингов на плотности токов и давления, возникающие в полиэтиленовой изоляции // Техн. электродинамика. – 2016. – № 4. – С.14–16.
6. Burkes K.W., Makram E.B., Hadidi R. Water Tree Detection in Underground Cables Using Time Domain Reflectometry // IEEE Power and Energy Technology Systems Journal. – 2015. – Vol. 2(2). – P. 53–62.
7. <https://www.comsol.com/>, "Comsol Inc." Burlington, MA, 2017.
8. Hvidsten S., Ildstad E., Sletbak J., Faremo H.A.F.H. Understanding water treeing mechanisms in the development of diagnostic test methods // IEEE Trans. on DEI. – 2008. – No. 5(5). – P. 754–760.
9. Kurihara T., Okamoto T., Kim M.H. Measurement of residual charge using pulse voltages for water tree degraded XLPE cables diagnosis // IEEE Trans. on DEI. – 2014. – No. 21(1). – P. 321–330.
10. Muhamad N.A., Sanniyati C.N., Arief Y.Z., Adzis Z. Water tree in polymeric cables: a review // Malaysian Journal of Fundamental and Applied Sciences. – 2016. – No. 12(1).
11. Tao W., Song S., Zhang Y., Hao W. Study on the electric-field characteristics of water tree region on the dry or wet condition in XLPE cables // High Voltage Engineering and Application. – 2016. – P. 1–4.
12. Saniyyati C.N., Arief Y.Z., Ahmad M.H., Piah M.A.M. Investigation on propensity difference of water tree occurrences in polymeric insulating materials // IEEE Intern. Conf. on Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO). – 2014. – P. 413–417.
13. Wang W., Tao W., Ma Z., Liu J. The mechanism of water tree growth in XLPE cables based on the finite element method // High Voltage Engineering and Application. – 2016. – P. 1–4.
14. Zhou K., Li K., Yang M., Huang M. Insight into the influence of mechanical orientation on water tree propagation according to abnormal water tree shapes (2016, July) // IEEE Intern. Conf. In Dielectrics (ICD). – 2016. – Vol. 2. – P. 836–839.

УДК 621.3.01:537.212

М.А. Щерба, канд. техн. наук

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

Особливості збурення електричного поля розгалуженим водним триінгом між мікрровключеннями в зшитій поліетиленовій ізоляції кабелів

Виконано математичне моделювання та аналіз процесів розвитку водного триінгу між водними мікрровключеннями в зшитій поліетиленовій (ЗПЕ) ізоляції кабелів надвисокої напруги і його вплив на збурення електричного поля в діелектрику. Розглядалися включення, об'єднані триінгом зі змінним поперечним перерізом, так званої конфігурації «нитка перлин». Проведено порівняльний аналіз неоднорідного розподілу електричного поля, напружених об'ємів, густини струмів і електромеханічних сил в ізоляції залежно від кількості провідних гілок триінгу. Визначено місця найбільших збурень поля, спричинених зазначеними мікрродефектами в діелектрику, які сприяють процесам деградації матеріалу і скорочують ресурс ЗПЕ. Бібл. 14, рис. 3.

Ключові слова: електричне поле, зшитий поліетилен, водні мікрровключення, водний триінг, математичне моделювання, електричний струм, напружений об'єм.

M.A. Shcherba

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

Features of electric field disturbances by branched water tree between micro-inclusions in XLPE insulation of cables

The mathematical modeling and analysis of a water tree development processes between water micro-inclusions in cross-linked polyethylene (XLPE) insulation of extra high voltage cables and its effect on the electric field disturbances in the dielectric were done. The inclusions, connected by tree with variable cross-section of the so-called "string of pearls" configuration were discovered. A comparative analysis of inhomogeneous distribution of electric field, stressed volumes, currents density and electromechanical forces in insulation depending on the number of conductive tree branches was performed. The areas of the greatest field disturbances, caused by those micro-defects in the dielectric, which contribute degradation processes and reduce a resource of XLPE material were determined. References 14, figures 3.

