ISSN 1727-9895

Праці
Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

Випуск
51

Київ
2018

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

ПРАЦІ

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

Виходить тричі на рік

Засновано у 1999 році

Випуск
51

Київ
2018

Збірник наукових праць

ПРАЦІ ІНСТИТУТУ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ

Редакційна колегія*: **Editorial board*:**

Антонов О.Є.	**головний редактор, докт. техн. наук**	**O.E. Antonov**	**Editor-In-Chief, Doctor of engineering sciences**
Кириленко О.В.	академік НАН України	O.V. Kyrylenko	Academician of the NAS of Ukraine
Стогній Б.С.	академік НАН України	B.S. Stognii	Academician of the NAS of Ukraine
Шидловський А.К.	академік НАН України	A.K. Shydlovskyi	Academician of the NAS of Ukraine
Волков І.В.	член-кор. НАН України	I.V. Volkov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
Жаркін А.Ф.	член-кор. НАН України	A.F. Zharkin	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
Кондратенко І.П.	член-кор. НАН України	I.P. Kondratenko	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
Кузнецов В.Г.	член-кор. НАН України	V.G. Kuznetsov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
Михальський В.М.	член-кор. НАН України	V.M. Myhalskyi	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
Шидловська Н.А.	член-кор. НАН України	N.A. Shydlovska	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
Щерба А.А.	член-кор. НАН України	A.A. Shcherba	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
Авраменко В.М.	докт. техн. наук	V.M. Avramenko	Doctor of engineering sciences
Буткевич О.Ф.	докт. техн. наук	O.F. Butkevych	Doctor of engineering sciences
Васецький Ю.М.	докт. техн. наук	Yu.M. Vasetskyi	Doctor of engineering sciences
Кенсицький О.Г.	докт. техн. наук	O.G. Kensytskyi	Doctor of engineering sciences
Липківський К.О.	докт. техн. наук	K.O. Lypkivskyi	Doctor of engineering sciences
Мислович М.В.	докт. техн. наук	M.V. Myslovych	Doctor of engineering sciences
Новік А.І.	докт. техн. наук	A.I. Novik	Doctor of engineering sciences
Пєтухов І.С.	докт. техн. наук	I.C. Petuhov	Doctor of engineering sciences

*Члени редакційної колегії працюють у Інституті електродинаміки НАН України, Київ
Editorial board members work in the Institute of electrodynamics of the NAS of Ukraine, Kyiv

International editorial board:
V.F. Reztsov, Corresponding member of the NAS of Ukraine, Institute of Renewable Energy of the NAS of Ukraine, Kyiv
V.Yu. Rozov, Corresponding member of the NAS of Ukraine, the Science and Technology Center of Magnetism of Technical Objects, Kharkiv
V.S. Maliar, Doctor of engineering sciences, Lviv Polytechnic National University, Lviv
V.V. Rymsha, Doctor of engineering sciences, National Polytechnic University, Odessa
Bendahmane Boukhalfa, Doctor of Engineering Sciencies, University of Béjaïa, Algeria
M. Pavlik, Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland
Yu.R. Plotkin, Doctor of Engineering Sciences, Berlin School of Economics and Law

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

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

У збірнику здійснюються експертне рецензування та наукове редагування статей.

Друкується за постановою вченої ради
Інституту електродинаміки Національної академії наук України.
Протокол № 10 від 18 жовтня 2018 року.

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.
Засновник та видавець: Інститут електродинаміки НАН України
Україна, 03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56

Адреса редакції:
03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56, Інститут електродинаміки НАН України.
Тел. (044) 366-26-56 **E-mail:** mlyv@ied.org.ua; takied@meta.ua; **Адреса сайта:** http://ied.org.ua

ISSN 1727-9895

© Інститут електродинаміки НАН України, 2018

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

Праці
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України

Випуск 51 **2018 р.**

ЗМІСТ

ЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА КОМПЛЕКСИ

Буткевич О.Ф., Парус Є.В. Оперативний аналіз післяаварійного стану розподільних електричних мереж засобами інтелектуальної системи 5

Паньків В.І., Танкевич Є.М. Спектральні характеристики первинних вимірювальних каналів струму високовольтних електричних підстанцій 13

Денисюк С.П., Горенко Д.С. Оцінка обмінної потужності в трифазних локальних системах електропостачання з врахуванням нормованих показників якості електроенергії 20

Кузнецов М.П., Мельник О.А. Оптимальна побудова електроенергетичного комплексу на основі відновлюваних джерел енергії 28

Бялобржеський О.В. Активна, реактивна потужності як компоненти миттєвої потужності кола з періодичними струмом та напругою 33

Buslavets O. A., Martyniuk O.V., Savchenko O.A., Miroshnyk O.O., Diubko S.V. The concept of line automation system as a component of smart networks of the future 40

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

Кенсицький О.Г., Крамарський В.А., Кобзар К.О., Хвалін Д.І. Дослідження розподілу електромагнітного поля та температури в торцевій зоні осердя статора турбогенератора 47

Антонов А.Е., Акинин К.П., Киреев В.Г., Филоменко А.А. Компенсация реактивных моментов в электроприводе возвратно-вращательного движения 54

Липківський К.О., Можаровський А.Г. Особливості комплексування секцій обвитки трансформуючого елемента трансформаторно-ключової виконавчої структури перетворювача змінної напруги 60

Ращепкин А.П. Импульсные электродинамические силы в многовитковом торцевом цилиндрическом индукторе 64

Островерхов М.Я., Бурик М.П. Алгоритми керування електромеханічними системами в умовах параметричних та координатних збурень 70

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Зозулев В.И., Бондаренко А.Ф., Юрчишин В.Я. Комбинированные управляемые выпрямители однофазного электропитания 75

Яськів В.І., Яськів А.В. Організація паралельної роботи імпульсних стабілізаторів постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів 81

Плахтій О.А., Нерубацький В.П., Сушко Д.Л., Кавун В.Е. Зниження динамічних втрат в активному однофазному чотириквадрантному перетворювачі з покращеним алгоритмом гістерезисної модуляції 88

Городній О.М. Особливості керування електронними ключами в квазірезонансних імпульсних перетворювачах 94

Панов А.В., Паньків В.І., Сопель М.Ф., Танкевич Є.М. Вдосконалення моніторингу технічного стану механічних елементів високовольтних вимикачів 99

Korotyeyev I.Ye., Klytta M. Transient analysis in PWM inverter based on two dimensional Laplace transform 110

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

Волков И.В., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Электромагнитные, тепловые и гидродинамические процессы при индукционном нагреве выходного канала стекловаренной печи 113

Бєлоха Г.С., Морозов Д.І. Дослідження резонансного інвертора для індукційного нагрівання з стабілізацією потужності навантаження 120

Городжа А.Д., Городжа К.А., Трощинский Б.О., Погребный О.А. Расчет параметров импульсного электродинамического излучателя упругих волн 125

№ 51 Pratsi Instytutu Electrodynamiky NAN Ukrainy 2018

CONTENTS

ENERGY SYSTEMS AND COMPLEXES

Butkevych O.F., Parus Y.V. Operational analysis of the postemergency state of distribution electric networks by means of an intelligent system 5

Pankiv V.I., Tankevych E.M. Spectral analysis of the primary measuring channels of high-voltage power system substations 13

Denysyuk S.P., Horenko D.S. Evaluation of exchange capacity in three-phase local electrical supply systems with registration of novemiroval indicators of electricity quality 20

Kuznietsov M.P., Melnyk O.A. Optimal arrangement of the electric power complex on the basis of renewable energy 28

Bialobrzheskyi O.V. Active, reactive power as components of the instantaneous power a circuit with periodic current and voltage 33

Buslavets O. A., Martyniuk O.V., Savchenko O.A., Miroshnyk O.O., Diubko S.V. The concept of line automation system as a component of smart networks of the future 40

ELECTRICAL MACHINES AND APPARATUS

Kensytskiy O.G., Kramarskiy V.A., Kobzar K.O., Hvalin D.I. Study of distribution the electromagnetic field and temperature in a stator core end zone of turbogenerator 47

Antonov O., Akynin K., Kyreyev V., Filomenko A. Compensation of the reactive torque in electric drive of a return-rotary motion 54

Lypkivskyi K.O., Mozharovskyi A.G. Features of the integration of sections of the turns of the transforming element of the transformer-and-switches executive structure of the ac voltage converter 60

Rashchepkin A.P. Pulsed electrodynamic forces in a multi-current forever cylindrical inductor 64

Ostroverkhov M.J., Buryk M.P. Control algorithms of electromechanical systems in the conditions of parametric and coordinate perturbations 70

SEMICONDUCTOR CONVERTERS

Zozulov V., Bondarenko O., Yurchyshyn V. Combined controlled rectifiers of single-phase power supply 75

Yaskiv V.I., Yaskiv A.V. Organization of parallel operation of pulse dc voltage regulators based on high-frequency magnetic amplifiers 81

Plakhtiy O.A., Nerubatskiy V.P., Sushko D.L., Kavun V.E. Reduction of dynamic losses in the active one-phase four-quadrant converter with the improved algorithm of hysteresis modulation 88

Gorodniy O.M. Features of controlling electronic switches in quasi-resonant pulse converters 94

Panov A.V., Pankiv V.I., Sopel M.F., Tankevych E.M. Monitoring improvement of technical condition of high-voltage circuit breaker mechanical elements 99

Korotyeyev I.Ye., Klytta M. Transient analysis in PWM inverter based on two dimensional Laplace transform 110

TECHNOLOGICAL ELECTRICAL EQUIPMENT

Volkov I.V., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. Electromagnetic, thermal and hydrodynamic processes at induction heating of output channel of glass melting furnace 113

Bielokha H.S., Morozov D.I. Investigation of the resonant inverter for induction heating with stabilization of the load power 120

Horodzha A.D., Horodzha K.A., Troshchynskyi B.O., Pogrebnyi O.A. Calculation of parameters of a pulse electrodynamic oscillator to excite of elastic waves 125

Відповідальний секретар Н.В. Новік
Редактор Ю.В. Морозова-Леонова

Підписано до друку 31.10.2018. Формат 60×84/8. Папір офс. Офс. друк. Ум.друк. арк. 13. Наклад 100 прим. Зам. 64.

Відділ оперативної поліграфії Інституту електродинаміки НАН України
03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56

ЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА КОМПЛЕКСИ

УДК 621.311

ОПЕРАТИВНИЙ АНАЛІЗ ПІСЛЯАВАРІЙНОГО СТАНУ РОЗПОДІЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖ ЗАСОБАМИ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ СИСТЕМИ

О.Ф. Буткевич[1,2], докт. техн. наук, **Є.В. Парус**[1], канд. техн. наук
1 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, м. Київ, 03057, Україна,
e-mail: butkevych@ied.org.ua
2 – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна
Викладено особливості реалізованого в інтелектуальній системі підходу до розв'язання задачі оперативного аналізу післяаварійного стану розподільних електричних мереж для підтримки рішень диспетчера з відновлення електропостачання. Для розв'язання задачі використовуються телесигнали, що свідчать про спрацьовування вимикачів та засобів релейного захисту і автоматики. Бібл. 4, рис. 4.
Ключові слова: розподільна електрична мережа, аналіз післяаварійного стану, підтримка рішень диспетчера, інтелектуальна система.

Вступ. На поточному етапі інформатизації розподільних електричних мереж (ЕМ) України напругою 110 кВ і нижче практичне виконання багатьох завдань, що забезпечують реалізацію функцій оперативно-диспетчерського керування, здійснюється в умовах неповноти оперативної інформації. Це впливає на оперативність виконання завдань і відповідно на ефективність диспетчерського керування в цілому. Задача оперативного аналізу післяаварійного стану (ПАС) таких ЕМ належить до основних задач диспетчерського керування ЕМ, від результатів розв'язання якої з прийняттям правильних рішень черговим диспетчером (ЧД) ЕМ залежатиме час усунення пошкоджень, що відповідно впливатиме на обсяги недовідпуску електроенергії та матеріальні збитки, обумовлені аварійним знеструмленням споживачів, не кажучи вже про додаткові транспортні витрати (насамперед пального) оперативно-виїзних бригад, обумовлені пошуком місця аварійного пошкодження, «незручності» в соціальній сфері та ін. Певне уявлення про характерні «середньостатистичні» обсяги недовідпуску електроенергії споживачам внаслідок їх аварійних знеструмлень можуть дати, наприклад, дані за перші 7 місяців 2017 року, коли сумарний недовідпуск електроенергії склав 197,3 МВт·год.

Виникненню ПАС ЕМ передує спрацьовування (як і відмови) пристроїв релейного захисту (РЗ) та автоматики (РЗ теж є одним із видів автоматики електроенергетичних систем), вимикачів, сигналізації, можливі випадки хибного спрацьовування РЗ та відмов окремих засобів прийому-передавання інформації (ЗППІ). Умови аналізу ПАС розподільних ЕМ рівня обленерго, на відміну від системотвірних мереж електроенергетичних систем, характеризуються неповнотою оперативної інформації. Беручи до уваги потребу оперативності зазначеного аналізу, результати якого є основою для прийняття рішень ЧД ЕМ, доцільно використовувати спеціалізовану інтелектуальну систему (ІС) для розв'язання задачі оперативного аналізу ПАС ЕМ з метою підтримки прийняття рішень ЧД ЕМ. Внаслідок розв'язання ІС цієї задачі диспетчер матиме інформацію про пошкоджені елементи ЕМ та перебіг аварійних подій, відмови спрацьовування РЗ, вимикачів, ЗППІ, хибно спрацювавші РЗ.

Мета статті – викласти основні особливості реалізованого в розробленому прототипі ІС підходу до розв'язання задачі оперативного аналізу ПАС ЕМ рівня обленерго для підтримки рішень чергового диспетчера ЕМ з відновлення електропостачання.

© Буткевич О.Ф., Парус Є.В., 2018

Якісний склад оперативної інформації, яку одержує ЧД ЕМ. Розглянемо стан справ із забезпеченням оперативною інформацією диспетчерського персоналу ЕМ рівня обленерго на прикладі ЕМ приватного акціонерного товариства (ПрАТ) «Київобленерго», зокрема ЕМ Бориспільського районного підрозділу (РП). Оперативна інформація передається на пункт диспетчерського керування (ПДК) засобами телемеханіки з електричних підстанцій (ПС) у вигляді телесигналів (ТС) та телевимірів. Певне уявлення щодо структурних особливостей окремих ПС зазначених ЕМ дає рис. 1, де показано однолінійну схему електричних з'єднань ПС «Бориспіль» 110/35/10 кВ.

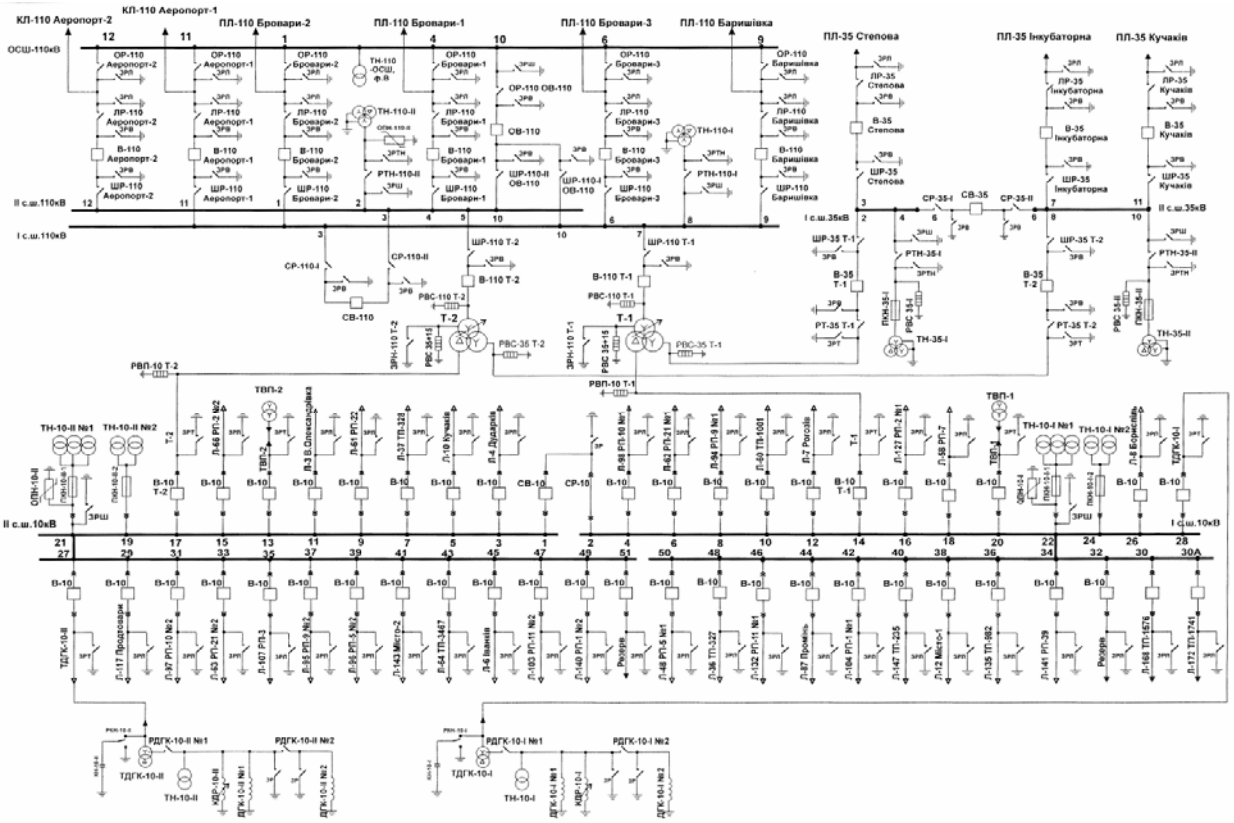


Рис. 1

Засоби телемеханіки та оперативно-інформаційного комплексу (ОІК) «СКАТ», що знаходяться в експлуатації в ЕМ ПрАТ «Київобленерго», надають ЧД Бориспільського РП оперативну інформацію з усіх ПС зазначеного РП. Зокрема на ПДК РП надходять і відображаються на моніторі ОІК узагальнюючі ТС (свідчать про сам факт виникнення аварії), ТС про положення вимикачів, ТС аварійно-попереджувальної сигналізації (до неї належить також сигналізація про спрацьовування газового захисту трансформаторів, переобтяження та перегрівання трансформаторів, появу «землі» на шинах) та сигналізації ручного вводу (також передбачено надходження на ПДК РП ТС, що не мають безпосереднього відношення до аварії). Телевиміри параметрів режиму ЕМ (значення напруги на шинах ПС, струмів електричних приєднань, потоків активної потужності триобмотковими 110/35/10 кВ трансформаторами) також видаються на монітор ОІК ЧД РП. Команди «запиту інформації» та команди телекерування ЧД РП здійснює зі свого автоматизованого робочого місця. Слід зазначити, що ТС, які стосуються стану вимикачів у комірках 10 кВ, надходять на монітор ОІК ЧД РП, проте не надходять на монітор ОІК ЧД ЕМ (як і сигнали щодо появи «землі» на системах шин, перегрівання чи переобтяження трансформаторів, наявності несправностей). Але якщо відсутність зазначеної інформації на ПДК ЕМ ще можна пояснити тим, що інформаційне забезпечення ЧД РП ЕМ та ЧД ЕМ реалізовано згідно з принципом *ієрархії диспетчерського керування*, то відсутність у ЧД (як РП ЕМ, так і ЕМ) інформації (у вигляді відповідних ТС) щодо спрацьовувань РЗ та автоматики пояснити складно, адже така інформація є важливою в аспе-

кті аналізу ПАС ЕМ. Можливі пояснення такого стану справ недостатньою інформаційною ємністю чи погіршенням надійності засобів телемеханіки внаслідок «заведення» зазначених сигналів від РЗ та автоматики не є переконливими і скоріше можуть свідчити про відсутність у працівників, які займаються питаннями інформатизації ЕМ, необхідних підстав для надання ЧД ЕМ інформації про спрацьовування РЗ та автоматики, адже на автоматизованому робочому місці ЧД ЕМ наразі відсутні програмні засоби, які б використовували таку інформацію під час розв'язання оперативних задач диспетчерського керування, а ефективність використання такої інформації ЧД «в ручному режимі» (без застосування спеціалізованих засобів) видається сумнівною. Певну уяву про РЗ та автоматику, що використовуються в ЕМ ПрАТ «Київобленерго», може надати рис. 2, де показано склад та характеристики РЗ та автоматики на шинах 110 кВ ПС «Бориспіль» 110/35/10 кВ (використані абревіатури та позначення пристроїв на рис. 2 є усталеними і добре відомими фахівцям, тому відповідних пояснень не потребують).

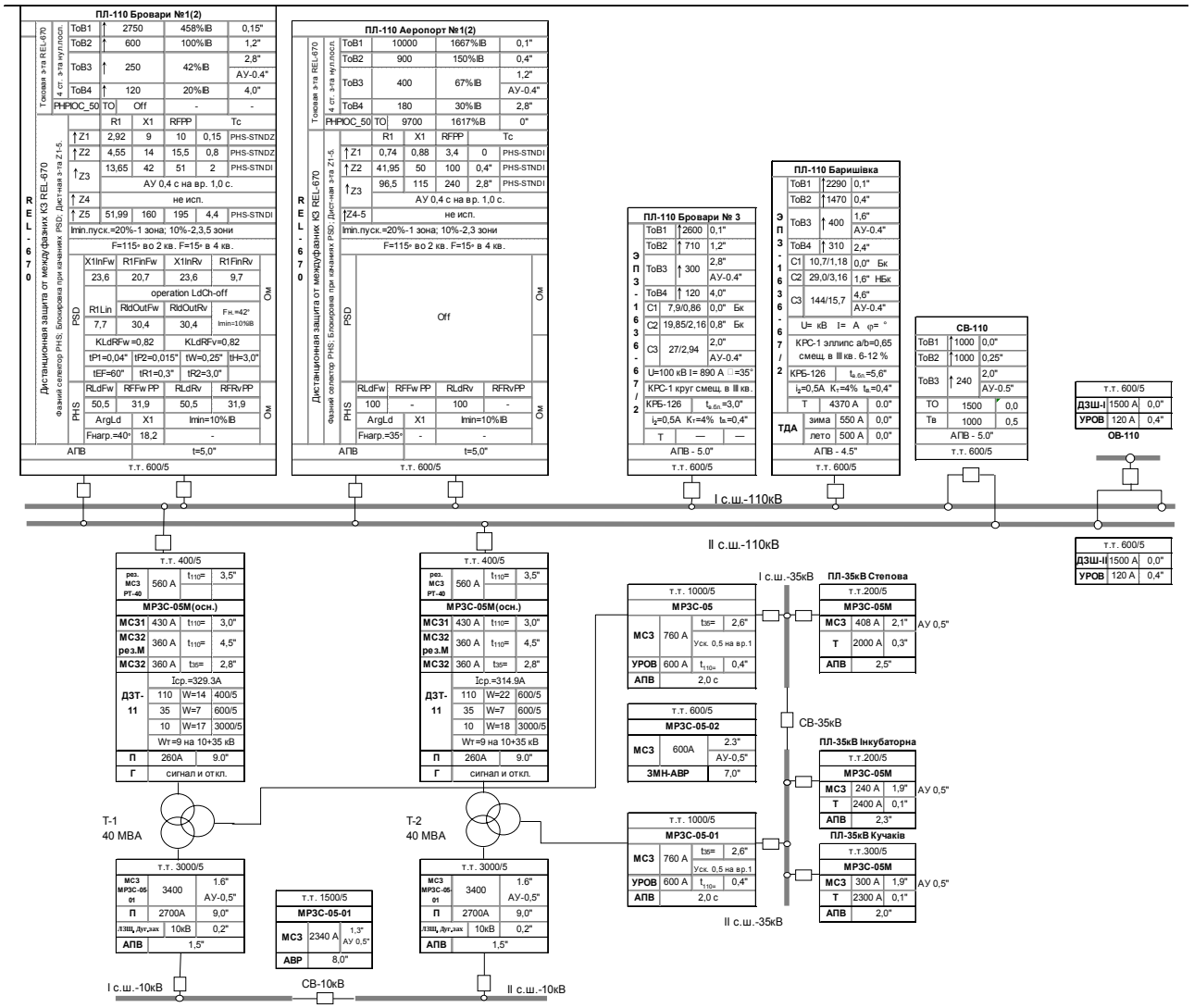


Рис. 2

З подальшою інформатизацією ЕЕС України та ЕМ зокрема і переходом до цифрових ПС на ПДК ЕМ (в комп'ютер на автоматизованому робочому місці ЧД ЕМ) надходитимуть більші обсяги інформації, необхідної для оперативного аналізу ПАС ЕМ, зокрема і дані щодо спрацьовувань РЗ та автоматики. І хоча аварії в ЕМ виникатимуть і до, і після завершення переходу ЕМ України до цифрових ПС, і кожного разу перед ЧД ЕМ поставатиме задача оперативного аналізу ПАС ЕМ, але можливості оперативного її розв'язання до і після завершення зазначеного переходу ПС будуть різними. Однак розв'язання зазначеної задачі можна

забезпечити на базі використання наявних в ЕМ технічних засобів (не чекаючи завершення переходу до цифрових ПС), якщо організувати додатково надходження на ПДК ЕМ оперативної інформації про спрацьовування РЗ та автоматики. Тому далі будемо виходити з того, що на ПДК ЕМ надходитиме оперативна інформація (у вигляді ТС) про спрацьовування РЗ, автоматики та вимикачів (останні позначатимемо КА – від *комутаційний апарат*). Однак інформація про перебіг аварії не завжди у повному обсязі надходитиме на ПДК ЕМ: можуть бути відмови як окремих РЗ, так і окремих КА, і інформація щодо таких відмов, зрозуміло, не надходитиме на ПДК ЕМ. Можливі також відмови окремих засобів прийому-передачі інформації (ЗППІ), внаслідок чого інформація про спрацьовування відповідних РЗ, автоматики, КА, «заведена» до таких ЗППІ, теж не надходитиме на ПДК ЕМ. Крім того, можуть бути випадки хибного спрацьовування РЗ (з відповідним спрацьовуванням або відмовами КА), а також випадки одночасного (в циклі надходження телеінформації на ПДК ЕМ) виникнення декількох (принаймні, більше одного) аварійних пошкоджень в ЕМ.

Постановка задачі аналізу ПАС ЕМ. Оцінювання стану об'єкта керування – обов'язкова складова процесу керування, що реалізується як у системах автоматичного, зокрема протиаварійного, так і автоматизованого, зокрема оперативно-диспетчерського, керування [1]. Результати зазначеного оцінювання залежать від постановок задач оцінювання, що враховують можливості як одержання, так і оброблення протягом відведеного часу відповідних об’ємів інформації. Склад та об’єми оперативної інформації ЕМ рівня обленерго, що надходять на ПДК ЕМ, є недостатніми для розв’язання задачі оцінювання стану ЕМ у традиційній її постановці [2], тому і можливості розв’язання задачі оперативного аналізу ПАС ЕМ в «системі координат» параметрів режиму ЕМ наразі залишаються досить примарними. Враховуючи реальну можливість одержання на ПДК ЕМ оперативної інформації у вигляді ТС про спрацьовування РЗ та автоматики, пошук розв’язку задачі аналізу ПАС ЕМ виконуватиметься у просторі станів РЗ, КА, автоматики (повторного ввімкнення – АПВ та введення резерву – АВР), пристроїв резервування відмови вимикачів ПРВВ (застосування ПРВВ у кожному конкретному випадку потребує спеціального обґрунтування) для виявлення елементів ЕМ, безпосередньо пов’язаних з виникненням аварійних подій (далі такі елементи умовно називатимемо *пошкодженими*). *Розв’язання задачі аналізу ПАС ЕМ у такій постановці передбачає виявлення пошкоджених елементів ЕМ з інтерпретацією послідовності подій (в «координатах» стану РЗ, автоматики, КА)), що призвели до ПАС ЕМ.*

У загальному випадку умови, за яких відбувається пошук розв’язку задачі, – це умови неповноти інформації, що виникають внаслідок відмов ЗППІ та «втрати» відповідних ТС, а хибні спрацьовування РЗ призводять до появи ТС, які стають «завадами» і ускладнюють виявлення дійсно пошкоджених елементів ЕМ та інтерпретацію перебігу аварійного процесу.

Основні положення реалізованого в ІС підходу до розв’язання задачі оперативного аналізу ПАС ЕМ. Інтелектуальна система оперативного аналізу ПАС ЕМ для підтримки рішень ЧД ЕМ є проблемно-орієнтованою системою. В основу функціонування ІС покладено логіко-структурний підхід до аналізу ПАС ЕМ, частково описаний в [3,4]. Подальший його розвиток та практична реалізація у вигляді ІС відбувався у напрямі надання створеним інформаційним структурам певної універсальності (в аспекті можливості відтворення в таких структурах усіх відношень між елементами ЕМ, між елементами ЕМ та пристроями захисту і автоматики, між самими пристроями захисту та автоматики) з метою урахування функціональних особливостей РЗ та автоматики, зокрема реалізованих в сучасних мікропроцесорних пристроях інофірм-виробників, та забезпечення ефективного керованого пошуку розв’язку задачі оперативного аналізу ПАС ЕМ у просторі станів РЗ, автоматики та КА. Зазначимо **основні положення та особливості реалізованого в ІС підходу до пошуку розв’язку задачі**.

1. Виходячи з того, що РЗ налаштовані правильно (апріорі та під час аналізу ПАС ЕМ перевірити це неможливо), кожному РЗ ставиться у відповідність *зона захисту*, утворювана елементами ЕМ. Для РЗ, що мають певну кількість ступенів захисту (наприклад, у наявних в ЕМ ПрАТ «Київобленерго» пристроях REL670 передбачено п’ять ступенів дистанційних захистів), ставиться у відповідність така ж кількість *зон захисту*.

(Зазначене положення обумовлено тим, що усі РЗ мають *селективно* і *чутливо* реагувати на аварійні збурення режиму, забезпечуючи відокремлення пошкоджених елементів від ЕМ, а АПВ та АВР – забезпечувати безперебійність електропостачання. Спрацьовування РЗ відповідно до зазначених вимог *селективності* та *чутливості* належить до чинників, що впливають на ефективність аналізу ПАС ЕМ).

2. Місце пошкодження в ЕМ визначається з точністю до елемента ЕМ. Якщо таким елементом є ПЛ, то залежно від ступеня захисту РЗ, що спрацював, місце пошкодження може визначатися у кращому разі з точністю до частини (приблизно, половини) ПЛ (якщо виходити із того, що налаштування РЗ відповідають «канонічним» вимогам).