Key words: electric field, cross-linked polyethylene, water micro-inclusions, water tree, mathematical modeling, electrical current, stressed volume.

Надійшла 06.06.2017

Received 06.06.2017

УДК 681.128.82

УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ УРОВНЕМЕРЫ С КОРРЕКЦИЕЙ ТЕМПЕРАТУРНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ С НИЖНИМ РАСПОЛОЖЕНИЕМ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

А.М. Саволук, канд. техн. наук, **А.И. Новик**, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

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

e-mail: melnik@ied.org.ua

Рассмотрены вопросы коррекции температурной погрешности в ультразвуковых уровнемерах с использованием специальных конструкций датчиков, расположенных в нижней части резервуаров, а также показана возможность коррекции погрешностей от температурного изменения параметров сред по высоте резервуара. Библ. 10, рис. 3, таблица.

Ключевые слова: ультразвук, уровень, температура, погрешность.

При измерениях количества вещества в резервуарах ультразвуковым методом существенное влияние на результат измерений оказывают изменения физических параметров контролируемых сред, обусловленные, например, изменением температуры (как текущей, так и по высоте), давления внутри сосуда и др. Очевидно, что при большой высоте резервуара это может приводить к накоплению значительных погрешностей измерения уровня. Известные методы коррекции погрешностей, основанные на использовании дополнительных температурных датчиков, позволяют существенно уменьшить влияние указанных факторов [7, 9]. В настоящей статье рассмотрены другие возможные конструкции ультразвуковых датчиков для уровнемера высокой точности с коррекцией погрешности от вертикального градиента без использования температурных датчиков. Статья является продолжением ранее опубликованной работы [10].

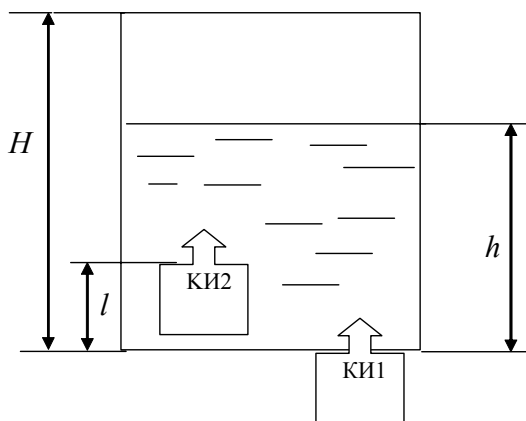


Рис. 1

На рис. 1 представлен новый вариант системы из двух датчиков. Конструкция их имеет два излучателя, расположенные не в верхней [10], а в нижней части резервуара, которые находятся на некотором фиксированном расстоянии друг от друга.

Зависимость скорости звука в жидкости V от температуры T определяется выражением [9]

$$V = V_0 (1 + \alpha_{\text{ж}} \Delta T), \quad (1)$$

где ΔT – отличие температуры воздуха от 0°C ; V_0 – скорость звука в нижней жидкой среде при нулевой температуре; $\alpha_{\text{ж}}$ – температурный коэффициент скорости звука в жидкости.

С учетом соотношения (1) для обоих датчи-

ков можно записать

$$2h = V t_1 = V_0 (1 + \alpha_{\text{ж}} \Delta T) t_1; \quad 2(h-l) = V t_2 = V_0 (1 + \alpha_{\text{ж}} \Delta T) t_2, \quad (2)$$

где t_1 и t_2 – времена следования импульса от излучателей КИ1, КИ2 и обратно; l – расстояние между излучателями; h – текущий уровень.

Из приведенных соотношений получим

$$h = \frac{lt_1}{t_1 - t_2}. \quad (3)$$

Вычисленный по формуле (3) уровень h не зависит от температуры T , поэтому в данном случае отпадает необходимость в использовании датчика температуры, а вычисления легко осуществляются с помощью микроконтроллера.

Далее, рассмотрим случай, когда в среде есть градиент скорости звука по вертикали. Если в нижней части резервуара скорость звука составляет V' , то на высоте z от дна бака она равна

$$V = V' + Gz,$$

где $G = \frac{\partial V}{\partial z}$ – градиент скорости по вертикали, вызванный изменением температуры по высоте. Для получения времени распространения ультразвукового излучения от нижней части бака до поверхности жидкости необходимо просуммировать элементарные времена прохождения каждого участка с учетом изменения скорости звука на каждом конкретном участке:

$$t = \sum \Delta t = \int dt = \int_0^h \frac{dz}{V' + Gz} = \frac{1}{G} \ln\left(1 + G \frac{h}{V'}\right). \quad (4)$$

Проведем оценку компенсации градиента, разложив в ряд и ограничившись двумя членами разложения. Для первого датчика

$$t_1 = \frac{1}{G} \left(G \frac{h}{V'} - G^2 \frac{h^2}{2V'^2} + \dots \right) \approx \frac{h}{V'} \left(1 - G \frac{h}{2V'} \right). \quad (5)$$

Соответствующее выражение получим и для второго датчика:

$$t_2 = \int_l^h \frac{dz}{V' + Gz} = \frac{1}{G} \ln\left(1 + G \frac{z}{V'}\right) \Big|_l^h \approx \frac{h}{V'} \left(1 - G \frac{h}{2V'} \right) - \frac{1}{G} \ln\left(1 + G \frac{l}{V'}\right) \approx \frac{(h-l)}{V'} \left(1 - G \frac{(h+l)}{2V'} \right). \quad (6)$$

Выразив $\frac{G}{2V'}$ из (5) и подставив его в последнее выражение, учитывая двойное расстояние (отраженный от поверхности звук будет обратно возвращаться к излучателям), будем иметь

$$t_2 = \frac{2(h-l)}{V'} \left(1 - \frac{(h+l)}{h} \left(1 - \frac{V' t_1}{2h} \right) \right). \quad (7)$$

После несложных преобразований равенство (7) может быть приведено к виду

$$\frac{V' t_2}{2} = (h-l) - \frac{h^2 - l^2}{h} \left(1 - \frac{V' t_1}{2h} \right).$$

Из выражения

$$h \left(\frac{V' t_2}{2} + l \right) - l^2 = \frac{V' t_1}{2h} (h^2 - l^2)$$

получим уравнение

$$h^2 [V' (t_2 - t_1) + 2l] - 2hl^2 + l^2 V' t_1 = 0. \quad (8)$$

Подставив значения коэффициентов $a = V' (t_2 - t_1) + 2l$; $b = -2l^2$; $c = l^2 V' t_1$ в формулу решения квадратного уравнения $h = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$, в упрощенном виде получим

$$h = \frac{l^2 \pm l \sqrt{l^2 - a V' t_1}}{a}. \quad (9)$$

Из соотношения (9) видно, что вычисляемый уровень не зависит от температур T верхней и нижней сред, а также в него не входят вертикальные температурные градиенты G скоростей звука в этих средах.

Далее, необходимо оценить эффективность компенсации погрешности от влияния вертикального градиента температуры по высоте резервуара (как уже указывалось, такая погрешность может возникать при высоте порядка десяти метров). Для решения вопроса об эффективности коррекции погрешности от градиента сравним погрешности для двух случаев: использования всего одного датчика (излучателя) и применения системы из двух датчиков. Из соотношения (5) для первого случая получим

$$h_{\text{изм1}} = h \left(1 - G \frac{h}{2V_{\text{ж}}} \right),$$

где $h_{\text{изм1}}$ – измеренное значение уровня; $V_{\text{ж}}$ – некоторое среднее значение скорости.