3. Поява аварійного ТС про спрацьовування РЗ чи КА обумовлюється пошкодженням одного із елементів ЕМ, що знаходиться в зоні захисту такого РЗ, або ж є наслідком хибного спрацьовування РЗ.

4. Після надходження на ПДК ЕМ аварійних ТС нових аварійних збурень режиму не виникає і нові аварійні ТС не надходять.

5. Додатково використовується поділ РЗ на ті, що захищають системи шин, та ті, що використовуються для захисту ліній – РЗЛ (у разі використання РЗЛ шини «дальнього кінця» приєднання ПЛ теж входитимуть до відповідної зони захисту).

6. Якщо РЗЛ складається із двох напівкомплектів, які встановлюють з обох кінців ПЛ, то кожен із них враховується як незалежний РЗ.

7. Наявність ТС щодо спрацьовування автоматики (АПВ, АВР) та/чи ПРВВ полегшує виявлення пошкоджених елементів ЕМ, оскільки така інформація дає змогу зменшити «коло пошуку».

8. Задача оперативного аналізу ПАС ЕМ подається у вигляді двох основних підзадач:

1) *генерування гіпотез* щодо *пошкоджених* елементів ЕМ;

2) *верифікації* генерованих *гіпотез*.

Необхідною умовою для генерування гіпотез є надходження на ПДК ЕМ аварійних ТС. Тут, очевидно, потрібно дати пояснення.

Для розв’язання багатьох задач в ІС (насамперед у тих, де використано системи продукцій) застосовують стратегії пошуку розв’язку, відомі як *пошук на основі даних* та *пошук від цілі*, які також відомі як *прямий* та *зворотний ланцюжки міркувань*: використовуючи дані, здійснюють пошук розв’язку, тобто «прямують» від даних до цілі, а за іншою стратегією – вважаючи, що ціль відома, здійснюють пошук даних, які відповідають цілі, а точніше здійснюють пошук *інтерпретації* даних, яка відповідає цілі. У реалізованому в ІС підході використано як *прямий*, так і *зворотний ланцюжки міркувань*. Спочатку реалізується *прямий ланцюжок міркувань:* на підставі одержаних аварійних ТС визначаються гіпотетичні цілі – генеруються гіпотези щодо гіпотетично пошкоджених елементів ЕМ (запропонований в [4] метод генерування гіпотез модифіковано для можливості урахування РЗ, що мають декілька ступенів захисту), а потім, вже маючи певну множину цілей (гіпотетично пошкоджених елементів ЕМ), реалізується *зворотний ланцюжок міркувань*: виконується верифікація кожної гіпотези – здійснюється пошук *інтерпретації* наявних даних (ТС), яка відповідає гіпотетичній цілі.

В аспекті теорії ймовірностей гіпотези є несумісними і мають утворювати повну групу. У нашому випадку генеровані гіпотези стосуються різних цілей (гіпотетично пошкоджених елементів ЕМ) і можуть бути сумісними, якщо для таких гіпотез знайдено інтерпретації одержаних на ПДК ЕМ ТС, що не суперечать одна одній (випадок, коли ПАС ЕМ характеризується двома чи більшою кількістю аварійно пошкоджених елементів). Слід зазначити, що серед генерованих гіпотез можуть бути такі (назвемо їх *конкуруючими*), що внаслідок неповноти інформації жодну із них не може бути спростовано, а знайдені інтерпретації ТС для таких гіпотез є «неповними» (у тому сенсі, що інтерпретація ТС не забезпечує виконання умови повної локалізації гіпотетично пошкоджених елементів ЕМ).

Проілюструємо зазначене вище у такий спосіб. Якщо множину реальних ТС, що надійшли на ПДК ЕМ, позначити B і згідно із конкретною генерованою гіпотезою моделювати аварійний перебіг подій (реалізувати *зворотний ланцюжок міркувань* згідно з гіпотезою), то одержимо відповідну множину дискретних сигналів (її позначимо H), що свідчать про

«спрацьовування» (під час моделювання) певних РЗ, автоматики, КА. Відношення, що можуть мати місце між множинами *В* та *Н*, подамо у вигляді діаграм Венна, звівши усі можливі випадки до чотирьох, показаних на рис. 3 *а-г* (множини *В* та *Н* показано без виділення підмножин елементів, які свідчать про спрацьовування РЗ, автоматики та КА, оскільки це не впливає на трактування наведених випадків).

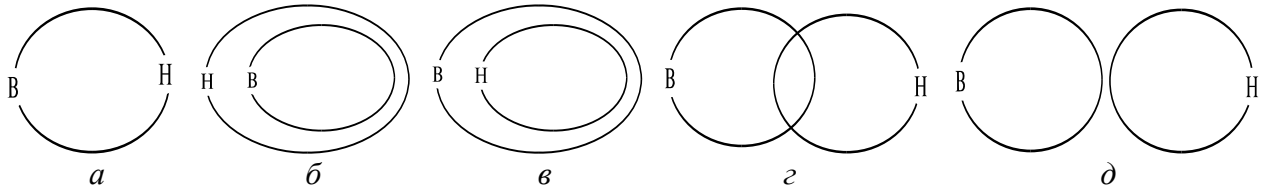


Рис. 3

Відношення рівнозначності (рис. 3 *а*) між *В* та *Н* свідчить про повну відповідність результатів моделювання складу аварійних ТС, що надійшли на ПДК ЕМ, тому гіпотеза вважається вірною. Рис. 3 *б* ілюструє випадок, коли гіпотезу не спростовано, але склад реальних ТС свідчить про «втрату» частини ТС внаслідок відмов ЗППІ, а рис. 3 *в* вказує на те, що гіпотеза є вірною, але також має місце або пошкодження іншого елемента ЕМ, або хибне спрацьовування окремих РЗ (не виключено, що разом із пошкодженням іншого елемента ЕМ може бути і хибне спрацьовування окремих РЗ). Рис. 3 *г* може ілюструвати два випадки: 1) гіпотеза хибна (має місце інше пошкодження); 2) внаслідок відмов ЗППІ має місце «втрата» частини ТС, які б дали змогу підтвердити дану гіпотезу, а також або інше пошкодження, або ж хибне спрацьовування РЗ. Випадок відношень, який ілюструє рис. 3 *д*, за реалізованого в ІС методу генерування гіпотез не може мати місця, оскільки генерування кожної гіпотези починається з аналізу можливих причин виникнення відповідних аварійних ТС, тобто генерування гіпотез відбувається лише за наявності ТС.

9. Залежно від ролі РЗ, яку він відіграє по відношенню до конкретного елемента ЕМ – основний чи резервний (з урахуванням ступеня захисту), залежатиме *вага* ТС про спрацьовування відповідного РЗ, з якою його буде враховано під час генерування гіпотези про пошкодження цього елемента (для визначення ваги ТС використовується підхід, аналогічний описаному в [4]). Внаслідок цього під час генерування гіпотез елементи ЕМ, які захищаються певними РЗ, різною мірою «набиратимуть» власну *вагу* підсумовуванням (у відповідних суматорах) *зважених* аварійних ТС (про спрацьовування як РЗ, так і відповідних КА). У кінцевому підсумку кожен із таких елементів «набере» *вагу*, яка відіграє роль критерія його гіпотетичного пошкодження – чим «важчою» буде гіпотеза, тим вагомішими будуть підстави очікувати, що відповідний елемент ЕМ пошкоджено), але висновок щодо пошкодження елемента ЕМ може бути одержано лише після верифікації гіпотез. Слід підкреслити, що особливість цього методу генерування гіпотез полягає у тому, що жоден пошкоджений елемент ЕМ не може «уникнути» генерування гіпотези щодо його пошкодження. Виявлення таких елементів відбувається внаслідок верифікації усіх генерованих гіпотез.

Деякі особливості реалізації прототипу ІС для оперативного аналізу ПАС ЕМ. Одне із важливих питань, від якого залежить ефективність розв’язання задачі оперативного аналізу ПАС ЕМ, це використання відповідного формалізму для подання знань. Процес виникнення аварії може бути представлено у вигляді мережі переходів (у вигляді графа) з виділенням початкових і кінцевих вузлів (вершин) та дуг (ребер). Одним із формалізмів, який міг бути застосованим під час розроблення ІС, була логіка предикатів першого порядку. Формально стан елементів ЕМ може бути подано формулами числення предикатів першого порядку. Розв’язання задачі оперативного аналізу ПАС ЕМ відбувається внаслідок верифікації гіпотез, що потребуватиме низки послідовних уніфікацій (підстановок). І хоча логіка предикатів першого порядку має певні недоліки, але з огляду розв’язання задачі аналізу ПАС ЕМ їх частково можна «компенсувати». Наприклад, логіка предикатів першого порядку має властивість монотонності: усі виведені твердження продовжуватимуть залишатися дійсними в процесі подальшого виведення. Вимога немонотонності виведення пов’язана з неповнотою

оперативної інформації: поява нової інформації (надходження на ПДК ЕМ нових ТС) обумовлюватиме потребу подальшого процесу пошуку розв'язку задачі. Але цю вимогу можна «компенсувати», прийнявши умову, викладену у четвертому положенні використаного підходу, згідно з якою на момент оперативного аналізу ПАС ЕМ усі аварійні ТС уже надійшли на ПДК ЕМ. Для подання можливих подій в ЕМ (включаючи хибне спрацьовування та відмови РЗ, відмови ЗППІ) формалізми, засновані на формальній системі логіки, не можна вважати кращими, оскільки правила, які описують поведінку пристроїв, будуть лише *здійсненними*, але не *загальнозначущими*.

Системи продукцій є альтернативним формалізмом, який має свої плюси, але поступається логіці предикатів першого порядку строгістю доведення. У розробленому прототипі ІС використано системи продукцій. Системи продукцій в явному вигляді не визначають процедуру пошуку, тому виникає потреба використання додаткової інформації, яка дає змогу вести цілеспрямований пошук. У продукційних системах можливі випадки виникнення конфліктних ситуацій (призводять до неоднозначності як у випадках виникнення *конкуруючих* гіпотез, що зазначено у восьмому положенні використаного підходу). Для скорочення перебору і усунення зазначених конфліктних ситуацій в розробленому прототипі ІС керування порядком використання продукцій здійснюється через інформаційну структуру, що визначає порядок «проходження» правил. Самі ж знання містяться у правилах. Тобто знання та засоби керування процесом верифікації гіпотез не залежать одні від одних. Для уникнення випадків виникнення «зациклювань» під час верифікації гіпотез використано рефракцію з «маркуванням» правил, а під час «трасування» логічного виведення використано «маркування» сигналів.

Відношення, які існують між елементами ЕМ, РЗ, КА, автоматикою, ПРВВ, відтворюються в інформаційній структурі ІС, яка на *зовнішньому* рівні ІС – рівні персоналу – подається у вигляді спеціальних «форм» для введення та редагування даних. На *внутрішньому* рівні – рівні функціонування засобів ІС – зазначені відношення формуються внаслідок автоматичного опрацювання «форм» засобами ІС.

Підсумки. Розроблено прототип ІС для оперативного аналізу ПАС ЕМ рівня обленерго. Оскільки наразі на ПДК ЕМ не надходить інформація про спрацьовування РЗ, автоматики та ПРВВ (у перспективі надходження такої інформації буде забезпечено), то у розробленому прототипі ІС реалізовано імітатор сигналів, призначений для імітації надходження ТС, що свідчать про спрацьовування КА, РЗ, АПВ, АВР та ПРВВ, завдяки чому можна створювати різні сценарії розвитку аварії, передбачаючи різні випадки функціонування та відмов РЗ, КА, автоматики, ПРВВ, ЗППІ та аналізувати різні ПАС ЕМ Бориспільського РП. Загальну структуру розробленого прототипу ІС показано на рис. 4. З набуттям досвіду використання прототипу ІС для оперативного аналізу різних ПАС ЕМ Бориспільського РП, доцільно поширити використання ІС і на інші РП ЕМ, відтворивши в інформаційній структурі відповідну інформацію. Наявність імітатора сигналів надає можливість використовувати ІС для підготовки (тренувань) диспетчерського персоналу ЕМ. І навіть після того, як буде забезпечено надходження на ПДК ЕМ інформації про спрацьовування РЗ, автоматики та ПРВВ і ІС можна буде використовувати в контурі оперативного керування ЕМ, доцільно також забезпечити можливість окремого використання ІС з імітатором сигналів для підготовки диспетчерського персоналу ЕМ.

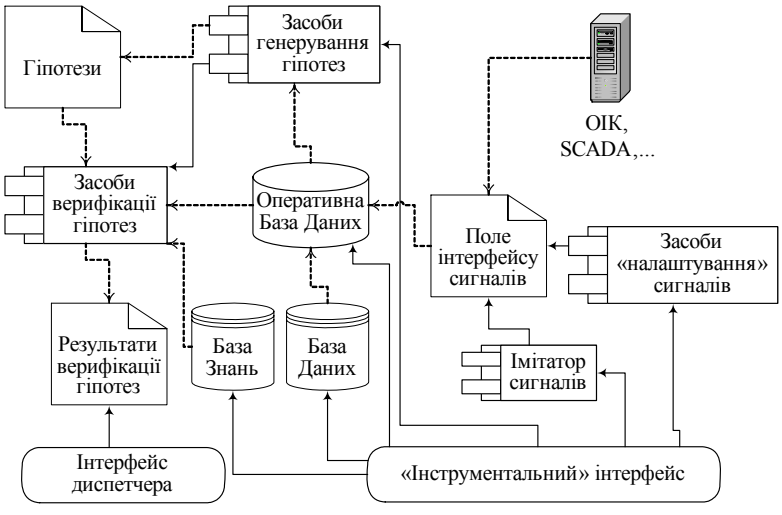


Рис. 4

Подяка. Автори висловлюють вдячність співробітникам

ПрАТ «Київобленерго», насамперед начальнику ЦДС О.В. Овчиннікову, начальнику СРЗА Г.І. Дворецькому та провідному інженеру СРЗА О.Л. Яківцю, за співпрацю, що сприяла розробці та налаштуванню прототипу ІС, призначеної для оперативного аналізу ПАС ЕМ.

1. Буткевич А.Ф., Данилюк А.В. Оценивание состояния территориально-распределенных электроэнергетических объектов в условиях неполноты оперативной информации. *Технічна електродинаміка*. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». Ч. 7. 2004. С. 20–30.
2. Гамм А.З., Герасимов Л.Н., Голуб И.И., Гришин Ю.А., Колосок И.Н. Оценивание состояния в электроэнергетике. Москва: Наука. 1983. 302 с.
3. Буткевич А.Ф. Логико-структурный подход к диагностированию аварийных состояний электрических сетей. *Технічна електродинаміка*. 1999. № 3. С. 47–54.
4. Буткевич А.Ф., Кириленко А.В. Генерация гипотез о месте повреждения электрических сетей. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Електротехніка: Зб. наук. пр. 1999. С. 140–159.

УДК 621.311

А.Ф. Буткевич [1,2], докт. техн. наук, **Е.В. Парус** [1], канд. техн. наук
1 – Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина
2 – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского»,
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

ОПЕРАТИВНЫЙ АНАЛИЗ ПОСЛЕАВАРИЙНОГО СОСТОЯНИЯ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ СРЕДСТВАМИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Изложены особенности реализованного в интеллектуальной системе подхода к решению задачи оперативного анализа послеаварийного состояния распределительных электрических сетей для поддержки решений диспетчера по восстановлению электроснабжения. Для решения задачи используются телесигналы, свидетельствующие о срабатывании выключателей и средств релейной защиты и автоматики. Бібл. 4, рис. 4.

Ключевые слова: распределительная электрическая сеть, анализ послеаварийного состояния, поддержка решений диспетчера, интеллектуальная система.

O.F. Butkevych [1, 2], **Y.V. Parus** [1]
1 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
2 – National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,
Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine

OPERATIONAL ANALYSIS OF THE POSTEMERGENCY STATE OF DISTRIBUTION ELECTRIC NETWORKS BY MEANS OF AN INTELLIGENT SYSTEM

The peculiarities of the approach used in the intelligent system for solving the problem of the operational analysis of the postemergency state of distribution electrical networks to support the dispatcher's decision concerning power supply recovery are presented. To solve the problem the tele signals indicating at the facts of operation of the breakers and relay protection and automation devices are used. References 4, figures 4.

Key words: distribution electrical network, postemergency state’s analysis, dispatcher’s decisions support, intelligent system.

1. Butkevych O.F., Danylyuk O.V. State estimation of territorially distributed power objects in the conditions of operational information's incompleteness. *Tekhnichna elektrodynamika*. Thematic issue «Problems of present day electrical engineering». Part. 7. 2004. P. 20–30.
2. Gamm A.Z., Gerasimov L.N., Golub I.I., Grishin Y.A., Kolosok I.N. State estimation in the power industry. Moskva: Nauka. 1983. 302 p.
3. Butkevych O.F. A logical – structural approach to diagnosing emergency conditions of electrical networks. *Tekhnichna elektrodynamika*. 1999. No 3. P. 47–54.
4. Butkevych O.F., Kyrylenko O.V. Hypotheses generation about the damage site of electrical networks. *Pratcy Instytutu electrodynamiky NAN Ukrainy.* Elektrotekhnika. 1999. P. 140–159.

Надійшла 16.10.2018
Received 16.10.2018

УДК 621.314.224

СПЕКТРАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРВИННИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ СТРУМУ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПІДСТАНЦІЙ

В.І. Паньків, асп., **Є.М. Танкевич**, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна
e-mail: pankiv.volodimir@gmail.com

Розраховано електромагнітні процеси в трансформаторах струму високовольтних первинних вимірювальних каналів (ПВК) струму в перехідних режимах роботи енергосистеми та досліджено спектральні характеристики ПВК струму за допомогою дискретних перетворень Фур'є. Вказано на можливість і доцільність використання спектральних характеристик ПВК для розв'язання низки задач електроенергетики. Бібл. 6, рис. 3.
Ключові слова: трансформатор струму, насичення, спектральний аналіз, перетворення Фур'є.

Вступ. Технічна досконаліть систем автоматизації електроенергетичних об'єктів (ЕЕО) – розподільних пристроїв електричних станцій, високовольтних електричних підстанцій систем електропостачання і споживачів електроенергії є одним із вирішальних чинників ефективного та надійного функціонування електроенергетичної галузі країни. Постійно зростаюча в процесі розвитку енергосистем складність задач автоматизації супроводжується зростанням ролі інформаційного забезпечення в їх керуванні, а відповідно і підвищенням вимог до інформації про стан і режими ЕЕО та засобів її одержання. Останні в своєму розвитку пройшли шлях від найпростішої структури в складі лише одного датчика до сучасної, що складається з аналогової, аналого-цифрової та цифрової частин, об'єднаних під назвою первинний вимірювальний канал (ПВК). Основу ПВК складає коло послідовно з'єднаних вимірювальних перетворювачів включно з датчиком – первинним вимірювальним перетворювачем, яким є високовольтний трансформатор струму (ТС), що безпосередньо сприймає вимірювальний сигнал. ПВК призначені для розв'язання однієї з основних задач у разі практичної реалізації цифрових систем управління ЕЕО – одержання з потрібною точністю, швидкістю та надійністю кількісної інформації про контрольовані процеси в первинній мережі, її попередньої обробки і введення в наступні структурні компоненти спеціалізованих пристроїв систем керування найнижчого ієрархічного рівня [1].

ПВК струму та напруги як основні засоби одержання та формування єдиної інформаційної бази даних СКА ЕЕО значною мірою визначають їх технічний рівень і ефективність функціонування комплексів та систем усіх наступних ієрархічних рівнів керування електроенергетичною системою (ЕЕС). Водночас відомо, що через нелінійність та неоднозначність характеристик ТС, що є основними компонентами ПВК, їх вторинні струми можуть містити в певних режимах роботи поряд з основною частотою вищі гармонічні складові та високочастотний шум, що може спричинити неправильне функціонування цифрових систем вимірювання, моніторингу, захисту, автоматики і керування електричних підстанцій систем електропостачання. Це, а також велика потреба електроенергетики в досконалих засобах вимірювання електричних величин визначають актуальність задачі розрахунку електромагнітних процесів у ТС ПВК у перехідних режимах ЕЕС і дослідження спектральних характеристик вихідних сигналів ПВК.

Мета роботи. Розрахунки вторинних струмів високовольтних ТС у складі ПВК струму в перехідних режимах ЕЕС і їх спектральних характеристик та оцінювання можливості та доцільності використання останніх для покращення якості розв'язання деяких актуальних задач електроенергетики.

Структурна схема і призначення окремих компонентів ПВК. Структурні схеми ПВК від елементарних до складних сучасних, які найчастіше зустрічаються в ЕС, наведено та розглянуто в праці [1]. На рис. 1 наведена структурна схема ПВК струму, яка є найбільш характерною для вимірювально-інформаційних систем цифрових підстанцій ЕЕС (ПП – про-

© Паньків В.І., Танкевич Є.М., 2018

міжний перетворювач; Ф – фільтр; К – комутатор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; АЗ – апаратне забезпечення; ПЗ – програмне забезпечення; ВС – вимірювання сигналу; ОС – обчислювальна система).

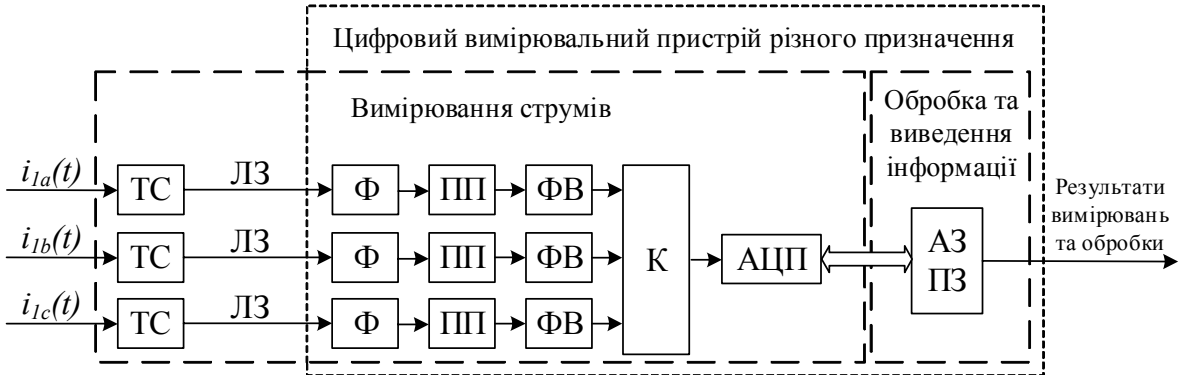


Рис. 1

Фазні струми ЛЕП $i_{1a}(t), i_{1b}(t), i_{1c}(t)$ у разі проходження через ПВК зазнають низку перетворень. Першим і найбільш вагомим перетворенням з точки зору точності є масштабне перетворення струму ТС. Як вже зазначалось, ТС є нелінійними елементами і вносять похибки у трансформацію струму [1, 2 та ін.].

Аналогові фільтри використовуються для зрізу амплітуд та подавлення вищих гармонік і проектуються з певною частотою зрізу, не більшою половини частоти дискретизації аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Зазвичай ці фільтри виконуються пасивними (набір послідовно-паралельно з'єднаних конденсаторів і резисторів) або активними (у своїй схемі додатково містять операційні підсилювачі). Найчастіше використовуються пасивні RC фільтри та активні фільтри Чебишева та Баттерворса різних порядків [3]. Проміжні перетворювачі струм/напруга (ПП) виконують перетворення вихідного сигналу в сигнал, придатний для обробки в АЦП, характеризуються високою точністю і тому їх похибками зазвичай нехтують [1]. Після фільтрації та проходження через проміжний перетворювач сигнали проходять до АЦП через комутатор К.

Важливою характеристикою АЦП є довжина його слова, виражена в бітах. Довжина слова впливає на здатність АЦП до відтворення аналогового сигналу в досить докладному цифровому поданні. Найбільш широко використовуваними і комерційно доступними на сьогоднішній день є 12-бітні АЦП послідовного наближення, водночас на ринку вже доступні і 16-бітні АЦП. Іншою важливою характеристикою АЦП є частота дискретизації сигналу, яка з часом і розвитком техніки стабільно зростає, починаючи з 12 вибірок за період основної частоти енергосистеми до значень 96 або 128 вибірок у більш сучасних АЦП [3].

Моделювання перехідних електромагнітних процесів у ТС. Для моделювання електромагнітних процесів у ТС (рис. 1) було обрано математичну модель ТС на основі феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона з удосконаленим представленням безгістерезисної характеристики намагнічування дробово-раціональною функцією другого порядку [4]. Досліджувались електромагнітні процеси в ТС типу ТФКН-330 з такими параметрами: номінальний первинний струм $I_{1н} = 2000$ А; номінальний вторинний струм $I_{2н} = 1$ *A;* кількість витків первинної обмотки $w_1 = 1$; кількість витків вторинної обмотки $w_2 = 1995$; середня довжина лінії магнітного потоку $l_c = 0{,}957$ м; площа поперечного перерізу магнітопроводу $S = 15{,}3 \cdot 10^{-4}$ м^2; опір вторинної обмотки $Z_{2\text{обм}} \approx R_{2\text{обм}} = 8{,}2$ Ом. Номінальний опір вторинного навантаження $Z_{2н} = 40$ Ом з коефіцієнтом потужності $\cos\varphi_н = 0{,}8$.

У перехідних режимах роботи було розраховано вторинні струми ТС за різних параметрів струмів пошкоджень, а саме різних кратностей струму КЗ, моментів виникнення та сталих часу струму КЗ з присутніми завадами в струмах та без них. Всього досліджено 163 випадки перехідних режимів.

Для розрахунку вторинного струму ТС використана така модель струму КЗ [2]:

$$i_1(t) = I_m[\cos(\varphi_{кз})e^{-t/T_1} - \cos(\omega t + \varphi_{кз})] + \sqrt{2}I_д \cos(\varphi_д)e^{-t/T_1},$$

де I_m – амплітуда струму КЗ; $\varphi_{кз} = (-\psi + \alpha)$ – фаза КЗ, де α – момент виникнення КЗ, ψ – зсув фази між напругою та струмом; T_1 – стала часу затухання аперіодичної складової струму КЗ; $I_д$ – діюче значення струму доаварійного режиму, $\varphi_д = (-\psi_д + \alpha)$ – фаза навантажувальної складової струму КЗ, де $\psi_д$ – зсув фази між напругою та струмом у доаварійному режимі. Перша складова миттєвого струму $i_1(t)$ – це струм КЗ, який зазвичай регламентують у стандартах як модель вхідного сигналу для досліджень електромагнітних процесів у ТС. Друга складова струму КЗ – навантажувальна, дає змогу враховувати вплив доаварійного режиму на повний струм КЗ. Згідно з [2] неврахування цієї складової спричинює додаткову похибку, що становить (5…10) %.

Як модель аналогового фільтра використано модель цифрового фільтра Баттерворса четвертого порядку з кутовою частотою зрізу 400 Гц. Частота дискретизації АЦП становила 6400 Гц.

Спектральний аналіз струмів ПВК. Дослідження спектральних характеристик струмів ПВК виконано за допомогою дискретних перетворень Фур'є, в яких спектральна щільність визначається за виразом

$$\dot{S}[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} i[n] e^{-\frac{j2\pi kn}{N}},$$

де функція $\dot{S}[k]$ – комплексна спектральна щільність k-ї гармоніки; $S_k = |\dot{S}[k]|$ – спектральна щільність амплітуд k-ї гармоніки; $\arg(\dot{S}[k])$ – фазовий спектр періодичного коливання; $i[n]$ – вибірки досліджуваного дискретизованого струму.

На рис. 2 зображено декілька з розглянутих випадків КЗ за відсутності в струмі КЗ вищих гармонік та високочастотних завад, які дають змогу наглядно продемонструвати результати досліджень та пояснити ряд електромагнітних процесів у ТС та обчислювальних процесів дискретних перетворень Фур'є. На цьому рисунку для кожного з досліджуваних випадків (*а*, *б*, *в*, *г*) зображено наведені дискретизовані первинний $i_1'[n]$ і вторинний $i_2[n]$ струми ТС та відповідні розраховані спектральні щільності їх амплітуд для аперіодичної складової $S_0[n]$ та другої гармоніки $S_2[n]$. Слід зазначити, що зі зростанням номера гармоніки, спектральні щільності амплітуд цих гармонік ($S_3[n]$, $S_4[n]$, $S_5[n]$...) змінюються подібно до спектральної щільності амплітуди другої гармоніки $S_2[n]$. Рівні щільностей амплітуд гармонік зменшуються із збільшенням їх номера і відповідно на рис. 2 зображені лише спектральні щільності аперіодичної складової $S_0[n]$ та другої гармоніки $S_2[n]$ як найбільш інформативної.

Як видно з рис. 2 *а*, через те, що фаза КЗ знаходиться поблизу пікового значення доаварійного струму ($\varphi_{кз} \approx 90^\circ$ – відсутня аперіодична складова в струмі КЗ), насичення магнітопроводу ТС не відбулось. Проте на початку виникнення КЗ у вікно таких дискретних перетворень Фур'є, довжина якого рівна періоду основної частоти (для АЦП з частотою дискретизації 6400 Гц – 128-й вибір за період) потрапляють вибірки двох режимів – доаварійного та аварійного (струм КЗ), що в свою чергу сигналізує про різкий перерозподіл потужності сигналу між гармоніками. Внаслідок цього з виникненням струму КЗ спостерігається тимчасове різке зростання спектральних щільностей амплітуд аперіодичної складової $S_0[n]$ та для другої гармоніки $S_2[n]$, а враховуючи те, що в такому випадку насичення не відбулось, ці щільності амплітуд практично співпадають для наведеного первинного $i_1'[n]$ та вторинного $i_2[n]$ струмів.

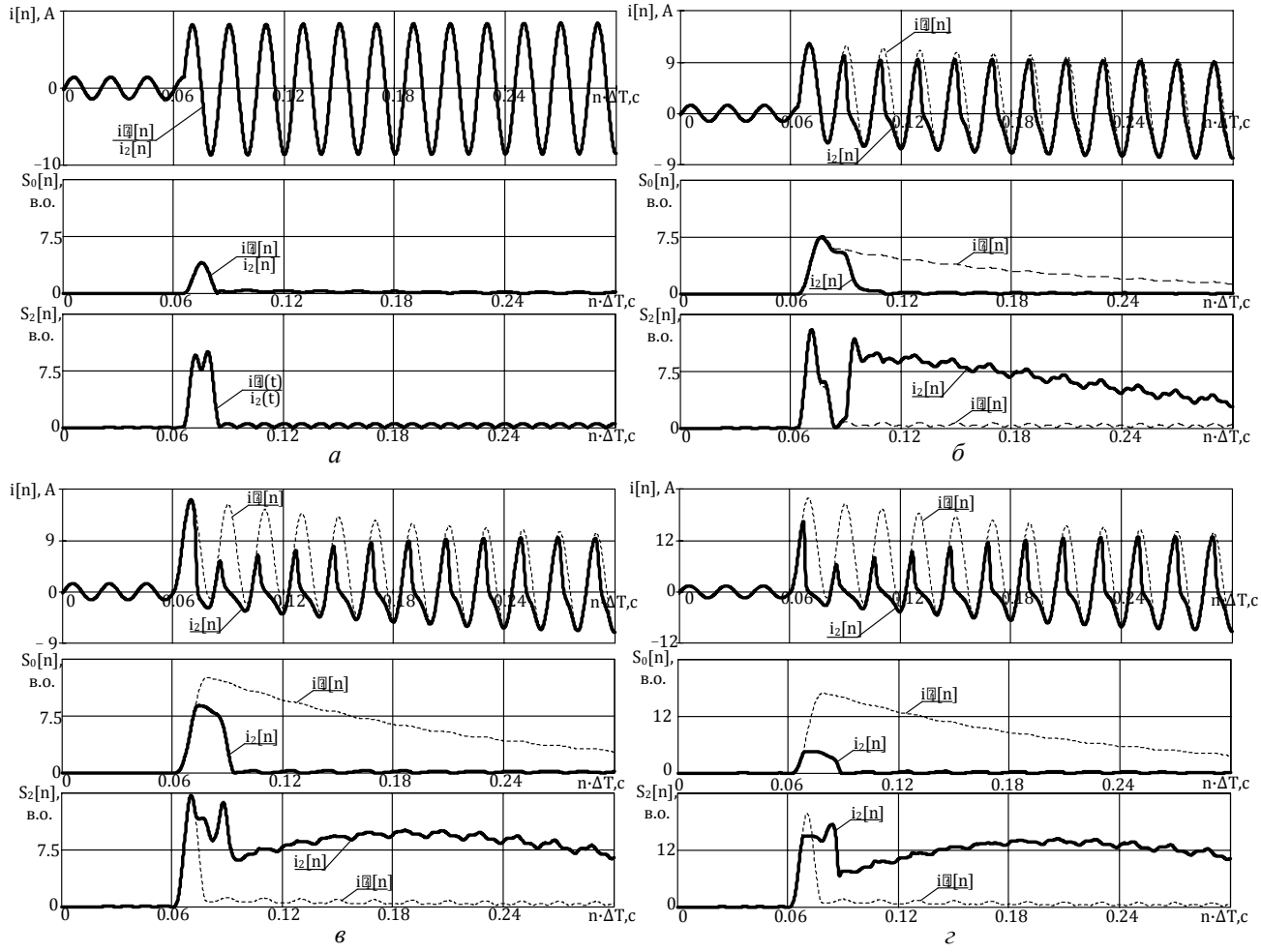


Рис. 2

Випадки, наведені на рис. 2 *б*, *в* та *г,* відображають появу періодів спотворення вторинного струму через виникнення насичення магнітопроводу ТС. У випадках *б* та *в* причиною насичення є поява аперіодичної складової в струмі КЗ (фази струму КЗ $\varphi_{кз}$ становлять відповідно 60^0 та 0^0. Тут, як і для випадку на рис. 2 *а*, на початку виникнення КЗ відбувається різкий перерозподіл потужності струму між гармоніками, проте на відміну від випадку на рис. 2 *а* через спотворення вторинного струму внаслідок насичення магнітопроводу ТС спектральні характеристики обох струмів значно відрізняються і видно, що розраховані спектральні щільності амплітуд аперіодичної складової $S_0[n]$ та другої гармоніки $S_2[n]$ наведеного дискретизованого первинного $i_1'[n]$ та дискретизованого вторинного $i_2[n]$ струмів до входження магнітопроводу ТС у режим насичення повністю співпадають, проте з початком входження в режим насичення характеристики значно відрізняються. Зокрема, видно, що внаслідок насичення магнітопроводу ТС аперіодична складова у вторинне коло не проходить і $S_0[n]$ дискретизованого вторинного струму $i_2[n]$ практично є близьким нульовому значенню, що свідчить про те, що магнітопровід ТС у режимі насичення є фільтром аперіодичної складової.

Спектральна щільність амплітуд другої гармоніки $S_2[n]$ дискретизованого вторинного струму $i_2[n]$ з появою насичення магнітопроводу значно зростає у порівнянні з відповідною щільністю амплітуд «правдивого» дискретизованого приведеного первинного струму $i_1'[n]$. Цю характеристику можна також використати як додатковий показник того, що магнітопровід ТС ввійшов у стан насичення. Спектральна щільність амплітуд другої гармоніки $S_2[n]$ дискретизованого приведеного первинного струму $i_1'[n]$ після виникнення насичення не рівна нулю через дискретизацію струму, а також через те, що аперіодична складова в пер-

винному струмі дещо спотворює симетрію миттєвого струму відповідно до пікових значень на періодах основної частоти.

Випадок рис. 2 *г* відрізняється від двох попередніх тим, що для розрахунку вторинного струму $i_2[n]$ ТС враховувався вплив залишкової індукції в його магнітопроводі (70 % від максимально можливої залишкової індукції для розглядаємих характеристик магнітопроводу ТС), а саме: гірший випадок, коли знак залишкової індукції співпадає зі знаком аперіодичної складової струму КЗ. У такому випадку вторинний струм $i_2[n]$ значно спотворюється на першому періоді основної частоти після виникнення КЗ і відповідно значення спектральної щільності амплітуд аперіодичної складової $S_0[n]$ є значно меншими, ніж у попередніх двох випадках (ефект фільтра аперіодичної складової).

Спільною ознакою для випадків рис. 2 *в* та *г* є те, що спектральна щільність амплітуд другої гаромніки $S_2[n]$ на відміну від випадків рис. 2 *а*, де взагалі відсутнє насичення, та рис. 2 *б*, де ТС входить у насичення на другому періоді основної частоти після виникнення КЗ, що ця амплітуда після входження магнітопроводу ТС в насичення спочатку має зростаючий характер, що свідчить про глибоке насичення магнітопроводу ТС, а потім – спадаючий характер.

Для випадку рис. 2 *б* значення спектральної щільності амплітуд другої гармоніки вторинного струму спочатку падає до нуля; це свідчить про те, що магнітопровід ТС ще не ввійшов у режим насичення на першому періоді основної частоти, а потім різко зростає і в подальшому має спадаючий характер, що свідчить про м'яке насичення магнітопроводу ТС.

Аналізовані випадки і всі розраховані дані рис. 2 отримані практично за ідеальних умов, які в реальних енергосистемах, як правило, не існують. На практиці струми містять спектри вищих гармонік та високочастотних завад. З одного боку, відповідно до експериментальних результатів досліджень праці [5 та ін.] ТС є фільтром шуму в діапазоні високих частот, проте лінії зв'язку між виводами ТС та аналого-цифровою частиною (див. рис. 1) на високовольтних підстанціях можуть сягати декількох сот метрів і не виключено, що електромагнітні поля на таких підстанціях можуть створювати електричні наведення в лініях зв'язку, і струм, який потрапляє на вхід аналогового фільтра, містить високочастотний шум. У зв'язку з цим на рис. 3 зображені ті ж самі модельовані випадки тільки з урахуванням впливу високочастотного шуму, а саме кожний випадок містить зашумлені миттєві приведений первинний $i_1'[n]$ та вторинний $i_2[n]$ струми, відфільтровані фільтром Баттерворса четвертого порядку та дискретизовані АЦП струми, приведений первинний $i_1'[n]$ та вторинний $i_2[n]$ струми , а також розраховані відповідні значення спектральних щільностей амплітуд $S_0[n]$ та $S_2[n]$. Шум, який накладався на миттєві приведений первинний та вторинний струми – білий Гаусів шум, з показником відношення сигналу до шуму (signal to noise ratio, SNR), рівним 15 дб, що є достатньо високим показником зашумленості.

Порівняння результатів розрахунку спектральних щільностей амплітуд аперіодичної складової та другої гаромніки для обох струмів без врахування впливу шуму (рис. 2) та з урахуванням шуму (рис. 3) дає можливість чітко стверджувати, що внаслідок фільтрації результати розрахунків практично ідентичні в усіх випадках для спектральної щільності амплітуд аперіодичної складової $S_0[n]$. У разі порівняння результатів розрахунків ідентичних випадків без врахування впливу шуму та з урахуванням шуму для спектральної щільності амплітуд другої гармоніки $S_2[n]$ спостерігались незначні відхилення в розрахунках, максимальне з яких не перевищувало 0,5 %. Такий аналіз та порівняння дають можливість стверджувати, що якщо аналізувати комплексно перехідні процеси в ПВК струму і здійснювати обробку результатів вимірювання методом дискретних перетворювань Фур'є, то в результаті можна отримати достатньо стійкі до високочастотного шуму інформативні показники спектральних характеристик, які можна і доцільно використовувати в інформаційно-вимірювальних системах, системах релейного захисту, автоматики та керування для розширення їх функціональних можливостей, підвищення технічної досконалості та ефективності функціонування.

Рис. 3

Зокрема, для прикладу, сам критерій різкого перерозподілу потужності сигналу між гармоніками можна використати для розробки методів виявлення КЗ. Тут найбільш ефективним інформативним показником для цієї мети може бути спектральна щільність амплітуд аперіодичної складової $S_0[n]$. Ефективність цього показника полягає в тому, що для його розрахунку необхідна мінімальна кількість обчислювальних затрат, оскільки відсутня необхідність визначення комплексних значень, а у разі правильної реалізації алгоритму кожне вікно даних потребуватиме тільки двох обчислювальних операцій (додавання та віднімання). Подібний інформативний показник запропоновано та досліджено в праці [6], проте в ній показником виявлення КЗ є лише сума вибірок струму за період основної частоти, що практично є пропорційним до спектральної щільності амплітуд аперіодичної складової. Також слід зазначити, що в енергосистемах присутні інші експлуатаційні режими, наприклад різка зміна навантаження в енергосистемі, що відповідно викликатиме також різкий перерозподіл потужності між гармоніками на початкових етапах. Такі вибірки в свою чергу потраплятимуть у вікно даних для розрахунку чи то спектральної щільності амплітуд аперіодичної складової $S_0[n]$, чи то показника, запропонованого в праці [6], тому стверджувати про самодостатність запропонованих показників для виявлення КЗ у мережах не слід говорити. Але використання таких показників, як додаткових критеріїв для достовірного висновку чи відбулось КЗ в енергосистемі, чи ні – заслуговують на увагу.

Другий напрямок, де можна використати досліджені спектральні характеристики, серед яких відмітимо значення, характер та періоди зміни спектральної щільності амплітуд аперіодичної складової $S_0[n]$ та другої гармоніки $S_2[n]$, це системи, які потребують точної фіксації періодів насичення магнітопроводів ТС. Описані процеси мають всі шанси стати основою розробки досконалого методу виявлення початку входження та періодів насичення магнітопроводу ТС. Ця задача актуальна для багатьох типів релейних захистів, а також для методів корекції вторинного струму ТС за умов насичення їх магнітопроводу.

Висновки. Встановлено, що з появою насичення магнітопроводу ТС значно зростає спектральна щільність амплітуд другої гармоніки вихідного сигналу ПВК струму порівняно з такою ж властивістю його вхідного сигналу, що може бути використано як показник моніторингу режиму роботи ТС, а саме: входження його магнітопроводу в режим насичення.

Встановлено, що початок насичення магнітопроводу ТС ПВК аперіодичною складовою струму КЗ супроводжується різким перерозподілом потужності струму між гармоніками вторинного струму ТС ПВК і значною відмінністю спектральних щільностей амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки приведеного первинного та вторинного струмів ТС ПВК.

Показано, що спектральна щільність амплітуд аперіодичної складової вторинного струму ТС ПВК у разі насичення нею його магнітопроводу близька до нуля. Це свідчить про те, що в цьому режимі ТС є фільтром аперіодичної складової струму.

На основі порівняння результатів розрахунків спектральної щільності амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки вхідного та вихідного сигналів ПВК струму показано, що цифрова обробка дискретизованого вторинного струму ТС ПВК струму методом ДПФ забезпечує одержання стійких до високочастотних завад спектральних характеристик ПВК, які можуть бути використані в інформаційно-вимірювальних системах у разі розв'язання низки актуальних задач електроенергетики (підвищення точності вимірювання струмів у перехідних режимах ЕЕС, вдосконалення релейного захисту, моніторингу режимів роботи ТС та ін.).

1. Танкевич Є.М. Первинні вимірювальні канали систем комплексної автоматизації електроенергетичних об'єктів : дис. … докт. техн. наук : 05.14.02 / Інститут електродинаміки НАНУ, Київ. 2004. 445 с.
2. Подгорный Э.В.Техническое приложение и развитие теории электромагнитных процессов для построения быстродействующих релейных защит: дис. … докт. техн. наук: 05.14.02 / Новочеркасск. 1989. 454 с.
3. Phadke A. G., Thorp J. S. Computer relaying for power systems. Second edition. N-Y.: Willey. 2009. 326 p.
4. Стогній Б.С., Сопель М.Ф., Паньків В.І., Танкевич Є.М. Математична модель трансформатора струму на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайла-Атертона. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 1–8.
5. Elhaffar A., Elkalashy N. I., Lehtonen M. Experimental investigations on multi-end fault location system based on current traveling waves. 2007 IEEE *Lausanne power tech conference.* Lausanne, Switzerland, 1-5 July 2007. P. 1141–1146.
6. Pradhan A. K., Routray A., Mohanty S. R. A mowing sum approach for fault detection of power systems. *Electric Power Components and Systems.* 2006. Vol. 34. P. 385–399.

УДК 621.314.224

В.И. Панькив, асп., **Е.Н. Танкевич**, докт. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ ТОКА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОДСТАНЦИЙ

Рассчитаны электромагнитные процессы в трансформаторах тока высоковольтных первичных измерительных каналов (ПВК) тока в переходных режимах работы энергосистемы и исследованы спектральные характеристики ПВК тока с помощью дискретных преобразований Фурье. Указано на возможность и целесообразность использования спектральных характеристик ПВК для решения ряда задач электроэнергетики. Библ. 6, рис. 3.

Ключевые слова: трансформатор тока, насыщение, спектральный анализ, преобразование Фурье.

V.I. Pankiv, E.M. Tankevych
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

SPECTRAL ANALYSIS OF THE PRIMARY MEASURING CHANNELS OF HIGH-VOLTAGE POWER SYSTEM SUBSTATIONS

The electromagnetic processes in the current transformer of the high-voltage primary measuring current channel in the transient conditions of the power system are calculated and the spectral analysis of the current channel is conducted

using the discrete Fourier transform. It has been suggested and recommended to use the spectral analysis of current channel to solve a number of problems of electric power engineering. References 6, figures 3.
Key words: current transformer, saturation, spectral analysis, Fourier transform.

1. Tankevich E. M. Primary measuring channels of electric power systems objects complex automation: diss. .... doct. tech. sciences: 05.14.02 / Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv. 2004. 445 p. (Ukr)
2. Podgorny E.V. Technical application and development of the theory of electromagnetic processes for the construction of high-speed relay protection: dis. ... doct. tech. Sciences: 05.14.02 / Novocherkassk. 1989. 454 p. (Rus)
3. Phadke A. G., Thorp J. S. Computer relaying for power systems. Second edition. N-Y.: Willey. 2009. 326 p. (Eng)
4. Stognii B.S., Sopel M.F., Pankiv V.I., Tankevych E.M. Current transformer mathematical model based on the Jiles-Atherton theory of ferromagnetic hysteresis. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. P. 58–65. (Ukr)
5. Elhaffar A., Elkalashy N. I., Lehtonen M. Experimental investigations on multi-end fault location system based on current traveling waves. 2007 IEEE *Lausanne power tech conference.* Lausanne, Switzerland, 1-5 July 2007. P. 1141–1146. (Eng)
6. Pradhan A. K., Routray A., Mohanty S. R. A mowing sum approach for fault detection of power systems. *Electric Power Components and Systems.* 2006. Vol. 34. P. 385–399. (Eng)

Надійшла 01.08.2018
Received 01.08.2018

УДК 621.31

ОЦІНКА ОБМІННОЇ ПОТУЖНОСТІ В ТРИФАЗНИХ ЛОКАЛЬНИХ СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ З ВРАХУВАННЯМ НОРМОВАНИХ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

С.П. Денисюк, докт. техн. наук, **Д.С. Горенко**, асп.
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
Інститут енергозбереження та енергоменеджменту,
вул. Борщагівська, 115, Київ, 03056, Україна
e-mail: spdens@ukr.net, gorenko.darya@gmail.com

Проведено аналіз взаємного впливу елементів у перетині трифазної три- та чотирипровідної локальної системи електропостачання (ЛСЕ). Проаналізовано діючі нормативні документи, що регламентують електромагнітну сумісність електротехнічних засобів та систем як в Україні, так і за кордоном. Запропоновано використовувати частку взаємного впливу елементів фаз для оцінки обмінних процесів у перетині трифазної ЛСЕ. Представлено послідовність визначення частки взаємного впливу в перетині трифазної ЛСЕ три- та чотирипровідного виконання. Побудовано графічні залежності зміни частки взаємного впливу та коефіцієнтів несиметрії у разі різного рівня несиметрії для три- та чотирипровідних трифазних ЛСЕ. Наведено аналітичні вирази зв'язку коефіцієнтів несиметрії за зворотною та нульовою послідовностями від частки взаємного впливу в перетині трифазної ЛСЕ. Аргументовано можливість нормування частки взаємного впливу як додаткового показника обмінних процесів у трифазних ЛСЕ. Бібл. 17, рис. 3, таблиця.
Ключові слова: трифазні системи електроживлення, показники якості електроенергії, електромагнітна сумісність, обмінна потужність.

Вступ. Впровадження технологій Smart Grid передбачає модернізацію мереж електропостачання, використання інформаційних та комунікаційних мереж і технологій для збору інформації про генерацію та споживання, що дасть змогу автоматично підвищити ефективність, надійність, економічність, а також стійкість виробництва та розподілу електроенергії [1]. У локальних системах електропостачання (ЛСЕ) за рахунок широкого використання пристроїв силової електроніки для узгодження великої кількості різнотипних джерел розосередженої генерації виникає проблема електромагнітної сумісності (ЕМС) [2, 3-5]. Показниками, що характеризують рівні ЕМС, є показники якості електроенергії (ПЯЕ). Частина ПЯЕ характеризує впливи в усталеному режимі роботи обладнання. До них належать відхилення напруги та частоти, спотворення синусоїдальності форми кривої напруги, несиметрія і коли-

© Денисюк С.П., Горенко Д.С., 2018

вання напруги, для яких нормуються усталені допустимі значення ПЯЕ [2, 6]. Інша частина ПЯЕ характеризує короткочасні електромагнітні завади, що виникають у результаті комутаційних процесів, грозових і атмосферних явищ і післяаварійних режимів (провали та імпульси напруги, короткочасні перерви електропостачання) [7-11]. До ПЯЕ несиметричних режимів належать коефіцієнти несиметрії за зворотною $k_{U2\%}$ та нульовою $k_{U0\%}$ послідовностями, які визначаються за формулами [2, 6]

$$k_{U2\%} = {U_2}\big/{U_{\text{Н}}} \cdot 100\,\%; \qquad k_{U0\%} = {U_0}\big/{U_{\text{Н}}} \cdot 100\,\%, \tag{1}$$

де U_2, U_0 – діючі значення напруги відповідно зворотної та нульової послідовностей; $U_{\text{Н}}$ – діюче значення номінальної лінійної напруги.

Коефіцієнт несиметрії за нульвою послідовністю $k_{U0\%}$ відповідно до ГОСТ 13109-97 та ДСТУ EN 50160:2014 має бути не більше 2 % протягом 95 % часу вимірювання та 4 % протягом 100 % часу вимірювання від напруги прямої послідовності U_1 [1, 2, 15]. Тоді як коефіцієнт несиметрії за зворотною $k_{U2\%}$ послідовністю має складати 2 % протягом 95 % часу вимірювання та протягом 100 % часу вимірювання відповідно до [2] 4 %, а відповідно до [6] 3 % від напруги прямої послідовності U_1.

У роботах [12-14] було проведено ряд досліджень трифазних ЛСЕ та запропоновано визначати обмінну потужність за виразом

$$\sum Q_{\text{ОБ}} = \sum_{i=1}^{n} Q_{\text{ОБ}.i}, \tag{2}$$

де $Q_{\text{ОБ}i} = \frac{1}{T}\int_0^{t^+} u_i(t) \cdot i_{\text{p}i}(t)dt$ – обмінна потужність, що передається через перетин ЛСЕ в *i*-й фазі; t^+ – частина періоду *T*, протягом якого потужність передається через виділений перетин від генератора до навантаження $p_i(t) = u_i(t)i_i(t) > 0$; $u_i(t)$ – миттєве значення напруги у виділеному перетині ЛСЕ для однофазного еквівалента; $i_{\text{p}i}(t) = i_i(t) - i_{\text{a}i}(t)$ – реактивна складова струму, що протікає в *i*-й фазі; $i_{\text{a}i}(t) = {u_i(t) \cdot P_i}\big/{U_i^2}$ – активна складова струму, що протікає в *i*-й фазі; U_i^2 – діюче значення фазної напруги *i*-ї фази; P_i – активна потужність, що передається через *i*-й перетин за період *T*.

Обмінна потужність у різних перетинах системи буде відрізнятися, і визначити її оптимальне значення для конкретного перетину інколи є неможливим. Тому в [15, 16] було запропоновано ввести поняття частки взаємного впливу, яка визначається за формулою

$$\Delta_i = \frac{Q_{\text{ОБ}.i}}{\sum Q_{\text{ОБ}}} \cdot 100\,\%. \tag{3}$$

Для симетричного режиму трифазної системи має місце співвідношення (4) частки взаємного впливу в перетинах фаз [16]:

$$\Delta_{\text{Н}} = \Delta_A = \Delta_B = \Delta_C = 33{,}3(3)\%, \tag{4}$$

де $\Delta_{\text{Н}}$ – нормальне значення частки взаємного впливу.

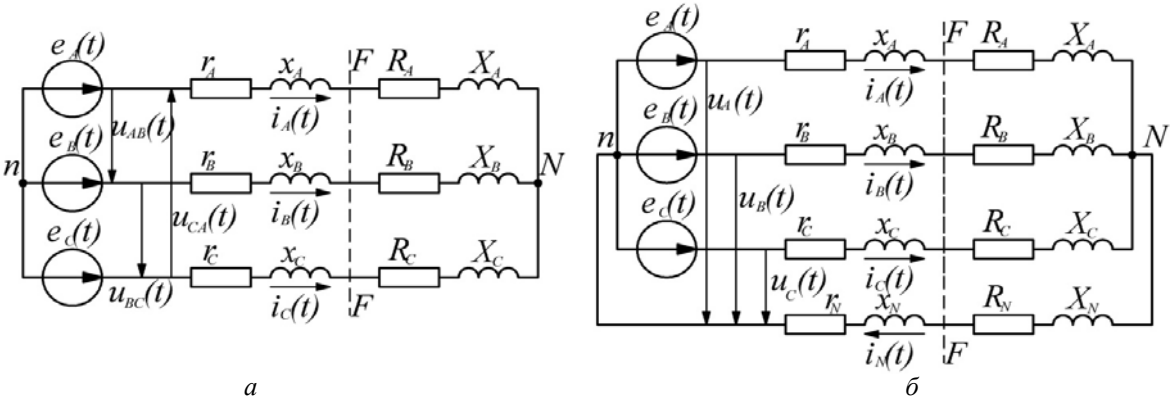
Враховуючи зазначене вище актуальним є визначення зв’язку між існуючими ПЯЕ (в цій роботі показниками несиметрії за зворотною та нульовою послідовностями) та часткою взаємного пливу в перетині трифазної ЛСЕ.

Мета та завдання. Метою цієї роботи є оцінка обмінної потужності в трифазних локальних системах електропостачання з урахуванням нормованих показників якості електроенергії. Для досягнення поставленої мети було сформульовано такі задачі:

– проаналізувати обмінні процеси в трифазних три- та чотирипровідних ЛСЕ у разі симетричного та несиметричного режиму навантаження;

– визначити зв'язок між обмінною потужністю та коефіцієнтами несиметрії в трифазних ЛСЕ.

Аналіз обмінних процесів у трифазних ЛСЕ у разі несиметричного режиму навантаження. Під час аналізу енергетичних процесів через перетин трифазної ЛСЕ (рис. 1) неможливо повноцінно оцінити енергообмін між трифазним генератором та трифазним навантаженням, оскільки необхідно враховувати взаємний вплив фаз у перетині ЛСЕ.



а *б*

Рис. 1

Для подальшого викладення було використано та розширено формули (1) – (3). Особливості визначення частки взаємного впливу фаз у перетині *F–F* трифазної ЛСЕ для три- (рис. 1 *а*) та чотирипровідного (рис. 1 *б*) виконання наведено в таблиці.

У таблиці прийнято такі позначення: $\dot{U}_{nN}$ – симетруюча напруга; $\underline{Z}_A = \underline{r}_A + \underline{R}_A + j(\underline{x}_A + \underline{X}_A)$; $\underline{Z}_B = \underline{r}_B + \underline{R}_B + j(\underline{x}_B + \underline{X}_B)$; $\underline{Z}_C = \underline{r}_C + \underline{R}_C + j(\underline{x}_C + \underline{X}_C)$, $\underline{Z}_N = \underline{r}_N + \underline{R}_N + j(\underline{x}_N + \underline{X}_N)$ – повні опори відповідно фаз *A*, *B*, *C* та нульового проводу *N*; $\underline{g}_A = 1/\underline{Z}_A$; $\underline{g}_B = 1/\underline{Z}_B$; $\underline{g}_C = 1/\underline{Z}_C$ – провідності відповідних фаз *A*, *B*, *C*; $i_{\text{p}A}(t) = i_A(t) - u_A(t)\cdot P_A/U_A$; $i_{\text{p}B}(t) = i_B(t) - u_B(t)\cdot P_B/U_B$; $i_{\text{p}C}(t) = i_C(t) - u_C(t)\cdot P_C/U_C$ – реактивні складові струмів у перетині *F–F* трифазної ЛСЕ.

На основі отриманих виразів у таблиці побудуємо залежності частки взаємного впливу в перетині трифазної ЛСЕ три- (рис. 2) та чотирипровідного (рис. 3) виконання. Несиметрія створюється шляхом зміни опору навантаження фази *A* (R_A) в межах 0…2 в.о. Значення опору $R_A = 1$ в.о. відповідає симетричному режиму, тобто $\Delta_A = \Delta_B = \Delta_C$, що підтверджують побудовані графіки залежності частки взаємного впливу фаз від навантаження (рис. 2, 3).

На рис. 2 та 3 побудуємо зміну коефіцієнтів несиметрії від навантаження R_A, що дасть змогу порівняти нормовані ПЯЕ у разі несиметрії ($k_{U2\%}$, $k_{U0\%}$) та частку взаємного впливу елементів фаз. Щоб визначити коефіцієнти несиметрії за зворотною $k_{U2\%}$ та нульовою $k_{U0\%}$ послідовностями, використаємо співвідношення (1). Напруга відповідно прямої U_1, зворотної U_2 та нульової U_0 послідовностей визначається методом симетричних складових відповідно до системи рівнянь [17]:

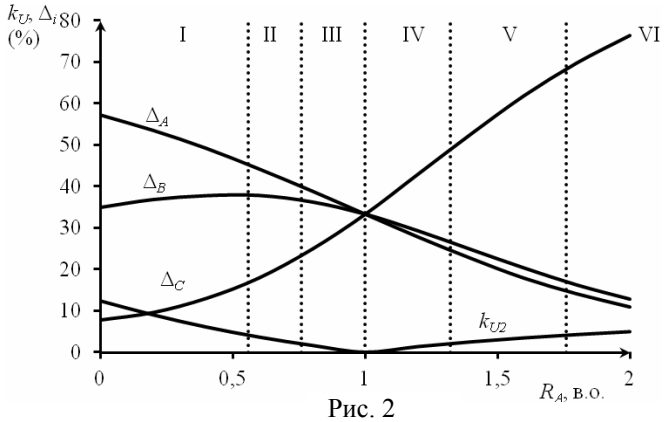


Рис. 2

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dfrac{1}{3}\left(\dot{U}_A + a\dot{U}_B + a^2\dot{U}_C\right) \\ \dot{U}_2 = \dfrac{1}{3}\left(\dot{U}_A + a^2\dot{U}_B + a\dot{U}_C\right) \\ \dot{U}_0 = \dfrac{1}{3}\left(\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C\right), \end{cases} \qquad (5)$$

де $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$; $a^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$.

Як видно з рис. 2 та 3, коефіцієнти несиметрії досягають 13 % у разі зростання опору навантаження в діапазоні 0…2 в.о. Основні діючі документи, що нормують ПЯЕ та електромагнітну сумісність

технічних засобів [2, 6], розрізняють нормально (НДМ) та гранично допустимі межі (ГДМ) значень ПЯЕ. НДМ та ГДМ значень коефіцієнтів несиметрії для електричних мереж напругою до 1 кВ відповідно дорівнюють ± 2,0 та ± 4,0 %.