Подставив выражения (5) и (6) в соотношение (3), получим аналогичное соотношение для второго случая:

$$h_{\text{изм2}} = \frac{lt_1}{t_1 - t_2} = h \left(1 - \frac{G}{2V_{\text{ж}}} \frac{(h-l)}{\left(1 - \frac{Gl}{2V_{\text{ж}}} \right)} \right).$$

Эффективность компенсации погрешности от влияния вертикального градиента скорости имеет вид

$$\mathcal{E} = (h_{\text{изм1}} - h) / (h_{\text{изм2}} - h) = \frac{h(2V_{\text{ж}} - Gl)}{2(h-l)V_{\text{ж}}} \approx \frac{h}{h-l}.$$

Расчеты эффективности компенсации, произведенные согласно полученному последнему соотношению при $V_{\text{ж}} = 1497$ м/с (25 °С, вода); $l = 0,1 \dots 0,4$ м.; $h = 0 \dots 6$ м.; $G = 0,01$ с⁻¹, приведены в таблице. Из расчетов видно, что эффективность компенсации погрешности \mathcal{E} от влияния градиента скорости возрастает к началу диапазона измерений уровня, а к концу диапазона остается незначительной; она также увеличивается с увеличением расстояния l между датчиками.

	$h=0,11$ м	$h=0,12$ м	$h=0,15$ м	$h=0,2$ м	$h=0,3$ м	$h=0,5$ м	$h=0,9$ м	$h=2,0$ м	$h=4,0$ м	$h=6,0$ м
$l=0,1$ м	11	6	3	2	1,5	1,25	1,13	1,053	1,03	1,02
$l=0,2$ м					3	1,66	1,3	1,1	1,052	1,035
$l=0,4$ м						5	1,8	1,25	1,11	1,071

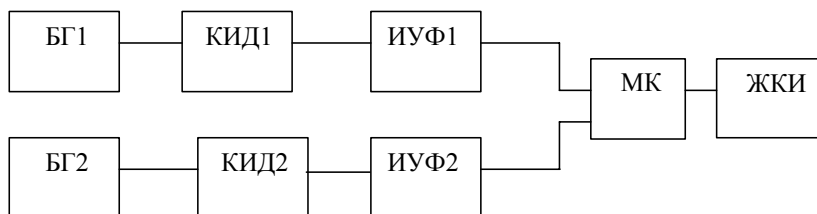


Рис. 2

Особенностью данной конструкции датчиков является также использование различных частот генераторов для возбуждения излучателей. Это показано на структурной схеме рис. 2. Используются два блока генераторов БГ1 и БГ2, связанных с кварцевыми излучателями и датчиками КИД1, КИД2.

Поскольку питающие частоты датчиков различны, то используются два избирательных усилителя с формирователями ИУФ1 и ИУФ2. Серийно выпускаются кварцевые излучатели на 33 и 40 кГц. Разделение частот принципиально необходимо, поскольку внутри в замкнутом пространстве в резервуаре с жидкостью возможны различные отражения. Сигналы с выхода формирователей подаются на микроконтроллер, где производятся вычисления уровня и вывод сигнала на жидкокристаллический индикатор ЗКИ.

В дополнение необходимо отметить, что рассмотренные в этой статье и в [10] методы построения ультразвуковых измерителей уровня (УЗУ) позволяют создавать приборы для измерения уровней двухслойных сред (рис. 3).

Соотношения для вычисления уровней для такого случая имеют вид

$$h_1 = 0,5V' / (1 + \alpha_{\text{ж}} \Delta T) t_1; \quad h_2 = 0,5V' / (1 + \alpha_{\text{г}} \Delta T) t_2,$$

где $\alpha_{\text{г}}$ – температурный коэффициент скорости звука в газовой среде.