<table>
<tr><td>№ з.п.</td><td colspan="2">Тип трифазної ЛСЕ</td></tr>
<tr><td></td><td>Трипровідна ЛСЕ (рис. 1 а)</td><td>Чотирипровідна ЛСЕ (рис. 1 б)</td></tr>
<tr><td>1</td><td colspan="2">Розрахунок струмів у фазах ЛСЕ</td></tr>
<tr><td></td><td colspan="2">$$\dot{I}_A = \frac{\dot{E}_A - \dot{U}_{nN}}{\underline{Z}_A}; \qquad \dot{I}_B = \frac{\dot{E}_B - \dot{U}_{nN}}{\underline{Z}_B}; \qquad \dot{I}_C = \frac{\dot{E}_C - \dot{U}_{nN}}{\underline{Z}_C},$$</td></tr>
<tr><td></td><td>$$\dot{U}_{nN} = \frac{\frac{\dot{E}_A}{\underline{Z}_A} + \frac{\dot{E}_B}{\underline{Z}_B} + \frac{\dot{E}_C}{\underline{Z}_C}}{\frac{1}{\underline{Z}_A} + \frac{1}{\underline{Z}_B} + \frac{1}{\underline{Z}_C}},$$</td><td>$$\dot{U}_{nN} = \frac{\frac{\dot{E}_A}{\underline{Z}_A} + \frac{\dot{E}_B}{\underline{Z}_B} + \frac{\dot{E}_C}{\underline{Z}_C}}{\frac{1}{\underline{Z}_A} + \frac{1}{\underline{Z}_B} + \frac{1}{\underline{Z}_C} + \frac{1}{\underline{Z}_N}}.$$</td></tr>
<tr><td>2</td><td colspan="2">Визначення фазної напруги відповідних фаз у перетині F–F трифазної ЛСЕ</td></tr>
<tr><td></td><td>$$\begin{cases} \dot{U}_{A.F} = \dfrac{\dot{U}_{AB}\cdot\underline{g}_B - \dot{U}_{CA}\cdot\underline{g}_C}{\underline{g}_A + \underline{g}_B + \underline{g}_C} - \dot{I}_A(r_A + jx_A) \\ \dot{U}_{B.F} = \dfrac{\dot{U}_{BC}\cdot\underline{g}_C - \dot{U}_{AB}\cdot\underline{g}_A}{\underline{g}_A + \underline{g}_B + \underline{g}_C} - \dot{I}_B(r_B + jx_B), \\ \dot{U}_{C.F} = \dfrac{\dot{U}_{CA}\cdot\underline{g}_A - \dot{U}_{BC}\cdot\underline{g}_B}{\underline{g}_A + \underline{g}_B + \underline{g}_C} - \dot{I}_C(r_C + jx_C) \end{cases}$$</td><td>$$\begin{cases} \dot{U}_{A.F} = \dot{U}_A - \dot{I}_A(r_A + jx_A) + \dot{I}_N(r_N + jx_N) \\ \dot{U}_{B.F} = \dot{U}_B - \dot{I}_B(r_B + jx_B) + \dot{I}_N(r_N + jx_N) \\ \dot{U}_{C.F} = \dot{U}_C - \dot{I}_C(r_C + jx_C) + \dot{I}_N(r_N + jx_N) \end{cases}.$$</td></tr>
<tr><td>3</td><td colspan="2">Запис миттєвих значень напруг та струмів у перетині F–F трифазної ЛСЕ</td></tr>
<tr><td></td><td colspan="2">$$\begin{cases} i_A(t) = \left|\dot{I}_A\right|\cdot\sin(\omega t + \arg(\dot{I}_A)) \\ i_B(t) = \left|\dot{I}_B\right|\cdot\sin(\omega t + \arg(\dot{I}_B)); \\ i_C(t) = \left|\dot{I}_C\right|\cdot\sin(\omega t + \arg(\dot{I}_C)) \end{cases} \quad \begin{cases} u_A(t) = \left|\dot{U}_A\right|\cdot\sin(\omega t + \arg(\dot{U}_A)) \\ u_B(t) = \left|\dot{U}_B\right|\cdot\sin(\omega t + \arg(\dot{U}_B)) \\ u_C(t) = \left|\dot{U}_C\right|\cdot\sin(\omega t + \arg(\dot{U}_C)) \end{cases}.$$</td></tr>
<tr><td>4</td><td colspan="2">Визначення обмінних потужностей через перетини фаз трифазної ЛСЕ</td></tr>
<tr><td></td><td colspan="2">$$\begin{cases} Q_{\text{ОБ}.A} = \dfrac{1}{T}\int\limits_0^{t_A^+} u_A(t)\cdot i_{\text{p}A}(t)dt \\ Q_{\text{ОБ}.B} = \dfrac{1}{T}\int\limits_0^{t_B^+} u_B(t)\cdot i_{\text{p}B}(t)dt, \\ Q_{\text{ОБ}.C} = \dfrac{1}{T}\int\limits_0^{t_C^+} u_C(t)\cdot i_{\text{p}C}(t)dt \end{cases}$$</td></tr>
<tr><td>5</td><td colspan="2">Визначення обмінної потужності через перетин ЛСЕ</td></tr>
<tr><td></td><td colspan="2">$$\Sigma Q_{\text{ОБ}} = Q_{\text{ОБ}.A} + Q_{\text{ОБ}.B} + Q_{\text{ОБ}.C}.$$</td></tr>
<tr><td>6</td><td colspan="2">Визначення частки взаємного впливу</td></tr>
<tr><td></td><td colspan="2">$$\Delta_A = \frac{Q_{\text{ОБ}.A}}{\Sigma Q_{\text{ОБ}}}\cdot 100\,\%;\ \Delta_B = \frac{Q_{\text{ОБ}.B}}{\Sigma Q_{\text{ОБ}}}\cdot 100\,\%;\ \Delta_C = \frac{Q_{\text{ОБ}.C}}{\Sigma Q_{\text{ОБ}}}\cdot 100\,\%$$</td></tr>
</table>

Відповідно до допустимих меж коефіцієнтів несиметрії визначимо та позначимо на рис. 2 і 3 шість зон, де I, VI – коефіцієнти несиметрії, що перевищують ГДМ (тобто $k_{U2(0)} > 4\,\%$); II, V – коефіцієнти несиметрії, що перевищують НДМ, але не перевищують ГДМ (тобто $4\% > k_{U2(0)} > 2\,\%$); I, IV – коефіцієнти несиметрії, що знаходяться в НДМ (тобто $k_{U2(0)} < 2\,\%$).

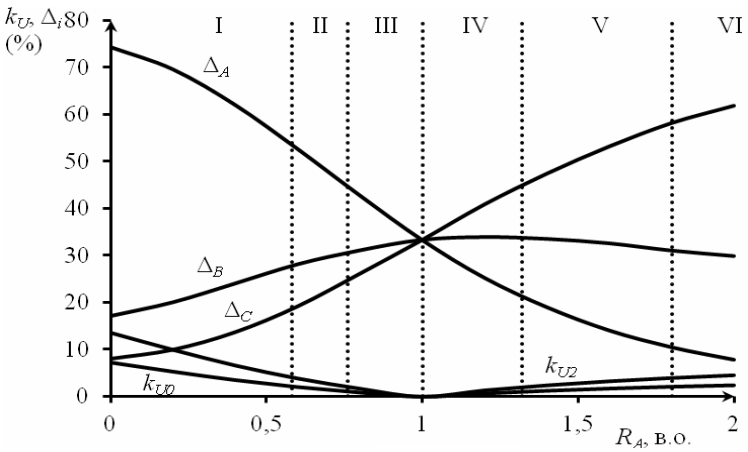


Рис. 3

Відповідно до твердження (4) та рис. 2 і 3 можна визначити допустимі відхилення частки взаємного впливу:

$$\lambda_i = \Delta_i - \Delta_{\text{Н}}, \qquad (6)$$

де λ_i – відхилення частки взаємного впливу Δ_i від нормального значення $\Delta_{\text{Н}}$.

Проте якщо розглядати трипровідну систему (рис. 2), то таке відхилення у разі НДМ $-8\% < \lambda_i < +19{,}5\%$, а у разі ГДМ $-19{,}5\% < \lambda_i < +36{,}5\%$. Ця розбіжність є досить суттєвою, що вимагає визначення допустимих меж з виділенням аналітичних залежностей частки взаємного впливу Δ_i та коефіцієнтів несиметрії $k_{U2\%}$ та $k_{U0\%}$.

Визначення зв'язку між обмінною потужністю та коефіцієнтами несиметрії в трифазних ЛСЕ. За отриманими результатами моделювання обмінні процеси відбуваються в системі як у разі несиметричного, так і симетричного режиму роботи. За умови, що трифазна система живиться від симетричної напруги, діючі значення напруг рівні діючому значенню номінальної напруги $U_A = U_B = U_C = U_{\text{Н}}$. Отже, з формул (1) виведемо рівності для номінальної напруги $U_{\text{Н}}$ з врахуванням коефіцієнтів несиметрії k_{U2}, k_{U0}, які визначаються у відносних одиницях (в.о.):

$$U_{\text{Н}} = U_2 \cdot k_{U2}; \qquad U_{\text{Н}} = U_0 \cdot k_{U0}. \qquad (7)$$

Для розрахунку обмінної потужності $\sum Q_{\text{ОБ}}$ за формулою (2) необхідно визначити реактивні складові миттєвого струму *i*-ї фази. Враховуючи співвідношення (7), отримаємо вираз

$$i_{\text{p}i}(t) = i_i(t) - \frac{u_i(t) P_i}{U_2^2 k_{U2}^2}. \qquad (8)$$

Обмінну потужність у перетині *i*-ї фази визначимо шляхом підстановки виразу (8) в формулу обмінної потужності $Q_{\text{ОБ}i}$:

$$Q_{\text{ОБ}i} = \frac{1}{T}\int_0^{t_i^+} u_i(t)\left(i_i(t) - \frac{u_i(t)P_i}{U_2^2 k_{U2}^2}\right)dt = \frac{1}{T}\int_0^{t_i^+}\left(u_i(t)i_i(t) - \frac{u_i(t)^2 P_i}{U_2^2 k_{U2}^2}\right)dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^{t_i^+}\left(p_i(t) - \frac{u_i(t)^2 P_i}{U_2^2 k_{U2}^2}\right)dt = \frac{1}{T}\int_0^{t_i^+} p_i(t)dt - \frac{1}{T}\frac{P_i}{U_2^2 k_{U2}^2}\int_0^{t_i^+} u_i(t)^2 dt = P_i^+ - \frac{1}{T}\frac{P_i}{U_2^2 k_{U2}^2}\int_0^{t_i^+} u_i(t)^2 dt, \qquad (9)$$

де $P_i^+ = \frac{1}{T}\int_0^{t_i^+} p_i(t)dt$ – частина потужності, що надходить до навантаження через перетин системи за період t_i^+ в *i*-й фазі системи.

Підставивши вирази (9) у формулу (2), отримаємо рівність для сумарної обмінної потужності через перетин трифазної системи залежно від коефіцієнта несиметрії за зворотною послідовністю k_{U2}:

$$\sum Q_{\text{ОБ}} = P_A^+ - \frac{1}{T}\frac{P_A}{U_2^2 k_{U2}^2}\int_0^{t_A^+} u_A(t)^2 dt + P_B^+ - \frac{1}{T}\frac{P_B}{U_2^2 k_{U2}^2}\int_0^{t_B^+} u_B(t)^2 dt + P_C^+ - \frac{1}{T}\frac{P_C}{U_2^2 k_{U2}^2}\int_0^{t_C^+} u_C(t)^2 dt;$$

$$\sum Q_{\text{ОБ}} = P^+ - \left.\sum_{n=1}^{3}\left(P_n \int_0^{t_n^+} u_n(t)^2 dt\right)\right/ T \cdot U_2{}^2 k_{U2}{}^2, \tag{10}$$

де $P^+ = \frac{1}{T}\sum_{n=1}^{3}\int_0^{t_n^+} p_n(t)dt$ – частина потужності, що надходить до навантаження через перетин трифазної системи за період t_i^+.

Сумарна обмінна потужність через перетин трифазної системи залежно від коефіцієнта несиметрії за нульовою послідовністю k_{U0} визначається аналогічно:

$$\sum Q_{\text{ОБ}} = P^+ - \left.\sum_{n=1}^{3}\left(P_n \int_0^{t_n^+} u_n(t)^2 dt\right)\right/ T \cdot U_0{}^2 k_{U0}{}^2. \tag{11}$$

Отже, з виразів (10) та (11) випливає зв'язок коефіцієнтів несиметрії за зворотною k_{U2} та нульовою k_{U0} послідовностями від обмінної потужності:

$$k_{U2} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{3}\left(P_n \int_0^{t_n^+} u_n(t)^2 dt\right)}{T \cdot U_2{}^2 (\sum Q_{\text{ОБ}} - P^+)}}; \qquad k_{U0} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{3}\left(P_n \int_0^{t_n^+} u_n(t)^2 dt\right)}{T \cdot U_0{}^2 (\sum Q_{\text{ОБ}} - P^+)}}. \tag{12}$$

Як було зазначено раніше, обмінні процеси в трифазних ЛСЕ відбуваються як у разі симетричного, так і несиметричного навантаження. Тому визначимо зв'язок між часткою взаємного впливу Δ_i (у в.о.) та коефіцієнтами несиметрії:

$$\Delta_i(k_{U2}) = \frac{Q_{\text{ОБ}.i}}{\sum Q_{\text{ОБ}}} = \frac{P_i^+ \cdot T \cdot U_2{}^2 \cdot k_{U2}{}^2 - P_i \int_0^{t_i^+} u_i(t)^2 dt}{P^+ \cdot T \cdot U_2{}^2 \cdot k_{U2}{}^2 - \sum_{n=1}^{3}\left(P_n \int_0^{t_n^+} u_n(t)^2 dt\right)}; \tag{13}$$

$$\Delta_i(k_{U0}) = \frac{Q_{\text{ОБ}.i}}{\sum Q_{\text{ОБ}}} = \frac{P_i^+ \cdot T \cdot U_0{}^2 \cdot k_{U0}{}^2 - P_i \int_0^{t_i^+} u_i(t)^2 dt}{P^+ \cdot T \cdot U_0{}^2 \cdot k_{U0}{}^2 - \sum_{n=1}^{3}\left(P_n \int_0^{t_n^+} u_n(t)^2 dt\right)}. \tag{14}$$

Формули (13) та (14) характеризують зв'язок між нормованими ПЯЕ у разі несиметрії та взаємним впливом елементів фаз у пертині трифазної ЛСЕ. Підставивши значення НДМ та ГДМ коефіцієнтів несиметрії у виведені залежності (13) та (14), можна визначити відповідні допустимі межі частки взаємного впливу.

Висновки. За рахунок аналізу ПЯЕ у разі несиметрії, регламентованих діючими нормативними документами, та частки взаємного впливу побудовано графічні залежності й виконано порівняння існуючих ПЯЕ та характеристик обмінних процесів у перетині трифазних ЛСЕ.

Побудовано та виведено аналітичні функціональні залежності, що пов'язують характеристики обмінних процесів (часткою взаємного впливу Δ_i) з нормованими ПЯЕ у разі симетричних та несиметричних (коефіцієнтами несиметрії за зворотною k_{U2} та нульовою k_{U0} послідовностями) режимів роботи трифазних ЛСЕ.

Виведені залежності дають можливість виконати нормування частки взаємного впливу та використовувати її як додатковий ПЯЕ для аналізу у несиметричних режимах роботи

трифазних ЛСЕ. Цей показник дає змогу враховувати не тільки несиметрію, а й несинусоїдальність у перетині трифазної ЛСЕ.

1. Денисюк С.П. Аналіз та оптимізація енергопроцесів у розосереджених електроенергетичних системах. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 62–64.
2. ГОСТ 13109-97. Межгосударственный стандарт. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. 2000.
3. Жежеленко И.В., Шидловский А.К., Пивняк Г.Г., Саенко Ю.Л., Нойбергер Н.А. Электромагнитная совместимость потребителей: монографія. Москва: Машиностроение. 2012. 351 с.
4. Кириленко О.В., Денисюк С.П., Буткевич О.Ф., Рибіна О.Б. Задачі забезпечення електромагнітної сумісності потужного електроенергетичного обладнання і електричних мереж ОЕС України**.** *Технічна електродинаміка.* 2010. № 26. С. 21–30.
5. Koepke G. Electromagnetic Compatibility and Smart Grid Interoperability Issues. *SGIP Document*. 2012. № 5. С. 118.
6. ДСТУ EN 50160:2014 (EN 50160:2010, IDT). Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загальної призначеності. 2014.
7. Горенко Д.С., Мельничук Г.В. Аналіз впливу кондуктивних завад на систему з нетрадиційними джерелами електроенергії. *Енергетика: економіка, технології, екологія*. 2016. № 4. С. 72–80.
8. Лютий О.П. Комплексний аналіз несиметрії і несинусоїдальності в системах електропостачання з різкозмінним навантаженням. *Технічна електродинаміка*. 2002. № 2. С. 104–107.
9. Саєнко Ю.Л., Калюжний Д.Н., Свергуненко С.В. Идентификация линейной обобщенной загрузки в задаче распределения фактических вкладов в искажение напряжений в трехфазных четырехпроводных сетях. *Технічна електродинаміка.* 2018. № 2. С. 67–74.
10. Трунова І.М., Лебедєва Я.А. Порівняльний аналіз основних нормативних документів щодо якості електричної енергі**.** *Вісник ХНТУСГ ім. Петра Василенка*. 2015. № 165. С. 19–22.
11. Denysiuk S., Horenko D. Analysis of exchange processes during parallel operation of wind electric units. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2016. № 4(82). С. 26–32.
12. Денисюк С.П., Горенко Д.С. Обмінні процеси в трифазних автономних системах електроживлення. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 45. С. 9–15.
13. Денисюк С.П., Горенко Д.С. Аналіз обмінних процесів при паралельній роботі двох трифазних вітроустановок. *Відновлювана енергетика*. 2018. № 2(53). С. 46–56.
14. Денисюк С.П., Горенко Д.С., Соколовський П.В. Аналіз несиметричних режимів роботи в трифазних мережах з використанням обмінної потужності. *Вісник ВНТУ*. 2018. № 1(136). С. 45–52.
15. Горенко Д.С. Взаємний вплив груп елементів в локальних системах електроживлення. 5-та Міжнародна науково-технічна та навчально-методична конференція *Енергетичний менеджмент: стан та перспективи розвитку – 2018*. Київ. 17 – 19 квітня 2018. С. 17–18.
16. Горенко Д.С., Денисюк С.П., Радиш І.П. Електромагнітна сумісність та обмінні процеси в автономних системах електроживлення. The international research and practical conference *The development of technical sciences: problems and solutions.* Brno. Czech Republic. 27-28 april. 2018. С. 1–5.
17. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Москва: Высш. школа. 1978. 231 с.

УДК 621.31

С.П. Денисюк, докт. техн. наук, **Д.С. Горенко,** аспирант
Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского», Институт энергосбережения и энергоменеджмента,
ул. Борщаговская, 115, Киев, 03056, Украина

ОЦЕНКА ОБМЕННОЙ МОЩНОСТИ В ТРЕХФАЗНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С УЧЕТОМ НОРМИРОВАННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Проведен анализ взаимного влияния элементов в сечении трехфазной трех- и четырехпроводной локальной системы электроснабжения (ЛСЭ). Осуществлен анализ действующих нормативных документов, которые регламентируют электромагнитную совместимость электротехнических средств и систем как в Украине, так и за рубежом. Предложено использовать долю взаимного влияния элементов фаз для оценки обменных процессов в сечении трехфазной ЛСЭ. Представлены последовательность определения доли взаимного влияния в сечении трехфазной ЛСЭ трех- и четырехпроводного выполнения. Построены графические зависимости изменения доли взаимного влияния и коэффициентов несимметрии при различном уровне несимметрии для трех- и четырехпроводных трехфазных ЛСЭ. Приведены аналитические выражения связи коэффициентов несимметрии по обратной и нулевой последовательностям от доли взаимного влияния в сечении трехфазной ЛСЭ. Аргументирована возможность нормирования доли взаимного влияния как дополнительного показателя обменных процессов в трехфазных ЛСЭ. Библ. 17, рис. 3, таблица.

Ключевые слова: трехфазные системы электропитания, показатели качества электроэнергии, электромагнитная совместимость, обменная мощность.

S.P. Denysyuk, D.S. Horenko
National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kiev Polytechnic Institute", Institute of Energy Saving and Energy Management,
st. Borschagivska, 115, Kyiv, 03056, Ukraine

EVALUATION OF EXCHANGE CAPACITY IN THREE-PHASE LOCAL ELECTRICAL SUPPLY SYSTEMS WITH REGISTRATION OF NOVEMIROVAL INDICATORS OF ELECTRICITY QUALITY

The analysis of the mutual influence of elements in the intersection of three-phase tri-conductor and four-conductor Local Electrical Supply Systems (LESS) is carried out. The analysis of the current normative documents that normalize the electromagnetic compatibility of electrotechnical facilities and systems both in Ukraine and abroad is carried out. It is suggested to use the share of mutual influence of phase elements to evaluate the exchange processes in the intersection of three-phase LESS. The sequence of determination of the share of mutual influence in the intersection of three-phase LESS triple-conductor and four-conductor execution is presented. The graphic dependences of the change in the proportion of mutual influence and the coefficients of asymmetry at different levels of asymmetry for three conductive and four-conductor three-phase LESS are constructed. The analytical expressions of the connection of the asymmetry coefficients in reciprocal and zero sequences are given from the share of mutual influence in the intersection of the three-phase LESS. The possibility of the normalization of the share of mutual influence, as an additional indicator of exchange processes in three-phase LESS, is argued. References 17, figures 3, table.

Key words: three-phase power supply systems, indicators of electric power quality, electromagnetic compatibility, exchange power.

1. Denisyuk S.P. Analysis and optimization of energy processes in dispersed power systems. *Technical electrodynamics*. 2016. № 4. P. 62–64.
2. State Standard of Ukraine 13109-97. Interstate standard. Electric power. Compatibility of technical means is electromagnetic. Standards of quality electric energy in general power supply systems. 2000 (Rus)
3. Zhezhelenko I.V., Shidlovsky A.K., Pivnyk G.G., Saenko Yu.L., Neuberger N.A. Electromagnetic Compatibility of Consumers: Monograph. Moscow: Mechanical Engineering. 2012. 351 p.
4. Kyrylenko O.V., Denisyuk S.P., Butkevich O.F., Rybina O.B. Tasks of providing of electromagnetic compatibility of powerful electric power equipment and electric networks of UES of Ukraine. *Technical electrodynamics*. 2010. № 26. P. 21–30.
5. Koepke G. Electromagnetic Compatibility and Smart Grid Interoperability Issues. *SGIP Document*. 2012. №5. C. 118.
6. State Standard of Ukraine EN 50160: 2014 (EN 50160: 2010, IDT). Characteristics of power supply voltage in electric networks of general purpose. 2014 (Ukr)
7. Horenko D.S., Melnichuk G.V. Analysis of the influence of conductive noise on a system with non-traditional sources of electricity. *Power engineering: economics, technology, ecology*. 2016. №. 4. P. 72–80.
8. Lyutyi O.P. Complex analysis of asymmetry and non-sinusoidality in power supply systems with a sharp change load. *Technical electrodynamics*. 2002. № 2. P. 104–107.
9. Sayenko Yu.L., Kalyuzhny D.N., Sverhunenko S.V. Identification of a linear generalized load in the task of allocating actual contributions to distortion of stresses in three-phase four-wire networks. *Technical electrodynamics*. 2018. № 2. P. 67–74.
10. Trunova I.M., Lebedeva Ya.A. Comparative analysis of the basic normative documents on the quality of electric energy. *Bulletin ChNTUSH Petr Vasilenko*. 2015. № 165. P. 19–22.
11. Denysiuk S., Horenko D. Analysis of exchange processes during parallel operation of wind electric units. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2016. № 4(82). C. 26–32.
12. Denisyuk S.P., Horenko D.S. Interchange processes in three-phase autonomous power supply systems. *Works of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine.* 2016. №. 45. P. 9–15.
13. Denisyuk S.P., Horenko D.S. Analysis of exchange processes in parallel operation of two three-phase wind turbines. *Renewable energy*. 2018. №. 2 (53). P. 46–56.
14. Denisyuk S.P., Gorenko D.S., Sokolovsky P.V. Analysis of asymmetric operating modes in three-phase networks using exchange power. *Herald of VNTU*. 2018. №. 1 (136). P. 45–52.
15. Horenko D.S. Mutual influence of groups of elements in local power systems. 5th International Scientific, *Technical and Educational Conference Conference on Energetic Management: Status and Prospects of Developmen*t - 2018. Kyiv. April 17 – 19, 2018. P. 17–18.
16. Horenko D.S., Denisyuk S.P., Radish I.P. Electromagnetic compatibility and exchange processes in autonomous power systems. The international research and practical conference *The development of technical sciences: problems and solutions*. Brno Czech Republic 27–28 april 2018. P. 1–5.
17. Bessonov L.A. Theoretical foundations of electrical engineering. Moscow: Ex. school. 1978. 231 p.

Надійшла 08.08.2018
Received 08.08.2018

УДК 621.311

ОПТИМАЛЬНА ПОБУДОВА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНОГО КОМПЛЕКСУ НА ОСНОВІ ВІДНОВЛЮВАНИХ ДЖЕРЕЛ ЕНЕРГІЇ

М.П. Кузнецов[1*], докт. техн. наук, **О.А. Мельник**[2**], асп.
1 – Інститут відновлюваної енергетики НАН України,
вул. Гната Хоткевича, 20-а, Київ, 02094, Україна
e-mail: renewable@ukr.net, nik_ku@ukr.net
2 – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна
e-mail: aspirantura@kpi.ua

Поєднання вітрових та сонячних електростанцій в генеруючий комплекс разом з акумулюючими пристроями підвищує надійність забезпечення електроенергією локальних споживачів. Однак економічна ефективність такого комплексу суттєво залежить від оптимального співвідношення потужностей. Оскільки поточна вітрова та сонячна енергія мають випадкову природу, задачі оптимізації мають формулюватися з урахуванням стохастичних факторів. Можливі різноманітні вимоги до роботи енергокомплексу, яким відповідають різні типи стохастичних оптимізаційних задач. Пропонуються класифікація та способи формулювання таких задач залежно від вибору критеріїв оптимальності. Бібл. 6, рисунок.
Ключові слова: відновлювані джерела енергії. гібридна енергосистема, стохастична оптимізація.

Застосування відновлюваних джерел енергії (ВДЕ) в об'єднаних чи локальних енергосистемах має низку переваг, а саме: економію паливних ресурсів, незалежність від зовнішнього постачання, наближеність до споживача, а у перспективі – здешевлення енергії у разі одночасного позитивного екологічного ефекту. Щоб досягти високих техніко-економічних показників, стабільних робочих параметрів енергетичного обладнання й надійного енергозабезпечення споживачів, створюються комбіновані (гібридні) електроенергетичні системи (КЕЕС), де може вироблятися й акумулюватися електрична й теплова енергія у разі поєднання ВДЕ з технологіями традиційної енергетики. Так, поєднання фотоелектричних панелей і вітроелектричних установок не лише підвищує загальну вихідну енергію, а й згладжує режим генерування, зменшуючи відносну величину випадкових флуктуацій [1]. Елементи КЕЕС можуть працювати в паралельному чи послідовному режимі, а сама КЕЕС може бути автономною, приєднаною до загальної мережі або працюючою як в автономному, так і в мережевому режимах. Залежно від типу системи можуть формуватися вимоги до її складових та режимів їх роботи.

Оптимальне співвідношення окремих елементів у КЕЕС на основі ВДЕ визначається з урахуванням багатьох факторів: забезпеченості традиційними джерелами енергії; кліматичних (метеорологічних) умов; структури систем енергопостачання і енергоспоживання; вимог до якості електричної і теплової енергії; вимог до графіка енергопостачання; екологічних та економічних факторів; вартісних показників тощо. Критерії оптимізації формулюються залежно від цих факторів та визначають вибір методів обчислювальної оптимізації для досягнення техніко-економічної оптимальності у разі використання ВДЕ різних видів [2].

У загальному випадку оптимізаційні задачі можуть бути розбиті на три групи: детерміновані, не забезпечені повнотою інформації і стохастичні задачі [3]. Наявність вітрової та сонячної електростанцій, залежних від стану погоди, вносять невизначеність у роботу енергосистеми. Рівень споживання також, як правило, носить випадковий (у певних межах) характер. Отже, оптимізація такої КЕЕС має бути стохастичною. Окремим випадком стохастичного є статистичний опис, коли існує можливість оцінити лише вибірку деякої випадкової величини (у практичних задачах найчастіше так і буває), на підставі якої і будуються відповідні емпіричні характеристики – щільність розподілу, моменти випадкових величин тощо. Проте часто для оцінки роботи енергосистеми застосовують ретроспективний аналіз, безпо-

© Кузнецов М.П., Мельник О.А., 2018
ORCID: [1] https://orcid.org/0000-0002-0497-7439, [2] https://orcid.org/0000-0003-2894-3476

середньо використовуючи історичні дані про швидкість вітру, сонячну радіацію та характер споживання. В такій постановці задача оптимального підбору потужностей є цілком детермінованою, проте оптимізація потребуватиме громіздких обчислень, а результати матимуть обмежене застосування. Зручнішим для оцінки можливостей КЕЕС є розрахунок статистичних показників, а найбільш повне представлення про імовірність певних ситуацій дасть імітаційне моделювання.

Довільна математична модель задачі математичного програмування складається з двох частин: цільової функції і обмежень. Представимо задачу стохастичної оптимізації у вигляді

$$f(x) \to extr\,(\max, \min), \quad f_0(x) = 0; \quad f_i(x) \le 0,\ i = 1,...,k, \tag{1}$$

де $f(x)$ – цільова функція (критерій оптимізації), вид якої залежить від умов цієї задачі; x – випадкова величина з деякої області визначення та певним законом розподілу (допустимий елемент); умови для $f_i(x)$ – обмеження. В загальному вигляді це задачі опуклого програмування. Рівність для $f_0(x)$ називають рівнянням стану: зазвичай воно описує функціональні зв'язки досліджуваних параметрів або фізичні закони. У випадку КЕЕС на базі ВДЕ рівняннями стану будуть енергетичні характеристики елементів (залежність потужності від швидкості вітру чи інсоляції, характеристика зарядки/розрядки акумуляторів тощо). Нерівності стосуватимуться досяжного потенціалу ВДЕ та вимог до якості енергопостачання.

У стохастичній задачі в якості цільової функції використано [3]:
- математичне очікування деякої функції від розв'язку (або самого розв'язку) – *M*-критерій (модель);
- дисперсію деякої функції від розв'язку (або самого розв'язку) – *D*-критерій;
- ймовірність попадання розв'язку (або функції від розв'язку) в деяку область – *P*-критерій;
- мінімальне (максимальне) значення деякої функції від розв'язку – *MM*-модель;
- комбінацію сукупності відповідних моделей (наприклад, *M-D*-модель) і т.д.

За характером обмежень задачі можна класифікувати аналогічно:
- якщо обмеження мають виконуватися при всіх реалізаціях параметрів, то вони будуть детермінованими;
- якщо з деяких міркувань можна допустити, щоб нев'язки в умовах не перевищували заданих з певною вірогідністю α (де $0<\alpha\le1$), то обмеження називаються імовірнісними;
- іноді можлива заміна жорстких обмежень їх усередненням за розподілом випадкових параметрів. Такі обмеження називаються статистичними.

Вибір конкретного методу розв'язку залежить від постановки задачі оптимізації. Розглянемо для прикладу гібридні енергосистеми, що передбачають вироблення електроенергії від ВЕС та СЕС і резервне накопичення (акумулювання) енергії. Можлива оптимізація параметрів такої системи, якщо за мету ставиться мінімальна собівартість електроенергії, максимальна її утилізація чи найбільш доцільна ємність акумуляторів за якимось із критеріїв [4]. Оскільки в кожний момент часу поточна генерована потужність має властивості випадкової величини, то можлива лише імовірнісна оцінка різних режимів роботи з заданим довірчим рівнем, наприклад, часова протяжність певного режиму. Така оцінка важлива, зокрема, у разі вибору акумулюючих підсистем. Як критерій надійності використовують певні показники (індекси) [2]. Часто використовується індекс імовірної втрати живлення *LPSP* (Loss of Power Supply Probability) – показник, що відображає імовірність втрати можливості до повного забезпечення енергією потреб споживача. Інша назва – дефіцит потужності. Ситуація дефіциту виникає, коли генерована потужність менша споживаної на даний час, а потужність акумуляторної батареї досягла мінімального рівня. Індекс *LPSP* можна визначити як відношення всієї нестачі енергії до загальної потреби на заданому часовому інтервалі. У разі перевищення потреб і повністю зарядженої батареї акумуляторів частина енергії буде втрачена. Індекс *EXC* визначається як відносна частка надлишкової енергії за певний період (Energy Excess percentage).

Найчастіше розглядають два типи показників (індексів) − ті, що використовуються для кількісної оцінки надійності системи, такі як імовірність втрати навантаження або енер-

гії, або такі, які використовуються для визначення економічної доцільності у разі проектування, наприклад, вартість життєвого циклу або приведена вартість електроенергії. Якщо до складу енергосистеми входять також традиційні джерела енергії, метою оптимізації є максимальне їх заміщення відновлюваними джерелами.

Задача для *M*-моделі (або *M*-задача) у загальному вигляді: у разі заданого середньоквадратичного відхилення (СКВ) допустимих елементів потрібно забезпечити мінімальне математичне очікування критерію *f(x)*. Ця задача найбільш близька до класичного вигляду оптимізаційних задач. Стосовно гібридної енергосистеми до *M*-моделі відноситься, наприклад, задача мінімізації собівартості електроенергії. Як випадкова складова вважається обсяг генерованої енергії, залежний від погодних умов (вітру, хмарності) у досліджуваний часовий проміжок. У загальному випадку цільова функція такої математичної моделі має вигляд

$$f(T) = \int_0^T \sum_i^N c_i y_i(t) dt \to \min , \tag{2}$$

де c_i – питома вартість одиниці електричної енергії від *i*-го генеруючого елемента (чи групи елементів) певного типу; $y_i(t)$ – кількість одиниць електричної енергії, отриманої від *i*-го елемента; N – кількість елементів; T – час експлуатації. Оскільки продуктивність генерування прямо пропорційна номінальній потужності, яка при обраному типі генерування визначається кількістю окремих елементів (генеруючих модулів), то задача оптимізації є цілочисловою лінійною, де параметрами оптимізації є кількість модулів кожного типу. Тип модуля характеризується його енергетичною характеристикою, що відіграє роль рівняння стану, а обмеження у вигляді нерівностей, крім потенціалу ВДЕ, стосуються також загальних параметрів енергосистеми (пропускної здатності мереж, потреб споживача, можливостей розміщення тощо). У разі заміни показників продуктивності їх математичним сподіванням, тобто переходу до осереднених значень швидкості вітру та рівня інсоляції, ця задача стає детермінованою і найчастіше саме так і вирішується. Слід зазначити, що для вітрової енергії істотним є не лише середнє значення швидкості вітру, а й дисперсія, враховуючи суттєво нелінійну енергетичну характеристику ВЕУ. Для сонячної енергії важливим показником є частота коливань рівня радіації впродовж доби. Особливу роль мають градієнти потужності, які також не враховуються у разі осереднення. Зазначені фактори відрізняють оптимізаційні задачі для КЕЕС на базі ВДЕ від задач традиційної енергетики.

Інші варіанти *M*-задачі – забезпечення певної кількості енергії, якщо режим її надходження несуттєвий. Якщо ж задоволення попиту важливе в кожен момент часу, ставиться задача пошуку мінімальної за вартістю конфігурації енергосистеми, що задовольняла б попит, тобто при обмеженні виду

$$\sum_i^N p_i(t) + SOC(t) \geq p_L(t) , \tag{3}$$

де N – кількість, а p_i – потужність генеруючих модулів (вітроустановок, фотопанелей); *SOC* – стан заряження акумуляторної батареї; p_L – потужність навантаження.

У вигляді *M*-задачі може формулюватися і потреба в мінімізації втрат споживання (*LPSP*-критерій) чи втрат енергії (*EXC*-критерій) при фіксованих обмеженнях. Однак слід враховувати, що у випадку гібридних енергосистем на основі ВДЕ втрати енергії чи споживання спричинені розкидом значень потужності стосовно очікуваних значень, тому таку задачу краще формулювати в термінах *D*-моделі. *D*-задача матиме такий вигляд: при заданому СКВ допустимих елементів забезпечити мінімальне значення СКВ цільової функції (критерію).

Можливий варіант, коли мінімальне значення дисперсії досягається надто великою ціною, тоді є сенс говорити про імовірність втрат не вище певного рівня. Це призводить до *P*-задачі: при заданому СКВ потрібно знайти таке x_c, при якому імовірність $P(f_{min} \leq f(x_c) \leq f_{max})$ досягає максимуму. Значення f_{min} та f_{max} відповідають бажаному діапазону потужностей.

Прикладом *P*-задачі є забезпечення нормативної частоти струму. Так, згідно з нормами СОУ [5] частота ω має перебувати в певних межах не менше 95 % часу доби, тобто $P(49{,}8 \leq \omega \leq 50{,}2) \geq 0{,}95$, не виходячи за гранично допустимі межі 50±0,4 (Гц). Отже, тут є обмеження імовірнісні й абсолютні. В свою чергу коливання частоти пов’язані з небалансом потуж-

ності, тому відповідні умови можуть бути перераховані в терміни потужності стосовно досліджуваної енергосистеми. Умови *P*-задачі частіше можуть фігурувати як обмеження, оскільки основною цільовою функцією все ж є вартісні показники.

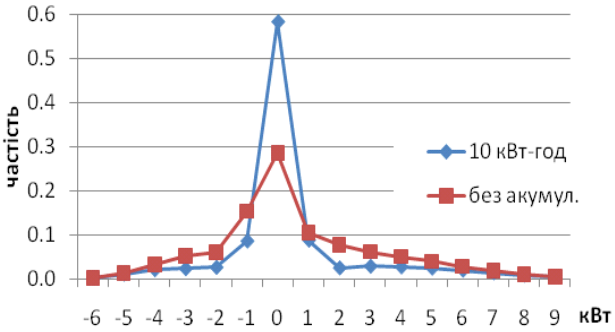
Стохастичну оптимізацію можна звести до детермінованої, якщо відомі функції розподілу випадкових величин. Нехай $\max P_\Delta$ та $-\min P_\Delta$ позначають відповідно максимальне та мінімальне досяжні значення небалансу потужності на даному часовому інтервалі (в загальному випадку ці значення можна прийняти нескінченними). Якщо відома функція щільності розподілу небалансу потужності $\varphi_{\Delta P}(p)=F'_{\Delta P}(p)$, то для частки надлишкової енергії можна розрахувати імовірність її появи. Тоді можна визначити

$$EXC = \int_0^{\max P_\Delta} \varphi_{\Delta P}(p)dp = 1 - F_{\Delta P}(0) \cdot \tag{4}$$

Недостатня енергія, тобто втрати навантаження, визначається як

$$LPSP = \int_{-\min P_\Delta}^{0} \varphi_{\Delta P}(p)dp = F_{\Delta P}(0) \cdot \tag{5}$$

Звідси випливає, що у разі неперервної зміни потужностей генерації та споживання їх точне співпадіння (нульовий баланс) вважається точковою подією з нульовою імовірністю. Наявність буферної потужності (акумулятора) може забезпечувати нульовий баланс з певною імовірністю, а функція розподілу відхилень потужності від потреб матиме помітний пік у нульовій точці (див. рисунок) як приклад гістограми небалансу потужності для ємності акумулятора 10 кВт-год та без накопичення енергії.



Орієнтування на максимальні відхилення балансу енергії у разі вибору акумуляторних батарей може призвести до економічно невиправданої їх ємності. При оптимізації за критерієм математичного сподівання доцільно виходити з середнього рівня можливого накопичення, а для *P*-критерію визначити допустиму імовірність небалансу (надміру чи нестачі потужності).

Слід зазначити, що часто в задачах стохастичної оптимізації необхідно спостерігати за змінами математичного очікування і дисперсії одночасно, не допускати перевищення ними заданих значень або допускаючи це перевищення з певною імовірністю. Для вирішення цієї проблеми розглядаються моделі зі змішаними умовами (дво- та багатокритеріальні задачі) [6], що потребуватиме встановлення ієрархії критеріїв у термінах Парето-оптимальності. Вибір критеріїв оптимізації та визначення домінуючих критеріїв є задачами проектування (коригування режимів роботи елементів КЕЕС можливе на стадії експлуатації) і залежать від призначення цієї енергосистеми, особливостей її роботи, потреб інвестора. Зміна критеріїв може спричинити значну відмінність у результатах оптимізації, навіть якщо джерела енергії не змінюються.

Очевидно, можливих постановок задач стохастичного програмування для енергосистем на базі ВДЕ досить багато, і вибір певного їх виду залежить від конкретних умов для практичних задач, наявної інформації та мети дослідження. Постановка задачі істотно залежить також від того, чи є можливість під час вибору (прийняття) рішень уточнювати стан середовища (економічних, технічних чи природних умов) на підставі певних спостережень. Коректне формування вимог до гібридної енергосистеми та вдале формулювання оптимізаційної задачі дадуть змогу забезпечити як економічну привабливість, так і задовільні умови щодо надійності енергозабезпечення споживачів.

1. Кузнєцов М.М. Моделювання спільної роботи вітрової та сонячної електростанцій. *Відновлювана енергетика*. 2016. № 1. С. 12–16.
2. Victor O. Okinda, Nichodemus A. Odero. A review of techniques in optimal sizing of hybrid renewable energy systems. IJRET: *International Journal of Research in Engineering and Technology*. Issue 11, 2015. P. 153–163.

3. Гитман М.Б. Введение в стохастическую оптимизацию: учебное пособие. Пермь: Изд-во ПНИПУ, 2014. 104 с.
4. Кузнєцов М.П. Особливості оптимізації гібридних енергосистем. Матеріали XVII *Міжнародної науково-практичної конференції "Відновлювана енергетика у XXI столітті"*. Київ: 2016. С. 102–107.
5. СОУ-Н ЕЕ ЯЕК 04.156:2009 «Основні вимоги щодо регулювання частоти та потужності в ОЕС України. Настанова»
6. Niknam T. A modified honey bee mating optimization algorithm for multiobjective placement of renewable energy resources. *Applied Energy*, Issue 88, 2011. P. 4817–4830.

УДК 621.311

Н.П. Кузнецов[1], докт. техн. наук, **А.А. Мельник[2],** асп.
1 – Институт возобновляемой энергетики НАН Украины,
ул. Гната Хоткевича, 20-а, Киев, 02094, Украина
2 – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского»,
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

ОПТИМАЛЬНОЕ ПОСТРОЕНИЕ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА НА ОСНОВЕ ВОЗОБНОВЛЯЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ

Сочетание ветровых и солнечных электростанций в генерирующем комплексе вместе с аккумулирующими устройствами повышает надежность обеспечения электроэнергией локальных потребителей. Однако экономическая эффективность такого комплекса существенно зависит от оптимального соотношения мощностей. Поскольку текущая ветровая и солнечная энергия имеют случайную природу, задачи оптимизации должны формулироваться с учетом стохастических факторов. Возможны различные требования к работе энергокомплекса, которым соответствуют разные типы стохастических оптимизационных задач. Предложены классификация и способы формулирования задач в зависимости от выбора критериев оптимальности. Библ. 6, рисунок.

Ключевые слова: возобновляемые источники энергии, гибридная энергосистема, стохастическая оптимизация.

M.P. Kuznietsov[1], O.A. Melnyk[2]
1 – Institute of renewable energy National Academy of Science of Ukraine,
Hnata Khotkevycha, 20A, Kyiv, 02094, Ukraine
2 – National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,
Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine

OPTIMAL ARRANGEMENT OF THE ELECTRIC POWER COMPLEX ON THE BASIS OF RENEWABLE ENERGY

The combination of wind and solar power stations in a generating complex along with accumulating devices increases the reliability of local power supply. However, the economic efficiency of such a complex essentially depends on the optimal power ratio. Since current wind and solar energy are of an occasional nature, optimization tasks should be formulated taking into account stochastic factors. Different requirements for the power complex are possible, which correspond to different types of stochastic optimization tasks. The classification and formulating methods of such tasks are proposed, depending on the choice of criteria of optimality. References 6, figure.

Key words: renewable energy, hybrid power system, stochastic optimization.

1. Kuznietsov M.M. Modeling of the wind and solar power common work. *Vidnovluvana energetyka.* 2016. Vol. 1. P. 12–16. (Ukr.)
2. Victor O. Okinda, Nichodemus A. Odero. A review of techniques in optimal sizing of hybrid renewable energy systems. *IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology.* Issue 11, 2015. P. 153–163.
3. Gitman M.B. Introduction to stochastic optimization: a tutorial / Perm National Research Politechnical University, 2014. 104 p. (Rus)
4. Kuznietsov M.P. Features of optimization of hybrid power systems. Materials of the XVII *International Scientific and Practical Conference " Vidnovluvana energetyka v 21 stolitty*". Kyiv: 2016. P. 102–107. (Ukr.)
5. СОУ-Н ЕЕ ЯЕК 04.156:2009 “Main requirements to regulation of frequency and capacity in the IPS of Ukraine. Guideline”: (Ukr.)
6. Niknam T. A modified honey bee mating optimization algorithm for multiobjective placement of renewable energy resources. *Applied Energy*, Issue 88, 2011. P. 4817–4830.

Надійшла 02.03.2018
Received 02.03.2018

УДК 621.317.38

АКТИВНА, РЕАКТИВНА ПОТУЖНОСТІ ЯК КОМПОНЕНТИ МИТТЄВОЇ ПОТУЖНОСТІ КОЛА З ПЕРІОДИЧНИМИ СТРУМОМ ТА НАПРУГОЮ

О.В. Бялобржеський, канд. техн. наук
Кременчуцький національний університет ім. Михайла Остроградського,
вул. Першотравнева, 20, Кременчук, 39600, Україна
seemal@kdu.edu.ua

З використанням тригонометричної форми ряду Фур'є для періодичних струму та напруги проведено розрахунок компонент, які формують миттєву потужність. Для гармонічних струму та напруги розраховано компоненти потужності, в яких виділені активна, реактивна та повна потужності, а також початкова фаза останньої, як гармонічної функції. Виконуючи аналіз періодичних полігармонічних струму та напруги отримано вирази миттєвої потужності, приведені до певного нормованого виду. Використовуючи відому концепцію розподілу компонент полігармонічної потужності, яка відповідає закону збереження енергії та теоремі Телледжена, визначено активну та реактивну компоненти в існуючому представленні. Зазначено, що у такому випадку повну потужність виділити неможливо. Спираючись на відомі роботи, для інтегральної оцінки полігармонічної потужності використано її квадратичну норму. Бібл. 7, рис. 2, табл. 3.
Ключові слова: потужність електричної енергії, норма потужності, активна потужність, реактивна потужність.

Вступ. В електроенергетичних, електротехнічних та електромеханічних системах і комплексах у разі розв'язання задач, пов'язаних з перетворенням електричної енергії в інші види енергії, використовують баланс енергії або потужності, а також для перевірки результату рішення задачі або оцінки розподілу потоків потужності. В більшості випадків баланс складається за усередненими на певному проміжку часу значеннями відповідних величин.

Значення потужності в більшості задач електротехніки та електромеханіки мають узагальнюючу вагу та використовуються для співвідношення енергетичних показників елементів системи – дотримання балансу за активною та реактивною потужностями. У разі експлуатації мереж, які забезпечують електричною енергією споживачів, незалежно від характеру струму постають задачі обліку електричної енергії. Для мереж постійного струму як обліковий показник використовують середнє (на визначеному проміжку часу) значення потужності, для мереж змінного струму – значення активної та реактивної потужностей [1, 2]. Спотворення електричної енергії, які спричинені чи то дією джерела, чи то дією навантаження у разі обліку електричної енергії не враховують.

Аналіз попередніх досліджень. Електроенергетичні системи використовуються для вироблення та передавання енергії, яка для електричного кола в першу чергу визначається активною потужністю: $P=\frac{1}{T}\int\limits_{t_0}^{t_0+T} uidt$, де u – напруга; i – струм.

У разі наявності в колі елементів, які мають властивості накопичення енергії, результат взаємодії напруги та струму розглядають фактично за рівнянням Коші-Будяновського-Шварца [3]: $\left(\int\limits_{t_0}^{t_0+T} uidt\right)^2 = \int\limits_{t_0}^{t_0+T} u^2dt \int\limits_{t_0}^{t_0+T} i^2dt - \frac{1}{2}\int\limits_{t_0}^{t_0+T}\int\limits_{t_0}^{t_0+T} \left(u(\tau)i(t)-u(t)i(\tau)\right)^2 d\tau dt$, і у випадку гармонічних функцій (струмів, напруг) відповідає рівнянню

$$P^2 = S^2 - Q^2, \qquad (1)$$

де S – повна потужність; Q – реактивна потужність, потужність елементів, які накопичують енергію.

Наявність в електричному колі елементів з нелінійною вольт-амперною характеристикою унеможливлює використання для виразу (1) поняття реактивна потужність, яку в роботах [4], спираючись на теорію Будеану, відносять до неактивної потужності N. Остання

© Бялобржеський О.В., 2018
ORCID ID: https://orcid.org/0000-0003-1669-4580

об'єднує реактивну потужність елементів, які накопичують енергію Q, та потужність спотворення D, яку викликають елементи з нелінійною вольт-амперною характеристикою, тобто $P^2 = S^2 - N^2 = S^2 - \left(Q^2 + D^2\right)$.

Визначення причин виникнення потужності спотворення D досліджено вченими, наприклад, у роботах [1, 4], та наразі найбільш чітко систематизовано у стандарті Інституту інженерів електриків та електронників [5], декларує певну кількість компонент потужності електричної енергії, кожна з яких відбиває характерні показники. Використовуючи відомі векторні форми та поняття повної, активної, неактивної, реактивної потужностей, потужності спотворення, автори багатогранно визначають характеристику потоку потужності. У цьому разі використовується представлення струмів, напруг та миттєвої потужності у тригонометричній формі ряду Фур'є. Зазначені компоненти потужності обґрунтовані на підставі концепції Будеану, але в роботах [3, 4] піддаються критиці з позиції визначення гармонічних складових потужності на підставі гармонічних струму та напруги.

Визначення компонент потужності створює передумови для певної оцінки енергетичного процесу [6]. Аналіз струму, напруги та потужності полігармонічними функціями використовують для вирішення задач ідентифікації параметрів та характеристик елементів схеми [7]. У такому випадку забезпечують закон збереження енергії, що робить його більш сприятливим для оцінки показників передачі електричної енергії.

Мета роботи. Аналітичне визначення активної та реактивної потужностей як компонент миттєвої потужності кола з періодичними струмом та напругою.

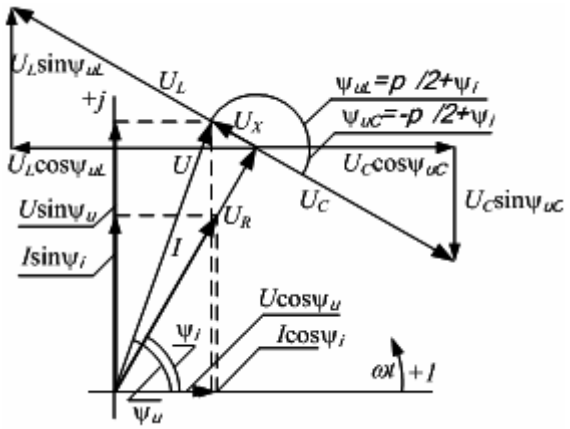


Рис. 1

Основний матеріал і результати досліджень. Розглянемо елементарний контур з послідовно увімкненими активним опором, індуктивним та ємнісним елементами. Протікання гармонічного струму в лінійному колі (рис. 1) забезпечується дією зовнішньої напруги, покладаючи гармонічними параметри режиму, запишемо у вигляді

$$i = I\sin\left(\omega t + \psi_i\right);\ u = U\sin\left(\omega t + \psi_u\right),$$

де U, I – амплітуда напруги та струму; ψ_u, ψ_i – початкова фаза напруги та струму; ω – кутова частота, при цьому напруга та струм пов'язані таким чином:

$$u = u_R + u_L + u_C = i_R R + L\frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C}\int i_C dt =$$

$$= I_R R\sin\left(\omega t + \psi_{iR}\right) + L\omega I_L\cos\left(\omega t + \psi_{iL}\right) - \frac{I_C}{C\omega}\cos\left(\omega t + \psi_{iC}\right).$$

При цьому $i_R = i_L = i_C$; $I_R = I_L = I_C = I$; $\psi_{iR} = \psi_{iL} = \psi_{iC} = \psi_i$. Тоді можна записати

$$u = I\left(R\sin\left(\omega t + \psi_i\right) + \left[L\omega - \frac{1}{C\omega}\right]\cos\left(\omega t + \psi_i\right)\right).$$

Потужність кола у разі зазначених струмів та напруги

$$p = I\sin\left(\omega t + \psi_i\right) I\left(R\sin\left(\omega t + \psi_i\right) + \left[L\omega - \frac{1}{C\omega}\right]\cos\left(\omega t + \psi_i\right)\right) = I^2\left(R\sin^2\left(\omega t + \psi_i\right) + \left[L\omega - \frac{1}{C\omega}\right]\sin\left(\omega t + \psi_i\right)\cos\left(\omega t + \psi_i\right)\right) =$$

$$= \frac{I^2 R}{2}\cos(0) + \frac{I^2}{2}\left[L\omega - \frac{1}{C\omega}\right]\sin(0) - \left(\frac{I^2 R}{2}\cos 2\psi_i - \frac{I^2}{2}\left[L\omega - \frac{1}{C\omega}\right]\sin 2\psi_i\right)\cos 2\omega t +$$

$$+ \left(\frac{I^2 R}{2}\sin 2\psi_i + \frac{I^2}{2}\left[L\omega - \frac{1}{C\omega}\right]\cos 2\psi_i\right)\sin 2\omega t;$$

$$p = P_R\cos(0)+\left[P_L-P_C\right]\sin(0)+\left(-P_R\cos 2\psi_i+\left[P_L-P_C\right]\sin 2\psi_i\right)\cos 2\omega t+\left(P_R\sin 2\psi_i+\left[P_L-P_C\right]\cos 2\psi_i\right)\sin 2\omega t = \\ = P_{a.1-1}\cos(0)+P_{b.1-1}\sin(0)+P_{a.1+1}\cos 2\omega t+P_{b.1+1}\sin 2\omega t. \quad (2)$$

Не виключаючи з огляду компоненту при $\sin(0)$, яка фактично не бере участі у формуванні миттєвої потужності, відмітимо, що $P_{a.1-1}\neq P_{a.1+1}$; $P_{b.1-1}\neq P_{b.1+1}$. Для збереження певної форми запису перепишемо рівняння, використовуючи такі компоненти – активну, реактивну та повну потужності: $p = P\cos(0)+Q\sin(0)+S\sin(2\omega t+\psi_s)$, де $P = P_{a.1-1} = P_R = \dfrac{I^2R}{2}$ – активна потужність кола; $Q = P_{b.1-1} = \left[P_L-P_C\right] = \dfrac{I^2}{2}\left[L\omega-\dfrac{1}{C\omega}\right]$ – реактивна потужність кола; $S = \sqrt{P_{a.1+1}^2+P_{b.1+1}^2} = \sqrt{P_R^2+\left[P_L-P_C\right]^2} = \sqrt{P_R^2+Q^2} = \sqrt{P_{a.1-1}^2+P_{b.1-1}^2}$ – повна потужність; $\psi_s = \operatorname{arctg}\dfrac{\left(P_R\sin 2\psi_i+\left[P_L-P_C\right]\cos 2\psi_i\right)}{\left(-P_R\cos 2\psi_i+\left[P_L-P_C\right]\sin 2\psi_i\right)}$ – початкова фаза повної потужності.

Такий підхід повністю відбиває зв'язок компонент миттєвої потужності з відомими компонентами: активною, реактивною та повною потужностями. Нагадаємо, що за повною потужністю баланс в електричному колі не відтворюється. Слід зазначити, що за компонентами активної, реактивної та повної потужностей неможливо відновити миттєву потужність у колі, оскільки початкова фаза повної потужності не використовується. Гармонічні компоненти з амплітудами $P_{a.1-1}$, $P_{b.1-1}$, $P_{a.1+1}$, $P_{b.1+1}$ потужності повністю відтворюють миттєву потужність.

Додатково раціонально використовувати показники, які характеризують потужність як сигнал [1, 3]: максимальне, середнє та середньоквадратичне значення:

$$P_{\max} = \max(p) = P_R+S;\ P_{av} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} p\,dt = P_R;\ P_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} p^2\,dt} = \sqrt{P_{a.1-1}^2+\frac{P_{a.1+1}^2}{2}+\frac{P_{b.1+1}^2}{2}}.$$

Останній показник є квадратичною нормою сигналу миттєвої потужності $P_{rms} = \|p\|$.

Використовуючи вихідну форму запису струму та напруги та їх початкових фаз, вираз для потужності запишемо у вигляді:

$$p = 0{,}5\left[UI\cos(\psi_u-\psi_i)\right]\cos(0)+0{,}5\left[-UI\sin(\psi_u-\psi_i)\right]\sin(0)+0{,}5\left[-UI\cos(\psi_u+\psi_i)\right]\cos(2\omega t)+0{,}5\left[UI\sin(\psi_u+\psi_i)\right]\sin(2\omega t). \quad (3)$$

Порівнюючи вирази (2) та (3), маємо $P_{a.1-1} = 0{,}5\left[UI\cos(\psi_u-\psi_i)\right] = P$ – активна потужність; $P_{b.1-1} = 0{,}5\left[-UI\sin(\psi_u-\psi_i)\right] = Q$ – реактивна потужність; $P_{a.1+1} = 0{,}5\left[-UI\cos(\psi_u+\psi_i)\right]$ – косинусна компонента повної потужності; $P_{b.1+1} = 0{,}5\left[UI\sin(\psi_u+\psi_i)\right]$ – синусна компонента повної потужності.

Таким чином, компоненти повної потужності, що пульсують з подвійною частотою, не є активною та реактивною потужностями. Вони є ортогональними компонентами осцилюючої повної потужності, яка має початкову фазу ψ_s, штучно приводяться до активної та реактивної потужностей, що виконується деякими авторами шляхом відповідного зрушення за фазою.