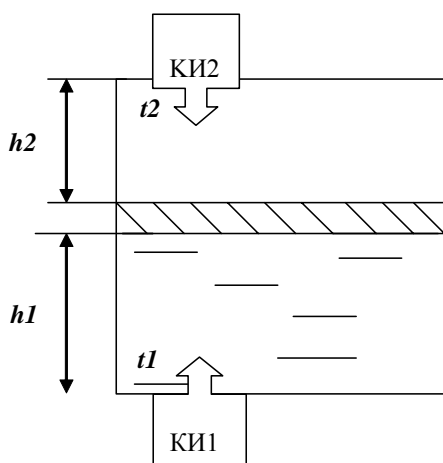


Рис. 3

Выводы. 1. Использование в УЗУ двух пьезоэлектрических преобразователей (датчиков) позволяет корректировать температурные погрешности измерения уровня без применения датчиков температуры и без введения температурных поправок. Результат измерения уровня принципиально не будет зависеть от параметров верхней среды, так как она не «участвует» в процессе измерения.

2. Расчеты показали, что использование разработанной конструкции датчиков в составе ультразвукового измерителя уровня позволяет также уменьшить погрешность от влияния вертикального градиента скорости звука (при его наличии, когда высота резервуара более десяти метров). Особенно перспективными представляются УЗУ с расположением двух датчиков по одну сторону

от поверхности уровня (либо оба сверху, либо оба снизу) со смещением по вертикали на фиксированную высоту.

1. Бражников Н.И. Ультразвуковые методы. – М. – Л.: Энергия, 1965. – 248 с.
2. Бриндли К. Измерительные преобразователи: Справочное пособие / Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 144 с.
3. Бабинов О.И. Контроль уровня с помощью ультразвука. – Л.: Энергия, 1971. – 79 с.
4. Бобровников Г.Н., Катков А.Г. Методы измерения уровня. – М.: Машиностроение, 1977. – 168 с.
5. Ершов М.Н. Методы измерения уровня жидких продуктов: теория и практика // Изв. Тульского гос. ун-та. Технические науки. Вып. №4-1/2010. – С. 9–14.
6. Кошкин Н.И., Ширкевич М.Г. Справочник по элементарной физике: Под ред. Д.И. Сахарова. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит-ры, 1960. – С. 82–84.
7. Карандеев К.Б., Гриневич Ф.Б., Новик А.И. Емкостные самокомпенсированные уровнемеры. – М. – Л.: Энергия, 1966. – 135 с.
8. Гриневич Ф.Б., Монастырский З.Я., Саволук А.М. Коррекция погрешности от вертикального градиента диэлектрической проницаемости среды в емкостных самокомпенсированных уровнемерах // Техн. электродинамика. – 1990. – № 5. – С. 93–99.
9. Вильнина А.В., Вильнин А.Д., Ефремов Е.В. Современные методы и средства измерения уровня в химической промышленности. – Томск: Изд-во Томского политехн. ун-та. – 2011. – 84 с.
10. Саволук А.М., Новик А.И. Ультразвуковые уровнемеры с коррекцией температурных погрешностей // Пр. ІЕД НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2017. – Вип. 46. – С. 134–140.

УДК 681.128.82

О.М. Саволук, канд. техн. наук, **А.І. Новік**, докт. техн. наук

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

Ультразвукові рівнеміри з корекцією температурних похибок з нижнім розміщенням випромінювачів

Розглянуто питання корекції температурної похибки в ультразвукових рівнемірах з використанням спеціальних конструкцій датчиків, розміщених у нижній частині резервуарів, а також показано можливість корекції похибок від температурної зміни параметрів середовища за висотою резервуара. Бібл. 10, рис. 3, таблиця.

Ключові слова: ультразвук, рівень, температура, похибка.

O.M. Savolyuk, A.I. Novik

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

Ultrasonic level gauges with temperature error correction and with lower emitters

This article deals with the temperature error correction in ultrasonic level gauges using special sensor designs located in the lower part of the tanks. It is shown that there is a possibility of temperature error correction depending on temperature variation of the environment throughout the tank height. References 10, figures 3, table.

Key words: transient, discharge current, capacitor capacitance, rate of current rise.

Надійшла 15.07.2016

Received 15.07.2016