З розглядом полігармонічних струму та напруги

$$u = \sum_k u_k = \sqrt{2}\sum_k U_k\sin\left(k\omega t+\psi_{uk}\right) = \sqrt{2}\sum_k\left(U_k\cos\left(\psi_{uk}\right)\sin\left(k\omega t\right)+U_k\sin\left(\psi_{uk}\right)\cos\left(k\omega t\right)\right) = \\ = \sum_k\left(U_{a.k}\sin\left(k\omega t\right)+U_{b.k}\cos\left(k\omega t\right)\right) = \sum_k\left(u_{a.k}+u_{b.k}\right);$$

$$i = \sum_n i_n = \sqrt{2}\sum_n I_n\sin\left(n\omega t+\psi_{in}\right) = \sqrt{2}\sum_n\left(I_n\cos\left(\psi_{in}\right)\sin\left(k\omega t\right)+I_n\sin\left(\psi_{in}\right)\cos\left(n\omega t\right)\right) = \\ = \sum_n\left(I_{a.n}\sin\left(n\omega t\right)+I_{a.n}\cos\left(n\omega t\right)\right) = \sum_n\left(i_{a.n}+i_{b.n}\right),$$

де k,n – номери гармонік напруги та струму; U_k, I_n – діючі значення гармонік напруги та струму; ψ_{uk}, ψ_{ik} – початкова фаза напруги та струму; $U_{a.k}, U_{b.k}$ – амплітуди косинусної та синусної компонент гармонік напруги; $I_{a.k}, I_{b.k}$ – амплітуди косинусної та синусної компонент гармонік струму, вираз для потужності суттєво ускладнюється:

$$p = \sum_k u_k \sum_n i_n = \sum_k (u_{a.k} + u_{b.k}) \sum_n (i_{a.n} + i_{b.n}) = \sum_{k,n} U_k I_n \cos\left[(k-n)\omega t + \psi_{uk} - \psi_{in}\right] - \sum_{k,n} U_k I_n \cos\left[(k+n)\omega t + \psi_{uk} + \psi_{in}\right].$$

Як зазначено в [6], з останнього виразу випливає, що функція миттєвої потужності містить гармоніки, порядок яких (s) визначається як різницею ($k-n$), так і сумою ($k+n$) порядків гармонік напруги і струму, тобто $s = k \pm n$). Таким чином, миттєва потужність

$$\begin{aligned} p = \sum_s p_s = \sum_s P_s \sin\left(s\omega t + \psi_{p.s}\right) = \sum_s \left(P_s \cos\left(\psi_{p.s}\right)\sin\left(s\omega t\right) + P_s \sin\left(\psi_{p.s}\right)\cos\left(s\omega t\right)\right) = \\ = \sum_s \left(P_{a.s} \sin\left(s\omega t\right) + P_{b.s} \cos\left(s\omega t\right)\right) = \sum_s \left(p_{a.s} + p_{b.s}\right). \end{aligned} \tag{4}$$

Виконуючи ланку перетворень рівняння потужності, виділимо чотири компоненти потужності, приводячи його до вигляду (3):

$$\begin{aligned} p = \sum_{k,n}\left[U_k I_n \cos\left(\psi_{uk} - \psi_{in}\right)\right]\cos\left(k-n\right)\omega t + \sum_{k,n}\left[-U_k I_n \cos\left(\psi_{uk} + \psi_{in}\right)\right]\cos\left(k+n\right)\omega t + \\ + \sum_{k,n}\left[-U_k I_n \sin\left(\psi_{uk} - \psi_{in}\right)\right]\sin\left(k-n\right)\omega t + \sum_{k,n}\left[U_k I_n \sin\left(\psi_{uk} + \psi_{in}\right)\right]\sin\left(k+n\right)\omega t. \end{aligned}$$

У цьому випадку розділити компоненти потужності за характером їх утворення можливо виходячи з концепції, викладеної в [6]. Використовуючи елементи алгебри теорії чисел та вводячи позначення предикату $A(s)$ – «s - парне», запишемо умови для визначення компонент потужності:

1. Косинусна компонента нульової частоти (активна потужність)

$$p_{a.0} = \sum_{k,n}\left[U_k I_n \cos\left(\psi_{uk} - \psi_{in}\right)\right]\cos\left(k-n\right)\omega t = P\cos(0);\ \forall s\left(s = \left|k-n\right| \to A(s)\right) \cap \left(k = n\right);$$

2. Синусна компонента нульової частоти (реактивна потужність)

$$p_{b.0} = \sum_{k,n}\left[-U_k I_n \sin\left(\psi_{uk} - \psi_{in}\right)\right]\sin\left(k-n\right)\omega t = Q\sin(0);\ \forall s\left(s = \left|k-n\right| \to A(s)\right) \cap \left(k = n\right);$$

3. Косинусні канонічні компоненти

$$p_{a.c} = \sum_{k,n}\left[-U_k I_n \cos\left(\psi_{uk} + \psi_{in}\right)\right]\cos\left(k+n\right)\omega t = \sum_s P_{a.c.s} \cos(s\omega t);\ \forall s\left(s = \left(k+n\right) \to A(s)\right) \cap \left(k = n\right);$$

4. Синусні канонічні компоненти

$$p_{b.c} = \sum_{k,n}\left[U_k I_n \sin\left(\psi_{uk} + \psi_{in}\right)\right]\sin\left(k+n\right)\omega t = \sum_s P_{b.c.s} \sin(s\omega t);\ \forall s\left(s = \left(k+n\right) \to A(s)\right) \cap \left(k = n\right);$$

5. Косинусні компоненти канонічного порядку – псевдоканонічні компоненти

$$\begin{aligned} p_{a.pc} = \sum_{k,n}\left[U_k I_n \cos\left(\psi_{uk} - \psi_{in}\right)\right]\cos\left(k-n\right)\omega t + \sum_{k,n}\left[-U_k I_n \cos\left(\psi_{uk} + \psi_{in}\right)\right]\cos\left(k+n\right)\omega t = \\ = P_{a.pc.s} \cos(s\omega t);\ \forall s\left(s = \left(k \pm n\right) \to A(s)\right) \cap \left(k \neq n\right); \end{aligned}$$

6. Синусні компоненти канонічного порядку – псевдоканонічні компоненти

$$\begin{aligned} p_{b.pc} = \sum_{k,n}\left[-U_k I_n \sin\left(\psi_{uk} - \psi_{in}\right)\right]\sin\left(k-n\right)\omega t + \sum_{k,n}\left[U_k I_n \sin\left(\psi_{uk} + \psi_{in}\right)\right]\sin\left(k+n\right)\omega t = \\ = \sum_s P_{b.pc.s} \sin(s\omega t);\ \forall s\left(s = \left(k \pm n\right) \to A(s)\right) \cap \left(k \neq n\right); \end{aligned}$$

7. Косинусні неканонічні компоненти

$$\begin{aligned} p_{a.nc} = \sum_{k,n}\left[U_k I_n \cos\left(\psi_{uk} - \psi_{in}\right)\right]\cos\left(k-n\right)\omega t + \sum_{k,n}\left[-U_k I_n \cos\left(\psi_{uk} + \psi_{in}\right)\right]\cos\left(k+n\right)\omega t = \\ = P_{a.nc.s} \cos(s\omega t);\ \forall s\left(s = \left|k \pm n\right| \to \neg A(s)\right) \cap \left(k \neq n\right); \end{aligned}$$

8. Синусні неканонічні компоненти

$$p_{b.nc} = \sum_{k,n}\left[-U_k I_n \sin\left(\psi_{uk} - \psi_{in}\right)\right]\sin\left(k-n\right)\omega t + \sum_{k,n}\left[U_k I_n \sin\left(\psi_{uk} + \psi_{in}\right)\right]\sin\left(k+n\right)\omega t =$$

$$= \sum_{s} P_{b.nc.s}\sin(s\omega t);\ \forall s\left(s = \left|k \pm n\right| \to \neg A(s)\right) \cap \left(k \neq n\right).$$

Аналогічно можливо представити компоненти потужності з використанням ортогональних складових струму та напруги. У результаті в потужності однозначно виділяються активна та реактивна потужності в існуючому їх уявленні, виділити повну потужність S серед компонент потужності в цьому випадку не можливо.

Спосіб представлення потужності у вигляді

$$p = p_{a.0} + p_{b.0} + p_{a.c} + p_{a.pc} + p_{b.c} + p_{b.pc} + p_{a.nc} + p_{b.nc} \tag{5}$$

відповідає закону збереження енергії та теоремі Телледжена [6]. При цьому сигнал потужності узагальнюється квадратичною нормою P_{rms}.

Раціональність використання такого представлення потужності можна ілюструвати таким прикладом. Припустимо, що струм та напруга задані трьома гармоніками з відповідними амплітудами та початковими фазами (табл. 1), а частота основної гармоніки складає $\omega = 314\ \text{с}^{-1}$.

Діаграми струму та напруги для першого та другого експериментів наведені на рис. 2 *а* та *в* відповідно, результуючу діаграму потужності – на рис. 2 *б* та *г*. Очевидно, що за умови різних значень гармонік струму буде отримано різну потужність, але інтегральні показники [4] – активна P, реактивна Q, повна S потужності та навіть потужність спотворення D залишаються незмінними, хоча, як видно з рис. 2 *б* та *г,* характер спотворення потужності різний, що призводить до різних значень максимуму потужності.

Таблиця 1

Experiment	1				2			
Harmonic	*h1*	*h2*	*h3*	*RMS*	*h1*	*h2*	*h3*	*RMS*
I, A	20	1	10	15,83	20	10	1	15,83
THD_I, *в.о.*				0,502				0,502
U, B	220	10	10	155,89	220	10	10	155,89
THD_U, *в.о.*				0,064				0,064
φ, *град*	30	60	60		30	60	60	
$P, Вт$	1933				1933			
$Q, вар$	1148				1148			
$S, ВА$	2467				2467			
$D, вар$	1017				1017			

В табл. 2 наведено значення ортогональних компонент потужності для першого та другого експериментів, отримані відповідно до виразу (4). Як і було зазначено раніше, однозначно визначаються компоненти з нульовою частотою $P_{a.0} = P$ та $P_{b.0} = Q$. Пов'язати компоненти інших частот із зазначеними потужностями або з повною потужністю S неможливо, але такий спосіб представлення потужності дає змогу відрізнити потужності p, отримані в пропонованих експериментах.

Таблиця 2

	$P_{a.0}$, *ВА*	$P_{b.0}$, *ВА*	$P_{a.1}$, *ВА*	$P_{b.1}$, *ВА*	$P_{a.2}$, *ВА*	$P_{b.2}$, *ВА*	$P_{a.3}$, *ВА*	$P_{b.3}$, *ВА*	$P_{a.4}$, *ВА*	$P_{b.4}$, *ВА*	$P_{a.5}$, *ВА*	$P_{b.5}$, *ВА*	$P_{a.6}$, *ВА*	$P_{b.6}$, *ВА*	P_{rms}, *ВА*	$P_{\max}$, *ВА*
Exp1	1933	1148	169,3	84,2	2542	2003	0,015	145,3	639,1	1007	27,5	47,6	25	43,3	3118	6790
Exp2	1933	1148	664,3	863,7	2047	1145	0,011	1003	166,6	188,5	27,5	47,6	2,5	4,3	2796	6606

Слід зазначити різні значення квадратичної норми потужності та її максимального значення для кожного з експериментів. Додатково слід звернути увагу на співпадіння значень ортогональних компонент п'ятої гармоніки потужності $s = 5$, яка зумовлена взаємодією другої та третьої гармонік напруги та струму. Значення ортогональних компонент шостої гармоніки потужності $s = 6$ на порядок відмінні, тому що зумовлені взаємодією виключно третіх гармонік струму та напруги. Окремо слід виділити значення ортогональних компонент другої гармоніки потужності $s = 2$, яка відбиває взаємодію гармонік струму та напруги, для яких $n \pm k = s = 2$. У цьому випадку окрім першої гармоніки струму та напруги у формуванні

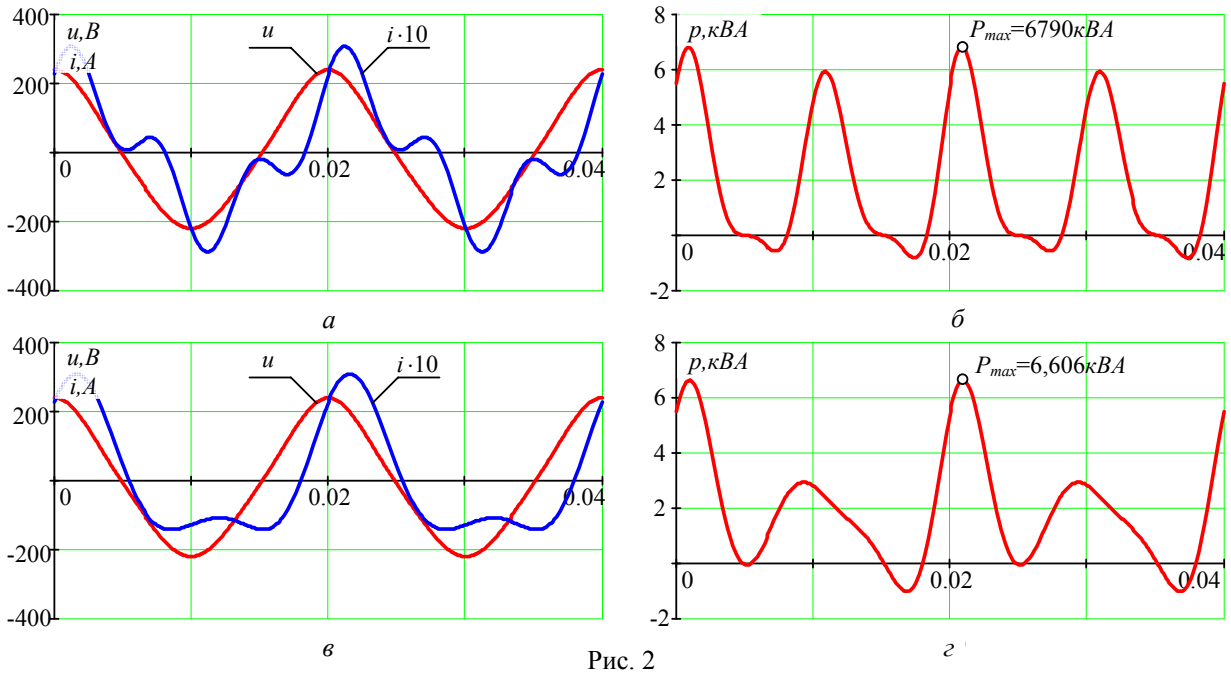


Рис. 2

цієї компоненти потужності беруть участь і всі інші гармоніки струму та напруги, для яких виконується умова.

У табл. 3 наведено значення ортогональних компонент потужності для першого та другого експериментів, отримані відповідно до виразу (5). В цьому випадку також однозначно визначаються компоненти з нульовою частотою $P_{a.0} = P$ та $P_{b.0} = Q$. Аналогічно попередньому варіанту є ситуація з ортогональними компонентами гармонік $s = 5$ та $s = 6$. Ортогональні компоненти гармонік потужності $s = 2$ розподілені згідно з (5): на канонічні компоненти (індекс «*c*»), які відбивають дію компонент струму та напруги однієї частоти $n = k = 1$, та псевдоканонічні компоненти (індекс «*pc*»), які відбивають дію гармонік струму і напруги різних частот $n \neq k$. Тому значення канонічних ортогональних компонент гармонік потужності $s = 2$ для обох експериментів співпадають, а для неканонічних відрізняються.

Таблиця 3

	$P_{a.0}$, ВА	$P_{b.0}$, ВА	$P_{a.nc.1}$, ВА	$P_{b.nc.1}$, ВА	$P_{a.c.2}$, ВА	$P_{a.pc.2}$, ВА	$P_{b.c.2}$, ВА	$P_{b.pc.2}$, ВА	$P_{a.nc.3}$, ВА	$P_{b.nc.3}$, ВА	$P_{a.c.4}$, ВА	$P_{a.pc.4}$, ВА	$P_{b.c.4}$, ВА	$P_{b.pc.4}$, ВА	$P_{a.nc.5}$, ВА	$P_{b.nc.5}$, ВА	$P_{a.c.6}$, ВА	$P_{b.c.6}$, ВА
Exp1	1933	1148	169,3	84,2	1905	636,6	1100	902,6	0,02	145,3	2,5	636,6	4,3	1003	27,5	47,6	25	43,3
Exp2	1933	1148	664,3	863,7	1905	141,6	1100	45,3	0,01	1003	25	141,6	43,3	145,3	27,5	47,6	2,5	4,3

Висновки. На підставі аналізу ортогональних компонент миттєвої потужності як добутку моногармонічних струму та напруги встановлено компоненти, які відповідають активній, реактивній і повній потужностям та її ортогональним складовим, які зумовлюють амплітуду останньої та її початкову фазу. На відміну від відомого представлення компонент потужності навмисно не виключено з розгляду ортогональні компоненти з нульовим аргументом функції.

Для періодичних струмів та напруг з довільною кількістю гармонік, використовуючи відомий розподіл компонент потужності на ортогональні, а останніх на компоненти нульової частоти, канонічні, псевдоканонічні та неканонічні, з використанням мови логіки предикатів сформульовано умови і рівняння для визначення зазначених компонент.

На прикладі двох експериментів з періодичними полігармонічними струмом та напругою, які в обох експериментах мають однакові показники діючого значення та коефіцієнта викривлення, змінюючи порядок гармонік струму, проілюстровано низьку ефективність використання інтегральних показників повної потужності та потужності спотворення, які в обох випадках залишаються незмінними.

Використовуючи розділення компонент потужності на компоненти нульової частоти, канонічні, псевдоканонічні та неканонічні, на прикладі показано багатогранність відображення процесу передавання потужності електричної енергії зі збереженням закону збереження енергії та виконанням теореми Телледжена. Пропоноване рішення потребує розвитку в напрямку визначення показників, корисних для інструментальної оцінки енергетичного процесу, що в свою чергу може бути використаним у системах обліку обсягів та якості електричної енергії.

1. Emanuel A.E. Power definitions and the physical mechanism of power flow. Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, 2010. 280 p.
2. Жемеров Г.Г., Тугай Д.В. Зависимость дополнительных потерь в трехфазных системах электроснабжения от реактивной мощности и пульсаций мгновенной активной мощности. *Технічна електродинаміка.* 2015. № 4. С. 66–70.
3. Willems J. L. Budeanu's Reactive Power and Related Concepts Revisited. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2011. Vol. 60, no. 4. P. 1182–1186.
4. Jeltsema Dimitri. Budeanu's concept of reactive and distortion power revisited. *Przeglad Elektrotechniczny.* 2015. no. 4/201. P. 68–73.
5. IEEE Std 1459-2010 IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions, IEEE, 2010, 50 p.
6. Bialobrzheskyi O., Rod'kin D., Gladyr A. Power components of electric energy for technical and commercial electricity metering. *Naukovyi Visnyk NHU*. 2018. № 2. P. 44–53.
7. Родькин Д. И. Особенности применения энергетического метода идентификации двигателей переменного тока при псевдополигармонических сигналах. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2009. Вип. 1. С. 7–20.

УДК 621.317.38
А.В. Бялобржеский, канд. техн. наук
Кременчугский национальный университет им. Михаила Остроградского,
ул. Первомайская, 20, Кременчуг, 39600, Украина

АКТИВНАЯ, РЕАКТИВНАЯ МОЩНОСТИ КАК КОМПОНЕНТЫ МГНОВЕННОЙ МОЩНОСТИ ЦЕПИ С ПЕРИОДИЧЕСКИМИ ТОКОМ И НАПРЯЖЕНИЕМ

С использованием тригонометрической формы ряда Фурье для периодических тока и напряжения проведен расчет компонент, формирующих мгновенную мощность. Для гармонических тока и напряжения рассчитаны компоненты мощности, в которых выделены активная, реактивная и полная мощности, а также начальная фаза последней, как гармонической функции. Выполняя анализ периодических полигармонических тока и напряжения получены выражения мгновенной мощности, приведенные к определенному нормированному виду. Используя известную концепцию распределения компонент полигармонической мощности, соответствующую закону сохранения энергии и теореме Телледжена, определены активная и реактивная компоненты в существующем представлении. Отмечено, что в таком случае полную мощность выделить невозможно. Опираясь на известные работы, для интегральной оценки полигармонической мощности использована ее квадратичная норма. Библ. 7, рис. 2, табл. 3.
Ключевые слова: мощность электрической энергии, норма мощности, активная мощность, реактивная мощность.

O.V. Bialobrzheskyi
Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University,
st. Pervomaiska, 20, Kremenchuk, 39600, Ukraine

ACTIVE, REACTIVE POWER AS COMPONENTS OF THE INSTANTANEOUS POWER A CIRCUIT WITH PERIODIC CURRENT AND VOLTAGE

Using the trigonometric form of the Fourier transform for periodic currents and voltages, the components forming instantaneous power are calculated. For harmonic currents and voltages, power components are calculated in which the active, reactive and apparent powers are allocated, as well as the initial phase of the latter, as a harmonic function. Performing an analysis of periodic polyharmonic currents and voltages, instantaneous power expressions are obtained, reduced to a certain normalized form. Using the well-known concept of the distribution of polyharmonic power components, corresponding to the energy conservation law and the Telleggen theorem, the active and reactive components are determined in the existing representation. It is noted that in this case it is impossible to single out the full power. Based on known works, for its integral estimation of polyharmonic power its quadratic norm is used. References 7, figure 2, tables 3.
Key words: power of electric energy, power norm, active power, reactive power.

1. Emanuel A. E. Power definitions and the physical mechanism of power flow. Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, 2010. 280 p. (En)

2. Gemerov G.G, Tugay D.V. Dependence of additional losses in three-phase power supply systems on reactive power and pulsations of instantaneous active power. *Tekhnichna elektrodinamika.* 2015. No 4. P. 66–70. (Rus)
3. Willems J. L. Budeanu's reactive power and related concepts revisited. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.* 2011. Vol. 60, no. 4. P.1182–1186. (En)
4. Jeltsema Dimitri. Budeanu's concept of reactive and distortion power revisited. *Przeglad Elektrotechniczny*. 2015. no. 4/201. Pp. 68–73. (En)
5. IEEE Std 1459-2010 IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions, IEEE, 2010, 50 p (En)
6. Bialobrzheskyi O., Rod'kin D., Gladyr A. Power components of electric energy for technical and commercial electricity metering. *Naukovyi Visnyk NHU.* 2018. № 2. P. 44–53. (En)
7. Rod'kin D.I. Features of the application of the energy method for the identification of alternating-current motors for pseudo-polyharmonic signals. *Electromechanical and energy saving systems*. 2009. №. 1. P. 7–20. (Rus)

Надійшла 02.03.2018
Received 02.03.2018

THE CONCEPT OF LINE AUTOMATION SYSTEM AS A COMPONENT OF SMART NETWORKS OF THE FUTURE

O.A. Buslavets [1*], O.V. Martyniuk [2], O.A. Savchenko [3***], O.O. Miroshnyk [4****], S.V. Diubko [5*****]**

1, 2 – Ministry of Energy and Coal Industry of Ukraine, 30,
Khreshchatyk str., Kyiv, 01601, Ukraine
3-5 – Kharkiv Petro Vasylenko National Technical University of Agriculture,
44 Alchevskyh str., Kharkiv, 61002, Ukraine
e-mail: olga.buslavets@mev.gov.ua, oleksandr.martynuk@mev.gov.ua, savoa@ukr.net, omiroshnyk@ukr.net, stanislavdiubko@gmail.com

The article reflects the authors' vision on the prospects for the development of automation tools used on transmission lines. The authors overviewed briefly the existing elements of transmission lines automation - monitoring systems for various processes, actuating devices. The approach for the integration of individual elements of automation on the PL into a single set of software is offered. It gives grounds for introducing the concept of an automated control system of technological processes of the transmission line (ACSTP PL). The ACSTP PL structural scheme of as a potential component of "smart" networks is reviewed, the group of the monitoring system sensors of the line are described and their general purpose is described. The general requirements for the construction of ACSTP PL, their functional capabilities are formulated. Prospects for the implementation of ACSTP PL and their key technologies are projected.
References 10, figures 2, table.
Key words: Smart Grid, power line, line automation system, measurement and monitoring system, control actions, software and hardware complex.

Introduction. Currently, the main trend of electric power systems development in the world is the widespread adoption of Smart Grid technologies. The most complete Smart Grid concept is reflected in the definition of IEEE as a fully integrated electric power system, characterized by self-regulation and self-healing features and managed in real time. Self-regulation and self-healing are the key characteristics of Smart Grid, through which high reliability of power supply with high-quality energy is achieved. The basis for realization of these properties is implementation of monitoring of the various processes taking place in the grid, and also control devices that provide network "adaptation" to existing conditions caused by external and internal factors [1].

Smart Grid technologies are relevant for Ukraine, because the electric networks of the country are characterized by a high degree of physical and moral wear of the electric equipment, large losses of electric energy for its transmission, low level of automation, and so on. Thus, by the end of 2017, the share of power lines of distribution networks to be reconstructed, replaced or overhaul exceeded 52 % of their total length. The number of substations that worked out the project resource

© Buslavets O. A., Martyniuk O.V., Savchenko O.A., Miroshnyk O.O., Diubko S.V., 2018
* ORCID ID: http://orcid.org//0000-0001-6449-7587; ** ORCID ID: http://orcid.org//0000-0002-5278-4789 ;
*** ORCID ID: http://orcid.org/0000-0002-6401-0852 ; **** ORCID ID: https://orcid.org/0000-0002-6144-7573 ;
***** ORCID ID: http://orcid.org/0000-0002-1856-1987

is 48 % of the total. Provision of operators of the distribution systems by modern means of remote high-precision accounting of electric energy is also inadequate. In particular, in networks with voltages above 1kV, about one third of electric meters do not have a remote mode of reading information, and almost half of them have a class of accuracy greater than 0.5. As a result, it leads to significant losses of electricity in the networks (11,5 % of the total electricity consumption) and reduces the reliability of electricity supply.

One of the directions of the technical policy provided for by the updated Energy Strategy of Ukraine is the modernization of the network infrastructure using Smart Grid technologies. To this end, the Ministry of Energy and Coal Industry develops the concept of Smart Grid and a phased plan for its implementation by 2035. The concept will provide for the transition from a modern vertically integrated unilateral centralized power supply system to a decentralized intellectual self-regulating power grid. The implementation of Smart Grid should ensure the technical capacity of transmission and distribution system operators to work effectively in a new competitive energy market, taking into account the growth of the share of distributed alternative energy sourses, and will allow achieving the energy supply reliability criteria, CO_2 emissions, including reducing SAIDI with a current of more than 600 to less than 150 minutes per consumer per year.

The purpose of the article is to develop the concept of the Line Automation System (LAS) as a component of intelligent electric networks, which involves the use of an integrated hardware and software complex for measurement, monitoring, diagnostics and control of technological processes of transmission or distribution electric power line in real time and aimed at improving reliability and quality of electricity supply, reduction of technological losses of electricity in the line.

The monitoring systems of processes associated with power lines have become a frequent practice recently [2, 3]. Such systems are often called Real-Time Monitoring Systems (RTMSs). By this system, usually they mean system for determining the permissible capacity of overhead power line (OPL) based on the wire temperature and current monitoring. In this paper the term RTMS refers to the system that can provide real-time monitoring of parameters of different nature characterizing the state of the power line. The list of functional capabilities of the system depends on the specific conditions of the line. For example, climatic conditions, including ice and wind effects, refer to the factors of external influence on OPL. Therefore RTMSs of OPLs**,** which pass in climate areas with high level of ice loads, should be equipped with software and hardware that allow to monitor the ice and wind conditions and critical parameters of the line in a real-time regime.

Automatic switching devices, such as reclosers, different types of FACTS – OPL pole mounted voltage regulators, reactive power regulators, devices that implement the technology of "smart" wires, etc., belong to control devices which have recently been actively used on power lines. In the future, we can expect increasing of application of such devices on power lines.

RTMS equipment and control devices installed on the power line are the bottom level of an automated system that provides monitoring of various processes associated with the line, transmitting a part of the data to the control center, and control actions issuing, including automatically. Such complex automated systems implemented in substations are known to be called Substation Automation Systems (SASs).

Wide application on power lines of real-time monitoring technologies and various control devices requires their association in one software and hardware complex of integrated automation system (AS) of power line, which will provide new performance capabilities. It affords ground for considering the automation system of power line as a separate component of the electric power system automation. This point of view corresponds to the traditional approach of structural division of electric power systems on such basic elements as power plants, substations, power lines, electricity consumers. For the definitions of automation systems that can be implemented on separate power lines, this paper uses the term Line Automation System, abbreviated as LAS. In [4] the line equipped with automation system, the lower level of which is RTMS and switching devices providing line impedance control, is called Smart Power Line.

As known, the second edition of one of the major standards for information exchange in SASs IEC-61850 is extended to automation systems of other power system objects, as reflected in its title "Communication networks and systems for power utility automation" [5]. According to the IEC approach, SAS is one of the possible subsystems of Power Utility Automation System (PUAS).

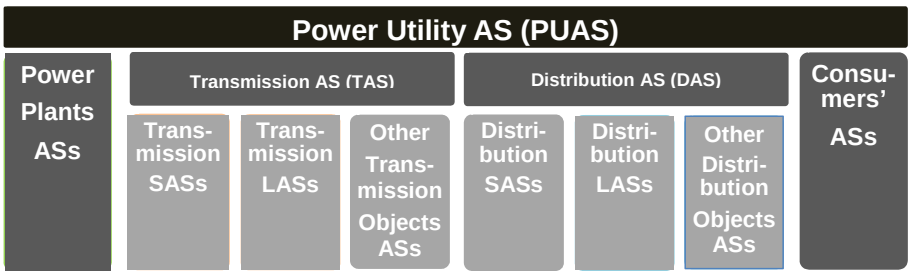


Fig. 1. LAS as a part of PUAS

Thus, LAS can also be considered as one of these subsystems, and at the same time as a separate component of "smart" networks of the future.

As a technical analogy of LAS, automation systems of such elongated engineering objects as gas and oil pipelines can be given.

The types of LAS functions are generally similar to the functions of SAS – these are relay protection, automation functions, monitoring, remote indication and control.

LAS, together with SAS, can be considered as one of the basic components of transmission and distribution automation systems, DASs and TASs respectively. Fig. 1 shows the LAS location in PUAS. Obviously, the concept of LAS can be used in relation to both overhead and cable power lines.

The second section of the paper deals with LAS as one of the elements of Transmission or Distribution SCADA (T(D) SCADA)), it describes a general characteristic of LAS sensors through the example of OPL. The third section of the paper formulates basic requirements for LAS construction, their functionality, and presents the positive results from its implementation. The fourth section is devoted to forecasting the prospects for LAS implementation on power lines. The conclusion is presented in the fifth section of the article.

LAS in T(D) SCADA. The transmission and distribution processes of electric energy are quite complex. They are described with a large number of variables. To control these processes multilevel hierarchical systems which are characterized by the ability of orientation on several targets and can solve conflicts between the elements that make decisions through the intervention of an element of a higher level are used. Taking into account basic properties of Smart Grid, such as self-regulation and self-healing, this system should be at least automated, and eventually most of its functions will be automatic. Fig. 2 shows T(D) SCADA which included LAS.

In general case, elements of OPL and the equipment which is installed on it are LAS monitoring and controlling objects.

The first level of T (D) SCADA is a local level formed with sublevels, that correspond to AS levels of power grid individual objects – power lines, substations and other facilities (for example distribution points). In Fig. 2 the names of AS levels of individual objects of electrical network and data buses correspond to those accepted in the standard IEC-61850 terminology.

At LAS process level various control devices and RTMS sensors are installed. They can be

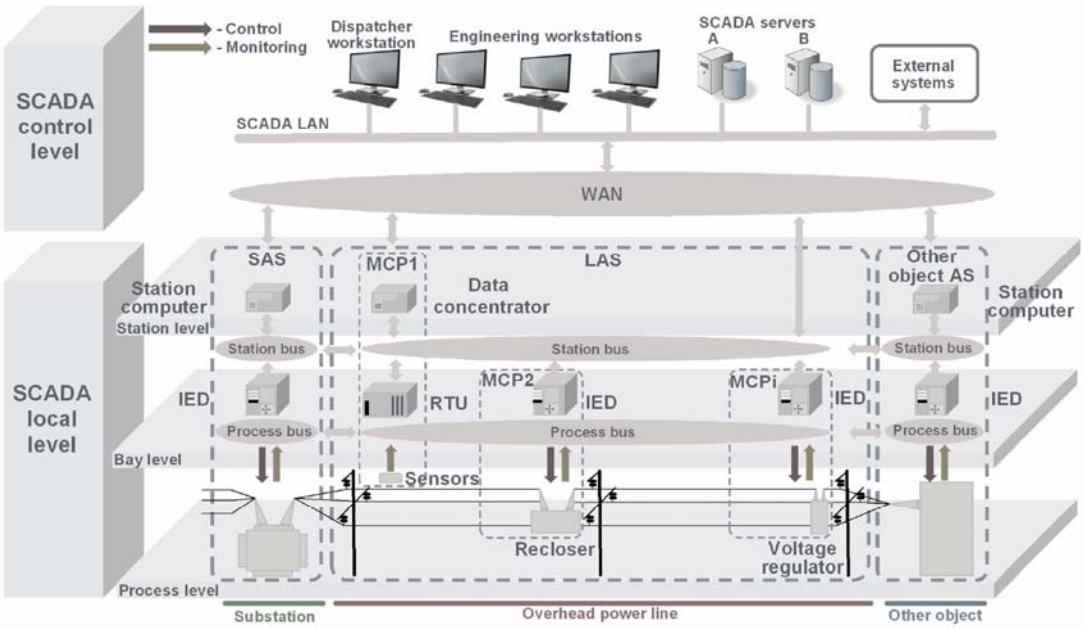


Fig. 2. LAS in T(D) SCADA

placed in specific monitoring and control points on the line – *MCP1 ... MCPi* or implemented on a basis of distributed monitoring technology.

RTMS sensors are divided into two groups:

1. Environmental sensors. Since environmental factors (which have natural and artificial character) impact OPL, its monitoring, primarily in order to predict development of the situation and take the necessary measures to prevent failures of the line, is one of the features performed by sensors of this group even today. Some measures can be introduced immediately, automatically, which corresponds to the notion of OPL self-regulation or "adaptation". For example, OPLs which are placed in climatic areas with high level of ice loads in case of prediction of the possibility of ice sediments on wires based on data received from meteorological sensors (factor of natural origin) may automatically transfer into anti-ice regime through some switching. The rest of the measures can be introduced with operational personnel actions, with some time lag. In this case RTMS sensors act as an OPL inspection tool. For example, in [6] there is prediction of the development of technologies which provide the possibility of monitoring on critical approach of vegetation (factor of natural origin), building constructions (artificial factor) to the elements of the line. Here, RTMS sensors act as an inspection tool which lets to introduce the necessary measures in manual mode for preventing OPL failure. On the other hand, OPL impact the environment. Therefore, another feature that can provide sensors of this group is to monitor the impact on the environment. For example, it is possible to monitor the electromagnetic influences near the line, acoustic noise and radio interference generated by corona discharge.

2. OPL elements state sensors. In general, sensors of this group will provide monitoring of electrical, thermal, mechanical and other processes in the elements of the line influencing OPL key features. RTMS equipped with sensors that monitor the current in the phase wires, their temperature, fluctuations intensity, sag, mechanical efforts, are actively used on OPL even today.

The control devices of LAS process level provide "adjustment" of the line to changing conditions. In particular, switching devices, that provide a transfer of the line into preventive mode heating wires in the case of ice forecast [4], can be attributed to such devices.

Microprocessor devices are placed at LAS's bay level; these are programmable logic controllers (PLCs), the input/output modules (RTUs) and other intelligent electronic devices (IEDs) which provide data collection from RTMS sensors and issue of control signals to control devices in particular monitoring and control points *MCP1...MCPi*. In terms of information environment architecture in LAS the term "monitoring and control point" is similar to the concept of "bay" in SAS.

The equipment installed at the process and bay levels is associated with common information environment – LAS process bus. Bay level IEDs obtain the information about contact position of switching devices that are installed on the line (reclosers, disconnectors), and about the process parameters at different points of the line through process bus. For example real-time voltage regulation with linear regulators based on the data of the voltage value at various points of the line can be a specific function for distribution lines, the implementation of which is possible through data exchange via LAS process bus.

At LAS's station level data concentrators can be used. The data concentrator provide the information gathering from several points of the monitoring and control, their intermediate archiving and transmitting to higher levels of the hierarchy. In addition, the concentrators allow transmitting the data in the opposite direction. LAS characteristic is the absence of a classical station level, which can be used in SAS and is a collection of workstations (WSs), data collection servers that are PCs. It should be noted that such a situation is typical in SAS, where service personnel is absent.

Bay level IEDs and data concentrators that can be used at the station level, are united through information LAS station bus. The exchange of data between IEDs will be implemented through the station bus. It allows implementing new functions on the line, for example new algorithms of relay protection and automation.

Direct data exchange between LAS and AS of other objects of the electric network can occur through both the process bus and the station bus.

OPL monitoring data, as well as data describing the state of other objects of electric network, by means of communication (WAN) is transferred to the second level of T(D) SCADA –

control level. The latter is a control point, where a server or servers of data collection, dispatcher's and other WSs are placed. In addition, at this level a part of control signals is generated and transmitted to the control devices which are installed on OPL. Data exchange with external automated systems is organized at the control level.

Requirements for building LAS and its functional capabilities. Based on the analysis of modern automation systems which are used in electric power systems [7] the following basic requirements for LAS were formulated:

1. Modular principle of construction.

2. Openness and possibility of extending of the system based on the international standards relating to hardware and software tools, models of information exchange.

3. The possibility of synergies with other automated systems, e. g. SASs, Other Objects ASs, integrated T(D) SCADA.

4. Optimized level of decentralization, which provide relative functional independence of its elements with simultaneous commercial availability.

Table 1 through the example of an overhead power line shows the list of possible LAS modules, their main functions and some obtained positive results.

LAS division into functional modules is made from the standpoints of system users – staff from different services (operational dispatch service, maintenance personnel, specialists in electricity sales, etc.). Therefore, the table does not reflect the list of automatic functions that do not require human intervention (protection, automatics and so on). Modules division on submodules is possible, each providing a specific functions. At the user level functional modules and submodules of LAS usually should be implemented as specialized software elements of automated control systems (operational and strategic) of electricity transmission (distribution) placed on WSs of different services. Since OPL being objects with elongated nature, software is typically based on GIS-technologies.

Prospects for LASs introduction on power lines. LASs implementation on power lines should take place with considering of all the traditional groups of functions that are specific to AS of other power facilities. First of all, they include relay protection, automation of certain processes (voltage control, reactive power regulating, etc.), real-time monitoring and remote control.

The basis for LASs implementation is organizing an information environment for data exchange between system elements. As known, attractive platform for information exchange in automation systems of electric power objects is standard IEC-61850. As known, this standard was originally developed to provide information exchange between elements in SAS. The standard began gradually to be applied to automation systems of other power facilities, including distributed generation sources, hydroelectric power plants (see for example [8]). There is a draft of a standard adapted for using in Feeder Automation Systems (FASs) [9]. FAS can be considered as a particular case of LAS. Thus, the concept of information exchange adopted in IEC-61850, apparently can be regarded as the basis for implementing data exchange between elements of LAS. Since the notion of a logical node is basic in IEC-61850, one of the tasks to be solved is the decomposition of LAS elements functions into logical nodes.

The questions of ICT use in LASs include such issues as the choice of information network optimal topology, methods to ensure reliable data transfer and physical environment, technologies and communication protocols. Obviously, communication technologies that can become widespread in LASs, are technologies based on using optical fiber, PLC, and also wireless transfer of data.

Another key area for LASs implementation is to develop new concepts of relay protection and automatics algorithms on power lines through the application of high-speed data exchange technologies between IEDs, which are installed at various points of the line, such as technology based on GOOSE-messages defined in IEC-61850. Such decisions have started to be developed and implemented [10].

Technology of OPL distributed monitoring based on fiber optic sensors, which allows watching some line parameters (such as wires or cables temperature) throughout its length is perspective. Optical fiber in some cases can be further used as the physical environment for data transmission.

LAS functional modules description (through the example of OPL)

	The main functions of the module	Benefits
1	**OPL supervisory control module**	
	1. Monitoring and support of decision making in normal and subnormal OPL modes	Increasing of OPL capacity, preventing of failures related with sag violation, exceeding the permissible wires' temperature, improving of power quality, reducing power losses, reducing time for searching damages on the line, interruption of power supplying and related with it loses
	2. Monitoring and support of decision making in conditions of high weather loads	Improving OPL reliability in conditions of high weather loads
	3. Remote control of switching devices, remote configuration of microprocessor protective relays and other IEDs	Reducing the financial costs for salaries of operating personnel, improving electrical safety, reducing the time required for control of switching devices installed on the line and IEDs configuration
	4. Automatic logging of events associated with OPL	Reducing the time spent on record keeping
2	**Module of OPL maintenance**	
	1. Monitoring, remote diagnosis and OPL's elements resource assessment (insulators, wires, poles, connecting clamps, etc.) and the equipment installed on it (reclosers, linear voltage regulators, etc.)	Reducing the number of OPL and the equipment failures
	2. Remote estimation of weather conditions at the site of repairs at OPL	Improving the quality of repairs, reducing of power supply interruptions related to the repairs on OPL
	3. Automated scheduling of OPL repairs (the timing of repairs, calculation of necessary materials, etc.)	Reducing the time spent on planning repairs
	4. Automated processing of OPL passport, inspection reports and other documents related to OPL	Reducing the time spent on record keeping
3	**Electricity sales module**	
	1. Commercial accounting of electricity which is sold to consumers that are connected to OPL 2. Power quality and power supply reliability recording (SAIDI, SAIFI) 3. Automated billing	Reducing the time required to information gathering about electricity sales, power quality and power supply reliability indicators, billing
4	**Module of strategic management of transmission (distribution) of electric power through OPL**	
	1. Archiving of the data (transients' parameters, OPL automatic systems, operational control, OPL maintenance, electricity accounting), analysis and development of recommendations	Improving the efficiency of automatic systems, operational control, maintenance, reduction of energy losses in power line
	2. Gathering statistical data on climate loads on OPL, their specification	Improving the reliability of OPL
5	**Module of information security and interoperability**	
	1. Communicating with related automated systems 2. Protection against unauthorized access	Improving the operational and strategic management of electricity transmission (distribution) through OPL Preventing accidents, terrorism

Conclusion. 1. The prospects for the increasing use of automation on power lines condition the need to unite individual elements of automation associated with a particular line into one integrated line automation system – LAS. This allows us to consider LAS as a separate element of power system automation and at the same time as a component of the future Smart Grid.

2. LASs implementation should be based on principles of modularity, openness and scalability, as well as possibility of their integration into complex transmission (distribution) SCADA.

3. LAS custom's modules and submodules usually should be implemented as specialized software components, and sometimes as separate applications. The main modules of the system include the OPL supervisory control module, module of OPL maintenance, module of strategic management of transmission (distribution) of electric power through OPL, module of information security and interoperability, electricity sales module (if necessary).

4. The key factor of LASs realization is implementation of ICT infrastructure based on high-speed data exchange technology and common standards. This will allow making a significant step in improving the principles of relay protection, automatics, and algorithms of controlled devices which are used on power lines.

1. Stogniy B.S., Kirilenko O.V., Prakhovnik A.V., Denysiuk S.P. The evolution of smart grids and their prospects in Ukraine. *Tehnichna elektrodynamika*. 2012. № 5. P. 52–65. (Ukr.)
2. Peabody Evolution of real-time monitoring and its future benefits. *Proc. 13th Int. Workshop on Atmospheric Icing on Structures.* 2009. P. 156–161.
3. Savchenko O.A., Diubko S.V. Perspective ways of improvement of automated control systems of ice formation on power lines. *Problemi energozabezpechennya ta energozberezhennya v APK Ukrayini*. Kharkiv: KhNTUA, 2016. Vol. 175. P. 20–23. (Ukr.)
4. Couture P. Smart Power Line and photonic de-icer concepts for transmission-line capacity and reliability improvement. *Cold Regions Science and Technology*. 2011. Vol. 65, no. 1. P. 13–22.
5. IEC/TR 61850-1 Ed. 2.0 b:2013 Communication networks and systems for power utility automation - Part 1: Introduction and overview, IEC Std. 2013.
6. Future Inspection of Overhead Transmission Lines. Palo Alto: EPRI, Tech. Rep. 1016921, 2008.
7. Padilla E. Substation automation systems: design and implementation. Chichester: Wiley, 2016. 251 p.
8. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Tankevych S.E. Smart Grid and organization of information exchange in electric power systems. *Tehnichna elektrodynamika*. 2012. № 3. P. 47–48. (Ukr.)
9. Draft IEC TR 61850-90-6 (57/1615/DC): Communication networks and systems for power utility automation Part 90-6: Use of IEC 61850 for Distribution Automation Systems.
10. Feeder Operations in the Blink of an Eye. [Online]. Available: www.tdworld.com/ami/feeder-operations-blink-eye

УДК 621.316
О.А. Буславець[1], канд. техн. наук, **О.В. Мартинюк**[2], канд. техн. наук, **О.А. Савченко**[3], канд. техн. наук,
О.О. Мірошник[4], докт. техн. наук, **С. В. Дюбко**[5]
1, 2 – Міністерство енергетики та вугільної промисловості України,
вул. Б. Хмельницького, 4, Київ, 01601 Україна
3–5 – Харківський національний технічний університет сільського господарства ім. П. Василенка,
вул. Алчевських, 44, Харків, 61002, Україна

КОНЦЕПЦІЯ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИМИ ПРОЦЕСАМИ ЛІНІЇ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ ЯК СКЛАДОВОЇ «РОЗУМНИХ» МЕРЕЖ МАЙБУТНЬОГО

У статті відображено бачення авторів перспектив розвитку засобів автоматизації, які використовуються на лініях електропередачі. Проведено короткий огляд існуючих елементів автоматизації ліній електропередачі – систем моніторингу різноманітних процесів, виконавчих пристроїв. Запропоновано підхід, що передбачає інтеграцію окремих елементів автоматизації на ЛЕП в єдиний комплекс програмно-технічних засобів, що дає підстави для введення поняття автоматизованої системи керування технологічними процесами лінії електропередачі (АСКТП ЛЕП). Розглянуто структурну схему АСКТП ЛЕП як потенційної складової «розумних» мереж, охарактеризовано групи давачів системи моніторингу лінії та описано їх загальне призначення. Сформульовано загальні вимоги до побудови АСКТП ЛЕП, їх функціональних можливостей. Спрогнозовано перспективи впровадження АСКТП ЛЕП та їх ключових технологій. Бібл. 10, рис. 2, таблиця.

Ключові слова: «розумна» мережа, лінія електропередачі, автоматизація ЛЕП, система вимірювання та моніторингу, керуючі впливи, комплекс програмно-технічних засобів.

УДК 621.316
О.А. Буславец[1], канд. техн. наук, **А.В. Мартынюк**[2], канд. техн. наук, **А.А. Савченко**[3], канд. техн. наук,
А.А. Мирошник[4], докт. техн. наук, **С.В. Дюбко**[5]
1, 2 – Министерство энергетики и угольной промышленности Украины,
ул. Б. Хмельницького, 4, Киев, 01601 Украина
3–5 – Харьковский национальный технический университет сельского хозяйства им. П. Василенко,
ул. Алчевских, 44, Харьков, 61002, Украина

КОНЦЕПЦИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ КАК СОСТАВЛЯЮЩЕЙ «УМНЫХ» СЕТЕЙ БУДУЩЕГО

В статье отражено видение авторов перспектив развития средств автоматизации, которые используются на линиях электропередачи. Проведен краткий обзор существующих элементов автоматизации линий электропередачи - систем мониторинга различных процессов, исполнительных устройств. Предложен подход, предусматривающий интеграцию отдельных элементов автоматизации на ЛЭП в единый комплекс программно-технических средств, что дает основания для введения понятия автоматизированной системы управления технологическими процессами линии электропередачи (АСУТП ЛЭП). Рассмотрена структурная схема АСУТП ЛЭП как потенциальной составляющей «умных» сетей, охарактеризованы группы датчиков системы мониторинга линии и описано их общее назначение. Сформулированы общие требования к построению АСУТП ЛЭП, их функциональных возможностей. Спрогнозированы перспективы внедрения АСУТП ЛЭП и их ключевых технологий. Библ. 10, рис. 2, таблица.

Ключевые слова: «умная» сеть, линия электропередачи, автоматизация ЛЭП, система измерения и мониторинга, управляющие воздействия, аппаратно-программный комплекс.

Надійшла 27.06.2018
Received 27.06.2018

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

УДК 621.313.32

ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗПОДІЛУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ ТА ТЕМПЕРАТУРИ В ТОРЦЕВІЙ ЗОНІ ОСЕРДЯ СТАТОРА ТУРБОГЕНЕРАТОРА

О.Г. Кенсицький[1], докт. техн. наук, **В.А. Крамарський**[2], канд. техн. наук, **К.О. Кобзар**[3], канд. техн. наук, **Д.І. Хвалін**[4]*, асп.
1, 2, 4 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, м. Київ-57, 03680, Україна
e-mail: denis_h@bigmir.net,
3 – Державне підприємство «Завод «Електроважмаш»,
пр. Московський, 299, м. Харків, 61089, Україна

За допомогою польової математичної моделі досліджено розподіл електромагнітного поля і температури в торцевій частині статора турбогенератора в режимах навантаження у разі різного коефіцієнта потужності, у тому числі в режимі споживання реактивної потужності. Розрахунок проведено не тільки на поверхні, але й в усій торцевій зоні генератора, а також всередині крайніх і основних пакетів осердя. Наведено результати дослідження розподілу магнітної індукції в кінцевій частині машини. Визначено середні та максимальні значення температури для крайніх пакетів осердя статора, натискних пальців, електромагнітного екрана та натискної плити. Також показано перерозподіл максимальної магнітної індукції і температури у разі зміни режимів. Бібл. 9, рис. 6, табл. 2.
Ключові слова: турбогенератор, торцева зона, електромагнітне поле, температура.

Актуальність, важливість і невирішеність проблеми підвищення надійності торцевої зони (ТЗ) статорів турбогенераторів (ТГ) підтверджуються багатьма публікаціями на цю тему та різноманіттям технічних рішень, що застосовуються провідними світовими виробниками устаткування. Розподіл електромагнітного поля та відповідно втрат і нагрівань елементів ТЗ у сукупності визначає надійність та ресурс електричної машини (ЕМ) в експлуатації. Нагріванням крайніх пакетів осердя статора обмежуються рівень споживання реактивної потужності ТГ у режимах недозбудження, а також граничне значення активного навантаження та припустима тривалість асинхронного режиму у разі втрати збудження. Існують численні дослідження електромагнітного поля ТЗ ЕМ на дво- і квазітривимірних моделях [1-5, 6], але на сьогодні мало досліджень, побудованих на комплексних математичних моделях спільного розрахунку електромагнітного поля та теплообмінних процесів у торцевій частині статора.

Метою роботи є визначення розподілу електромагнітного поля і температури в елементах ТЗ статора турбогенератора в експлуатаційних режимах у разі різних коефіцієнтів потужності. Дослідження виконано за допомогою квазітривимірної моделі, в якій у порівнянні з відомими на сьогодні [4, 5] математично точно враховано струми та геометрію лобових частин обмотки статора та, що найсуттєвіше, режим навантаження ТГ. При цьому розроблена модель відрізняється взаємопов'язаним тепловим розрахунком і відносною простотою програмної реалізації.

Розглянуті закономірності розподілу електромагнітного поля та нагрівань ТЗ серійного ТГ типу ТГВ-500 [7] з боку турбіни, де магнітне поле не спотворюється впливом струмів з'єднувальних шин і виводів (як це має місце з боку контактних кілець). Розрахунки виконано для трьох режимів номінального активного навантаження при різних коефіцієнтах потужності ($\cos\varphi = 0{,}85$ – режим 1, номінальний; $\cos\varphi = 1{,}0$ – режим 2 та $\cos\varphi = -0{,}95$ – режим 3, недозбудження). При цьому враховуються фактична геометрія елементів ротора й статора, анізотропія та насичення заліза осердя статора.

© Кенсицький О.Г., Крамарський В.А., Кобзар К.О., Хвалін Д.І., 2018
* ORCID ID: http://orcid.org/0000-0002-0535-6511

Не зупиняючись на детальному описі алгоритму побудови моделі, наведемо основні принципи її реалізації [2].

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

$$j\omega\sigma A + \nabla\times\left(\mu_0^{-1}\mu_r^{-1}\nabla\times A\right) = J^e_{z\text{стор}}e_z,\ A = A_z e_z, \tag{1}$$

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

Оскільки осердя статора набране з листів високолегованої холоднокатаної електротехнічної сталі завтовшки 0,5 мм, то вихровими струмами від радіально спрямованого потоку можна знехтувати. Отже, магнітне поле центральної частини ТГ у декартовій системі координат задовольняє рівнянню Пуассона:

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_{z\text{стор}}. \tag{2}$$

Рівняння (2) доповнюється однорідною граничною умовою (ГУ) першого роду, що відображає затухання поля за межами розрахункової області на лінії зовнішньої поверхні ярма статора:

$$A_z\big|_G = 0. \tag{3}$$

В обмотці статора прийнята симетрична система фазних струмів

$$\begin{cases} i_A = I_m \sin\left(\omega t + \beta\right) \\ i_B = I_m \sin\left(\omega t + \beta - 120^\circ\right) \\ i_C = I_m \sin\left(\omega t + \beta + 120^\circ\right), \end{cases} \tag{4}$$

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

Кут β визначається за формулою

$$\beta = 90^\circ + \theta + \varphi, \tag{5}$$

де θ – кут навантаження машини; φ – фазовий зсув між напругою та струмом статора.

Кут навантаження θ можна знайти з виразу [7]

$$tg\theta = \frac{I_s\cos\varphi}{\left(U_s/x_d\right) \pm I_s\sin\varphi}, \tag{6}$$

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

Фазний струм, у свою чергу, визначається як

$$I_s = \frac{P_н}{mU_s\cos\varphi}. \tag{7}$$

Струм збудження підбирається за методикою [1]. З векторної діаграми ТГ (рис. 1) випливає, що електрорушійна сила (ЕРС) фази обмотки якоря від результуючого магнітного потоку дорівнює

$$\dot{E}_\delta = \dot{U}_s + \dot{I}_s\left(r_1 + jx_{\sigma a}\right). \tag{8}$$

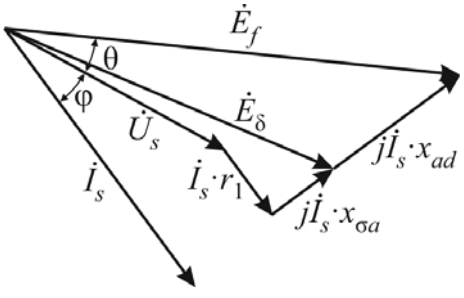


Рис. 1

На векторній діаграмі позначено: E_f – ЕРС, що наводиться полем обмотки збудження; $\dot{I}_s r_1$ – падіння напруги на активному опорі; $j\dot{I}_s x_d = j\dot{I}_s\left(x_{ad} + x_{\sigma a}\right)$ – падіння напруги на синхронному індуктивному опорі; x_{ad} – індуктивний опір реакції якоря за поздовжньою віссю.

Діюче значення ЕРС фази обмотки якоря розраховується як

$$E = \pi\sqrt{2} f_s \Psi_\Phi , \tag{9}$$

де $\Psi_\Phi = \dfrac{2 s_{n1} l_s}{S_{\Pi 1}} \int\limits_{S_q} A_z \cdot ds$ – магнітне потокозчеплення фази обмотки якоря, яке складається з потокозчеплень q послідовно з'єднаних котушок і знаходиться способом інтегрування ВМП за сумарною площею поперечного перетину сторін усіх котушок фази S_q, що мають струми одного напрямку.

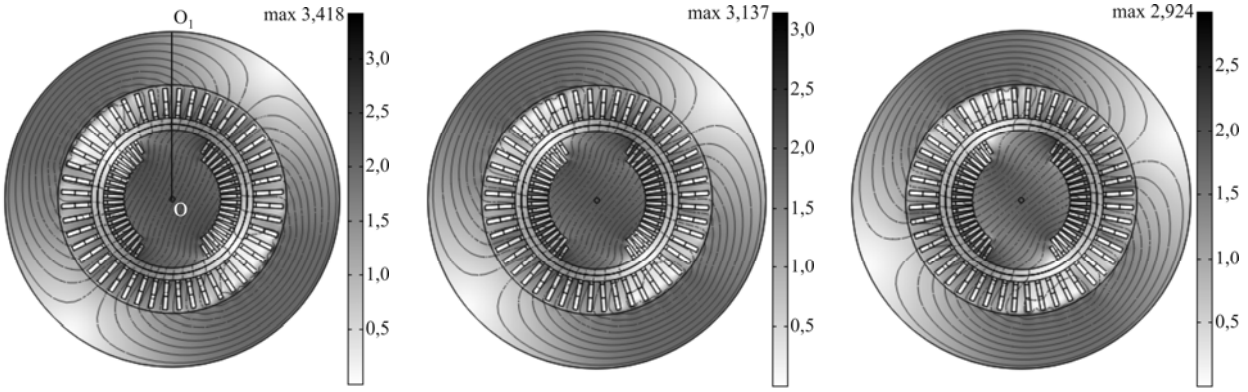
Для заданого режиму роботи, який визначається величинами струму статора I_s та коефіцієнтом потужності cos φ, послідовними наближеннями підбирається такий струм збудження i_f, при якому величини ЕРС, розраховані польовим методом за допомогою формули (9) та за рівнянням (8), співпадають у межах заданої похибки. Величини струмів у обмотках статора та ротора й кута β задаються відповідно до режиму навантаження генератора.

Вихідні дані, розраховані за (5)...(7) та відповідно до [1], наведені у табл. 1.

Таблиця 1

Номер режиму	Статор							Ротор
	$I_{s\text{ф}}$, кА	P, МВт	Q, Мвар	S, МВА	cos φ	θ, °	β, °	I_f, А
1	17	500	310	588	0,85	36,7	158,5	5090
2	14,43	500	0	500	1,0	54	144	3598
3	15,19	500	-164	526	-0,95	68,3	140,1	3020

На рис. 2 показано миттєвий розподіл магнітної індукції (МІ) та ВМП у центральній зоні ТГ на момент часу t = 0,02 с (що відповідає одному повному оберту ротора): рис. 2, *а*, *б*, *в* відповідають режимам 1, 2, 3. Відтінком кольору показано рівні МІ відповідно до наведеної шкали.



а *б* *в*

Рис. 2

Оскільки натискна плита, натискні пальці та мідний екран є областями протікання вихрових струмів, проводимо електромагнітний розрахунок у цих областях. Густина струму для кожного елемента розрахункової області дорівнює

$$J^e = -j\omega\sigma_e A^e + J^e_{\text{zстор}} . \tag{10}$$

Згідно з теорією електричних машин [7, 8] розрахуємо середні втрати на вихрові струми від радіального потоку у відповідних областях.

Маючи розподіл поля у центральній частині, переходимо до моделювання магнітного поля у поздовжньому перетині. З урахуванням симетрії вздовж осьового та радіального напрямків машини, розрахункова область ТЗ обрана у вигляді половини перерізу ротора вздовж його осі та перетину зубця осердя статора у тангенціальному напрямку (за колом) [6]. Цей перетин співпадає з прямокутною координатною площиною XY і є площиною симетрії ротора (на рис. 2 вона проходить по радіусу OO_1).

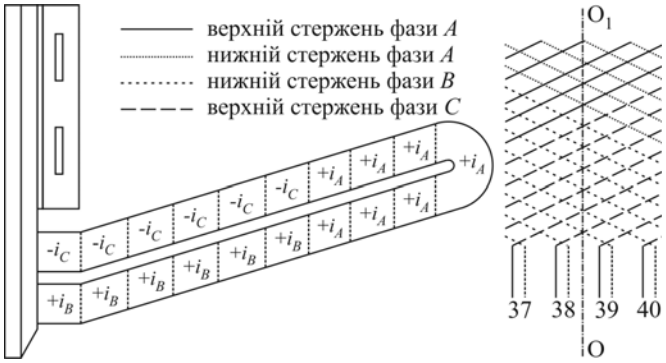


Рис. 3

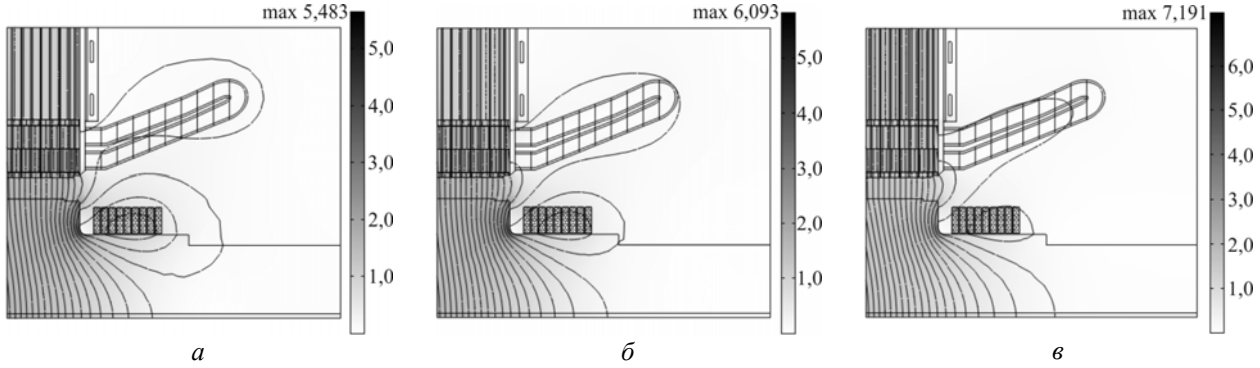
Рівняння для двовимірного поля відносно складової ВМП A_z, тангенціальної у розрахунковій області, має вигляд (1). Структура силових ліній магнітного поля формується за допомогою комплексу ГУ для ВМП, встановлених для зовнішніх меж області [2]. Відмінна від нуля електропровідність задається в пакетах осердя статора, натискному пальці, електропровідному екрані та натискній плиті. Це дає змогу врахувати вихрові струми, наведені від аксіальних магнітних потоків лобових частин обмоток. Вплив режиму навантаження ТГ враховується завданням величин струмів в обмотках статора та ротора, кута β і ГУ.

Одночасно задається розподіл магнітної проникності за радіусом $OO_1 - \mu|_{OO1}$, яка змінюється відповідно до насичення відрізків магнітопроводу основним магнітним потоком.

На рис. 3 показано напрямки миттєвих фазних струмів i_A, i_B, i_C лобової частини обмотки статора для режиму навантаження та частину схеми обмотки, вздовж якої проходить переріз OO_1 (для наочності фази показані різними лініями).

Струми лобової частини обмотки статора (рис. 3) менші за прийняті струми системи (4) у $\sqrt{2}$ рази, оскільки прийнято, що лобові частини відігнуті у середньому на 45°. Тобто вони є діючими значеннями фазних струмів з відповідним кутом β.

У результаті отримані розподіли магнітного поля в ТЗ ТГ у режимах навантаження при різних значеннях cos φ (рис. 4 *а*, *б*, *в* відповідають режимам 1, 2, 3 табл. 1).



а *б* *в*

Рис. 4

Приймаючи отримані результати розрахунків електромагнітного поля як джерело теплових втрат, моделюємо теплообмінні процеси у ТЗ ТГ. Рівняння для двовимірного температурного поля має вигляд

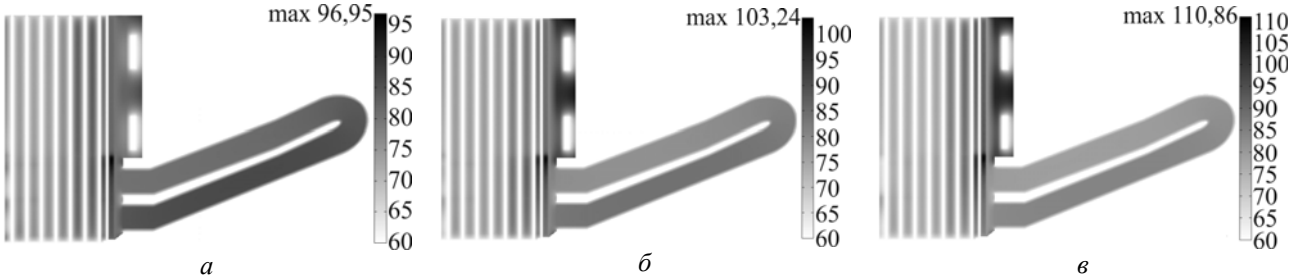
$$\nabla\left(-k\nabla T\right) = Q \ , \tag{11}$$

де k – теплопровідність; T – температура; Q – питомі об'ємні теплові втрати.

Турбогенератор, що розглядається, має радіальну систему вентиляції. Холодний водень, температура якого відповідно до Інструкції з експлуатації прийнята 40 °С, подається у радіальні канали між пакетами осердя та проміжки між натискними пальцями і плитою з боку зазору з подальшим рухом у бік спинки осердя. Коефіцієнти тепловіддачі теплообмінних поверхонь елементів конструкції та вентиляційних каналів задані відповідно до результатів попередніх досліджень [7, 9].

У результаті отримуємо розподіл температур у ТЗ ТГ: рис. 5 *а*, *б*, *в* відповідають режимам 1, 2, 3. На рис. 6 *а*, *б*, *в* відповідно для наочності показано розподіл нагрівань двох крайніх пакетів, натискного пальця, мідного екрана та натискної плити.

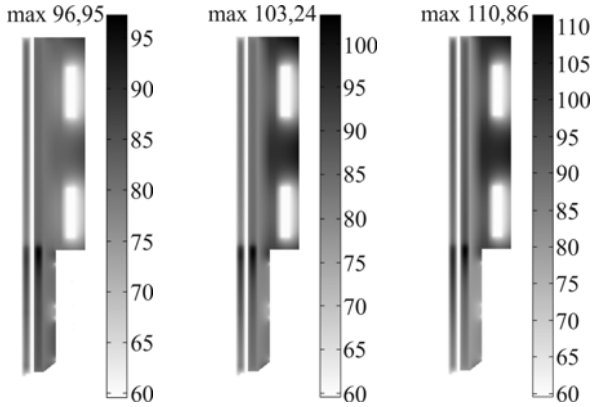
Так, за допомогою розробленої моделі були отримані розподіл і параметри магнітного поля та нагрівань для окремих елементів і вузлів ТЗ у різних режимах навантаження ТГ.



а *б* *в*

Рис. 5

За результатами досліджень можна зазначити таке.



а *б* *в*

Рис. 6

Найбільше зростання індукції в зубцях у разі переходу від режиму 1 до 3 спостерігається у коронках зубців (на 30 %), дещо менше – у середній частині (на 20 %). В ярмі біля дна паза індукція збільшується на 70 %.

У разі номінального активного навантаження та переходу від режиму 1 до 2 поле в усіх елементах ТЗ у середньому збільшується на 10 %. Це пояснюється тим, що окрім радіального поля зубцева зона навантажена аксіальним потоком, створеним МРС лобових частин обмотки статора, розсіюванням лобових частин обмотки ротора, а також «витисканням» частини основного потоку із повітряного проміжку. Результуюче аксіальне поле в ТЗ є геометричною сумою всіх складових, що обумовлює його залежність від режиму навантаження генератора (в тому числі за cos φ). У режимах перезбудження аксіальна складова поля від струму лобових частин обмотки статора має знак, протилежний знаку поля від результуючої МРС, і поле у зубцевій зоні послаблюється. У разі недозбудження відповідні складові співпадають і поле підсумовується, підвищуються втрати й нагрівання зубцевої зони крайніх пакетів [8]. До того ж причиною локальної концентрації аксіальної складової поля в області біля дна паза є ефект екранування поля натискною плитою (рис. 4).

В області «натискний палець – крайній пакет» з переходом у режим недозбудження індукція зростає майже на 35 %. У другому та третьому пакетах осердя це зростання помітно менше, а у шостому пакеті взагалі відсутнє. Вздовж осі генератора аксіальна складова МІ змінюється за експонентою з максимумом у першому пакеті та затуханням з віддаленням від торця осердя. Підвищення цієї складової МІ в перших двох пакетах обумовлене додаванням магнітного потоку, що обтікає натискну плиту. Найбільші збільшення індукції спостерігаються у коронках зубців (до 2,4 Тл) та в ярмі поблизу області дна паза (до 2,0 Тл). У спинці осердя індукція не перевищує 1,2 Тл, що пояснюється екрануючим впливом натискної плити. Характер розподілу магнітного поля в зоні сходинок крайніх пакетів осердя статора у разі різного навантаження ТГ показує, що у режимі 3 найбільше значення аксіальної складової індукції (1,15...1,2 Тл) спостерігається у торця сходинки першого пакета.

Співвідношення абсолютних максимальних та середніх температур (°С) елементів кінцевої частини осердя ТГ для різних режимів навантаження зведені до табл. 2.

У номінальному режимі навантаження максимальна температура (97,3 °С) спостерігається в зубцевій зоні крайнього пакета в області біля дна паза. Розподіл нагрівань натискної плити обумовлений наявністю каналів з охолоджуючою водою. Однак во-

Таблиця 2

Елементи кінцевої зони	Режим		
	1	2	3
Крайній пакет осердя статора	97/82	103/85	111/91
Натискні пальці	85/75	92/84	99/87
Електромагнітний екран	86/83	93/89	104/99
Натискна плита	91/79	100/87	108/95

ни ефективні лише в локальній близькості і на нагрівання мідного екрана суттєво не впливають. Натискні пальці знаходяться у найбільш несприятливих умовах, оскільки частково розміщені у зубцевій зоні, де магнітне поле особливо інтенсивне. Нагрівання натискних пальців характеризується значною нерівномірністю вздовж довжини: від 25...30 °С у зоні екрана до 35...45 °С в області зубців. Поверхня пальців, яка повернута до плити, має температуру на 10...15 °С вищу, ніж поверхня, що повернута до осердя. З боку осердя температура поверхні пальців уздовж всієї зони контакту з пакетами незначно відрізняється від значення температур для торцевої поверхні осердя. З віддаленням від зубцевої зони крайніх пакетів з максимальною температурою у бік спинки осердя внаслідок екрануючої дії натискної плити та мідного екрана температура різко зменшується. Температура також зменшується у разі наближення до зазору. Аксіальна складова МІ в зоні коронки зубців сягає 0,7...0,75 Тл (торець сходинки першого пакета), однак ця зона інтенсивно охолоджується газом, що циркулює в зазорі. Розподіл температури в пакетах, віддалених від торця осердя, досить рівномірний уздовж довжини осердя та у радіальному напрямку.

У разі переходу від режиму 1 до 2 значення температури у зубцевій зоні підвищуються в середньому на 7...10 °С, а в області ярма залишаються майже незмінними.

Нагрівання області «натискна плита – екран – натискний палець – крайній пакет» різко підвищується при переході в ємнісний квадрант навантаження (рис. 6). Можна зазначити, що у другому пакеті осердя температура зі зміною cos φ підвищується незначною мірою, а у шостому пакеті зовсім не залежить від cos φ, що обумовлено відповідним розподілом МІ. Характерна різка нерівномірність розподілу втрат за висотою пакета. У разі збільшення коефіцієнта потужності (у разі постійного активного навантаження) вплив струму обмотки збудження на рівень втрат у крайньому пакеті зменшується, однак при цьому різко підвищуються потоки розсіювання лобових частин обмотки статора. У результаті це є ще однією причиною зміщення максимуму нагрівання в область біля дна пазу. Розрахунки показують, що рівень нагрівання підпазової зони у режимі 3 на 20...25 °С вищий, ніж коронки. Максимальна температура зубцевої зони в області біля дна паза крайнього пакета осердя становить 111 ºС, натискної плити – 108 ºС, натискного пальця – 99 ºС, що відповідає результатам натурних випробувань ТГ [7]. Аксіальна складова МІ в зоні коронки зубців сягає 1,15...1,2 Тл (торець сходинки першого пакета), однак ця зона інтенсивно охолоджується газом, що циркулює в зазорі, і температура тут невисока.

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

Висновки. 1. Запропонована математична модель з задовільною для вирішення практичних задач достовірністю дає змогу розраховувати розподіл електромагнітного поля і температури в основних елементах конструкції торцевої частини статора ТГ у різних режимах навантаження. Що робить можливим на стадії проектування потужного обладнання оцінювати ефективність тих або інших варіантів конструктивного виконання як окремих вузлів, так і машини в цілому.

2. Розроблена модель на відміну від тих, що на сьогодні відомі та широко використовуються, відрізняється детальним урахуванням фізико-технічних факторів у разі відносної простоти програмної реалізації.

3. Результати моделювання відповідають загальному уявленню щодо перебігу електромагнітних і теплових процесів у ТЗ потужного ТГ.

1. Васьковський Ю. М. Польовий аналіз електричних машин. Київ: НТУУ «КПІ», 2007. 191 с.
2. Кенсицький О.Г., Хвалін Д.І. Електромагнітне поле у торцевій зоні турбогенератора при зміні реактивного навантаження. *Технічна електродинаміка.* 2018. №1. С. 62–68.
3. Кенсицький О.Г., Хвалін Д.І. Квазітривимірна модель електромагнітного поля у торцевій зоні турбогенератора. *Праці Інституту електродинаміки НАН України.* 2017. Вип. 48. С. 59–64.
4. Милых В.И., Высочин А.И. Принципы расчета магнитного поля в торцевой зоне турбогенератора в различных режимах его работы. *Електротехніка і електромеханіка.* 2010. № 3. С. 17–22.
5. Милых В.И., Полякова Н.В. Численные расчёты магнитных полей в торцевой зоне турбогенераторов. *Вісник НТУ «ХПІ»*. 2015. № 5 (1114). С. 3–11.

6. Fujita M., Ueda T., Tokumasu T. Eddy current analysis in the stator end structures of large capacity turbine generators. *International Conference on Electrical Machines and Systems,* November, 2009, Tokyo, Japan. P. 1–6.
7. Постников И.М., Станиславский Л.Я., Счастливый Г.Г. Электромагнитные и тепловые процессы в концевых частях мощных турбогенераторов. Киев: Наукова думка, 1971. 360 с.
8. Титов В. В., Хуторецкий Г. М., Загородная Г.А. Турбогенераторы. Ленинград: Энергия, 1967. 895 с.
9. Счастливый Г.Г., Федоренко Г.М., Выговский В.И. Турбо- и гидрогенераторы при переменных графиках нагрузки. Киев: Наукова думка, 1985. 208 с.

УДК 621.313.32

О.Г. Кенсицкий[1]**,** докт. техн. наук, **В.А. Крамарский**[2]**,** канд. техн. наук, **К.А. Кобзарь**[3]**,** канд. техн. наук, **Д.И. Хвалин**[4]**,** асп.
1, 2, 4 – Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, г. Киев-57, 03680, Украина
3 – Государственное предприятие «Завод «Электротяжмаш»,
пр. Московский, 299, м. Харьков, 61089, Украина

ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ И ТЕМПЕРАТУРЫ В ТОРЦЕВОЙ ЗОНЕ СЕРДЕЧНИКА СТАТОРА ТУРБОГЕНЕРАТОРА

С помощью разработанной полевой математической модели исследовано распределение электромагнитного поля и температуры в торцевой части статора турбогенератора в режимах нагрузки при различном коэффициенте мощности, в том числе в режиме потребления реактивной мощности. Расчет проведен не только на поверхности, но и во всей торцевой зоне генератора, а также внутри крайних и основных пакетов сердечника. Приведены результаты исследования распределения магнитной индукции в концевой части машины. Определены средние и максимальные значения температуры для крайних пакетов сердечника статора, нажимных пальцев, электромагнитного экрана и нажимной плиты. Также показано как происходит перераспределение максимальной магнитной индукции и температуры при изменении режимов. Библ. 9, рис. 6, табл. 2.
Ключевые слова: турбогенератор, торцевая зона, электромагнитное поле, температура.

O.G. Kensytskiy, V.A. Kramarskiy, K.O. Kobzar, D.I. Hvalin
1, 2, 4 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine
3 – State enterprise «Plant «Electrowazhmash»,
pr. Moskovskiy, 299, Kharkiv, 61089, Ukraine

STUDY OF DISTRIBUTION THE ELECTROMAGNETIC FIELD AND TEMPERATURE IN A STATOR CORE END ZONE OF TURBOGENERATOR

With help a field mathematical model the distribution of electromagnetic field and temperature in a stator core end zone of turbogenerator under load conditions at a different power factor including the conditions of reactive power consumption is investigated. The calculation is carried out not only on the surface, but also in the whole generator end-zone, as well as inside the end and main core packets. Study results of distribution the magnetic induction in a machine end part are given. The average and maximum temperatures for a stator core end packets, press fingers, electromagnetic screen and press plate are determined. Redistribution of maximum magnetic induction and temperature for changes the conditions also was shown. References 9, figures 6, tables 2.
Key words: turbogenerator, end zone, electromagnetic field, temperature.

1. Vaskovskiy Yu. M. The field analysis of electric machine. Kyiv: NTUU «KPI», 2007. 191 p. (Ukr)
2. Kensytskiy O.G., Hvalin D.I. The end zone nurbogenerator electromagnetic field for changes the reactive load. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2018. № 1. P. 62–68. (Ukr)
3. Kensytskiy O.G., Hvalin D.I. A quasi-three-dimensional model of electromagnetic field in the turbogenerator end zone. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy.* 2017. Vyp. 48. P. 59–64. (Ukr)
4. Milykh V. I., Vysochyn A. I. Principles of calculation the magnetic field in the end area of a turbogenerator in different operating conditions. *Elektrotekhnika i elektromekhanika.* 2010. № 3. P. 17–22. (Rus)
5. Milykh V. I., Polyakova N. V. Numerical calculations of the magnetic fields in a turbogenerators end region. *Vistnyk Natsionalnoho tekhichnogo universytetu «HPI».* 2015. №5 (1114). С. 3–11. (Rus)
6. Fujita M., Ueda T., Tokumasu T. Eddy current analysis in the stator end structures of large capacity turbine generators. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, November, 2009, Tokyo, Japan. P. 1– 6.
7. Postnikov I. M., Stanislavskiy L. Ya., Schastlivyi G. G. Electromagnetic and thermal processes in the end parts of powerful turbogenerators. Kiev: Naukova dumka, 1971. 360 p. (Rus)
8. Titov V.V., Khutoretskiy G.M., Zagorodnaya G.A. Turbogenerators. Leningrad: Energiia, 1967. 895 p. (Rus)
9. Schastlivyi G. G., Fedorenko G.M., Vygovskiy V.I. Turbo- and hydrogenerators at the variable loading graphics. Kiev: Naukova dumka, 1985. 208 p. (Rus)

Надійшла 02.07.2018
Received 02.07.2018

УДК 621.313.8

КОМПЕНСАЦИЯ РЕАКТИВНЫХ МОМЕНТОВ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ВОЗВРАТНО-ВРАЩАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ

А.Е. Антонов, докт. техн. наук, **К.П. Акинин**, докт. техн. наук, **В.Г. Киреев**, канд. техн. наук, **А.А. Филоменко**
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина
e-mail: aoe@ied.org.ua

Разработана и исследована система управления двухроторным двигателем возвратно-вращательного движения, реализующая активную компенсацию реактивных знакопеременных моментов, возникающих при работе некоторых типов ручных инструментов с электроприводом. Рассмотрен вариант построения устройства, в котором на компенсирующий привод не действуют никакие другие нагрузки кроме сопротивления подшипников. Учтено действие реактивных моментов, влияющих на привод основного (рабочего) ротора, характер которых соответствует вязкому трению и моменту упругости. Библ. 2, рис. 4, таблица.
Ключевые слова: активная компенсация, электромагнитный момент, система управления.

Во время работы с технологическим инструментом, содержащим электропривод возвратно-вращательного движения, существует проблема защиты оператора от вредного воздействия вибрации корпуса, обусловленной действием реактивных знакопеременных моментов, создаваемых приводом инструмента. В работе [1] рассмотрен принципиальный подход к решению проблемы виброзащиты, суть которого состоит в создании компенсирующих моментов, действующих синхронно и противофазно моментам, создаваемым основным приводом инструмента во всем диапазоне рабочих частот. Для реализации такого способа компенсации предложена структура двухроторного двигателя возвратно-вращательного движения, условием компенсации реакции в котором является равенство нулю суммы моментов, действующих на оба ротора устройства в каждый момент времени. Структура двухроторного двигателя, реализующего активную компенсацию реактивных знакопеременных моментов, приведена на рис. 1. Здесь 1, 2 – намагниченные роторы; 3, 4 – магниты статора, создающие упругие связи между роторами и корпусом с обмотками; 5, 6 – валы, на которых установлены магниты роторов; 7, 8 – обмотки управления; 9, 10 – концентричные друг другу обрабатывающие насадки; 11 – магнитопровод статора.

Ориентация осей намагничивания магнитов статора 3 и 4 взаимно противоположна, благодаря чему магниты 1 и 2, проворачиваясь в подшипниках под действием сил взаимного магнитного притяжения, устанавливаются так, что оси их намагничивания располагаются противоположно. При этом общее направление потока магнитной индукции всех магнитов системы оказывается согласным. Каждая из обмоток управления состоит из двух зеркально отраженных катушек, электрические оси которых нормальны оси вращения роторов.

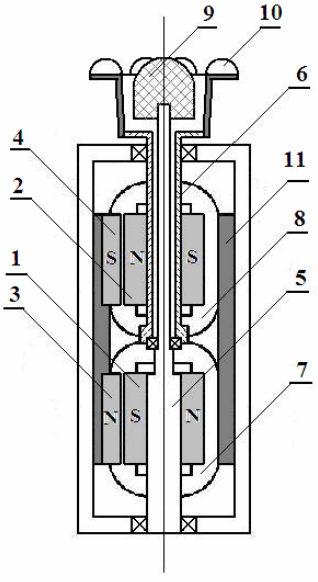


Рис.1

При подключении обмоток к источнику тока возникают моменты взаимодействия между обмотками управления и магнитами роторов. Ввиду противоположной ориентации магнитных потоков магнитов 1 и 2 моменты их взаимодействия с обмотками имеют противоположные знаки, в результате чего роторы отклоняются в противоположные стороны, а благодаря взаимному вычитанию реактивных моментов, прикладываемых к корпусу инструмента, суммарный момент, действующий на него, обращается в нуль и рука, удерживающая инструмент, не ощущает вибрации. Однако полная компенсация реактивного момента основного привода мо-

© Антонов А.Е., Акинин К.П., Киреев В.Г., Филоменко А.А., 2018

жет быть достигнута только при абсолютной идентичности основного и компенсирующего приводов и действующих на них нагрузок. В реальных же условиях из-за отличия характеристик постоянных магнитов, технологических отклонений катушек и особенно площадей поверхностей рабочих насадок компенсация реакции оказывается неполной. В этом случае для достижения полной компенсации вибрации корпуса инструмента необходимо регулировать координаты основного и компенсирующего роторов.

Управление возвратно-вращательным движением роторов. Корпус вибрирующего инструмента во время работы удерживается рукой, которая накладывает на него связь в виде момента упругости и вязкого трения, обусловленных свойствами мышц и кожи руки. В конечном счете субъективным критерием эффективности подавления знакопеременной реакции привода является степень ощущения вибровоздействия человеком, удерживающим инструмент. И хотя чувствительность рук у всех различна, задача системы активной компенсации состоит в максимальном приближении угла отклонения корпуса инструмента к нулю во всем диапазоне нагрузочных моментов, действующих на рабочий орган привода.

В рабочем режиме на рабочий орган инструмента действует нагрузочный момент. Характер его зависит от среды, с которой он взаимодействует. Если для выполнения полезной работы используется только один ротор, а на втором роторе насадка отсутствует или насадки неодинаковы, как показано на рис. 1, то условия работы основного и компенсирующего приводов будут существенно отличаться. В данном исследовании рассмотрена работа двухроторного устройства с одной насадкой при нагрузке, которая возникает в процессе контакта с телом человека во время проведения медицинских процедур лимфодренажа и дерматонии. Характер нагрузки в этом случае соответствует упругому моменту и вязкому трению, обусловленных свойствами мышц и кожи человека.

Учтем особенности рассматриваемой электромеханической системы:

1. Моменты инерции основного и компенсирующего роторов J_1, J_2, а также момент инерции корпуса инструмента J_3 различны.

2. Частота первой гармоники f вынужденных колебаний основного ротора регулируется в диапазоне от 1 до 100 Гц.

3. Полагается токовое управление статорными обмотками основного и компенсирующего роторов соответственно

$$i_1 = I_{1A} \sin \omega t ; \tag{1}$$

$$i_2 = I_{2A} \sin\left(\omega t - \varphi_2\right), \tag{2}$$

где I_{1A}, I_{2A} – амплитуды токов статорных обмоток; φ_2 – фазовый сдвиг тока компенсирующей обмотки; $\omega = 2\pi f$.

4. Выходным параметром системы регулирования основного ротора является амплитуда его колебаний относительно корпуса α_1.

5. Для компенсации реакции на корпус инструмента необходимо поддерживать разность динамических моментов основного и компенсирующего роторов на нулевом уровне.

6. Рассматриваемая система характеризуется нелинейными зависимостями амплитуды и фазового сдвига колебаний роторов от заданной частоты и прикладываемой нагрузки. Ранее было выявлено наличие резонанса в заданном диапазоне частот регулирования.

Механическая часть системы описывается уравнениями

$$J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = \Delta M_1 ; \ \frac{d\alpha_1}{dt} = \omega_1 ; \ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = \Delta M_2 ; \ \frac{d\alpha_2}{dt} = \omega_2 ;$$

$$J_3 \frac{d\omega_3}{dt} = \Delta M_2 - \Delta M_1 - M_{B3} - M_{y3} ; \ \frac{d\alpha_3}{dt} = \omega_3 ,$$

где ω_1, ω_2, ω_3, α_1, α_2, α_3 – угловые скорости и углы поворота валов основного и компенсирующего роторов, а также корпуса; ΔM_1, ΔM_2 – динамические моменты на валах основного

и компенсирующего роторов; M_{B3}, M_{y3} – момент вязкого трения и момент, определяемый упругостью, соответственно.

Динамические моменты определяются двигательными моментами основной и компенсирующей систем M_1 и M_2, реактивными моментами сопротивления подшипников M_{P1} и M_{P2}, моментами сопротивления вязкого трения M_{B1} и M_{B2}, моментами сопротивления, определяемыми действием магнитных пружин M_{y1} и M_{y2}. Кроме того, механическая нагрузка основного ротора характеризуется наличием вязкого трения (момент M_{H1}), то есть $\Delta M_1 = M_1 - M_{P1} - M_{B1} - M_{y1} - M_{H1}$; $\Delta M_2 = M_2 - M_{P2} - M_{B2} - M_{y2}$.

Указанные составляющие моментов определяются как

$$M_1 = k_{m1}\, i_1 \cos\alpha_1;\ M_2 = k_{m2}\, i_2 \cos\alpha_2;$$

$$M_{P1} = M_{\Pi} \text{ при } \omega_1 > 0 \text{ и } M_{P1} = -M_{\Pi} \text{ при } \omega_1 < 0;$$

$$M_{P2} = M_{\Pi} \text{ при } \omega_2 > 0 \text{ и } M_{P2} = -M_{\Pi} \text{ при } \omega_2 < 0;$$

$$M_{B1} = k_B\, \omega_1;\ M_{B2} = k_B\, \omega_2;\ M_{y1} = k_y \sin\alpha_1;\ M_{y2} = k_y \sin\alpha_2;\ M_{H1} = k_{BH}\, \omega_1,$$

где k_{m1}, k_{m2} – постоянные коэффициенты основного и компенсирующего двигателей; M_{Π} – статический момент сопротивления подшипников; k_B – коэффициент вязкости; k_y – коэффициент упругости магнитной пружины; k_{BH} – коэффициент вязкости нагрузки.

Для электромеханической системы с основным и компенсирующим роторами, разработанной в ИЭД НАН Украины для прибора медицинского назначения, проведены расчеты амплитудно-частотных характеристик $\alpha_{1A}(f)$ и $\alpha_{3A}(f)$ при следующих ее параметрах: $M_{\Pi} = 0,0002$ Нм; $I_{1A} = 0,2$ А, $I_{2A} = 0$; $k_B = 0,000065$; $k_y = 0,0448$; $k_{BH} = 0$; $J_2 = 0,0000024$ кг×м^2; $J_3 = 0,0000514$ кг×м^2 для трех значений момента инерции J_1 – $0,0000015$ кг×м^2, $0,0000024$ кг×м^2, $0,0000033$ кг×м^2; $k_{m1} = k_{m2} = 0,125$ Нм/А. Эти характеристики приведены на рис. 2 и 3, из которых следует, что амплитуды отклонений основного и компенсирующего роторов нестабильны и нуждаются в регулировании.

Сформулируем основные принципы построения рассматриваемой системы с учетом ее особенностей.

1. Для стабилизации задаваемой амплитуды колебаний основного ротора α_{1A} необходимо построение соответствующей системы автоматического регулирования (САР).

2. Задачей системы компенсации является выполнение условий $\alpha_{1A} = A_1$ и $\Delta\alpha = 0$, где A_1 – заданное значение амплитуды угла отклонения основного ротора.

3. Поскольку непосредственное измерение угла поворота корпуса α_3 затруднительно, в качестве выходного компенсируемого параметра принимается разность переменных перио-

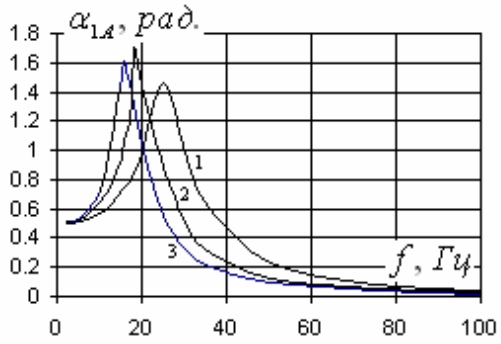


Рис. 2

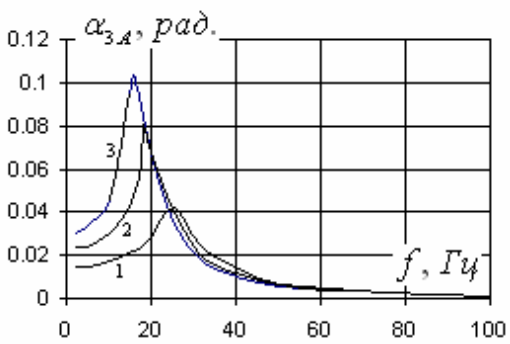


Рис. 3

дических колебаний: $\Delta\alpha = \alpha_1 - \frac{J_2}{J_1}\alpha_2$.

4. Для достижения компенсации реакции необходимо построение системы векторного управления компенсирующим ротором [2], то есть необходима реализация САР амплитуды I_{2A} и фазового сдвига φ_2 входного тока статора i_2 компенсирующей системы. Для этого необходимо формирование сигналов рассогласования по амплитуде ΔI_{2A} и фазовому сдвигу $\Delta\varphi_2$ на основании измерений переменных α_1 и α_2.

5. Сигнал ΔI_{2A} должен быть однополярным и принимать положительное или отрицательное значение в зависимости от величины фазы переменного сигнала $\Delta\alpha$ – 0 или π радиан.

6. На каждом полупериоде колебаний необходимо определять фазовый сдвиг переменной α_2 относительно переменной α_1.

Реализация регулятора амплитуды тока основной обмотки:

$$A_1 = A_O\left(1-\exp\left(-t/T_O\right)\right);\ \alpha_{1A} = \max\left\{\left|\alpha_1\right|\right\};$$

$$I_{1A}(n) = I_{1A}(n-1) + k_{P1}\left(A_1 - \alpha_{1A}\right)T_K;\ I_{1A}(n) = I_{\max 1} \text{ при } I_{1A}(n) > I_{\max 1},$$

где n – номер отсчета; k_{P1} – коэффициент передачи регулятора амплитуды тока; T_K – период квантования; $I_{\max 1}$ – амплитуда тока основной обмотки; A_O – задание амплитуды отклонения α_1; T_O – постоянная времени интенсивности нарастания амплитуды тока.

Формирование сигнала рассогласования по амплитуде на основании измерений переменных α_1 и α_2. Сигнал рассогласования должен быть однополярным и принимать положительное или отрицательное значение в зависимости от фазы сигнала $\Delta\alpha$ – 0 или π радиан. Для этого сигнал $\Delta\alpha$ необходимо суммировать с синфазным опорным переменным сигналом вида $y_O = a_O \sin\left(\omega t + \varphi_O\right)$, где $a_O > \max\left\{\Delta\alpha\right\}$, а из модуля полученной суммы вычесть модуль опорного сигнала. Предлагается такая последовательность действий:

$$y_1(n) = sign(\alpha_1);$$

$$T_1(n) = T_1(n-1) + T_K;\ T_1 = 0 \text{ при } y_1(n) - y_1(n-1) > 1;$$

$$y_0 = a_0 \cdot \sin\omega T_1;\ y_2 = \left|\Delta\alpha + y_O\right| - \left|y_O\right|,$$

где T_1 – таймер, сброс которого происходит по положительному фронту сигнала $y_1 = sign(\alpha_1)$; y_2 – сигнал рассогласования по амплитуде тока компенсирующей обмотки.

Реализация регулятора амплитуды тока компенсирующей обмотки: $I_{2A}(n) = I_{2A}(n-1) + k_{P2}\,y_2\,T_K$; $I_{2A}(n) = I_{\max 2}$ при $I_{1A}(n) > I_{\max 1}$, где k_{P2} – коэффициент передачи регулятора тока; $I_{\max 2}$ – амплитуда тока обмотки компенсатора.

Формирование сигнала рассогласования по фазовому сдвигу $\Delta\varphi_2$:

$$T_2(n) = T_2(n-1) + T_K;$$

$$y_3(n) = sign(\alpha_2);\ T_2 = 0 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) > 1;$$

$$\Delta T = -0{,}5T + T_2 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) < -1 \text{ и } \alpha_2 > 0;$$

$$\Delta T = T_2 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) < -1 \text{ и } \alpha_2 < 0;$$

$$\Delta T = -0{,}5T + T_2 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) > 1 \text{ и } \alpha_2 < 0;$$

$$\Delta T = T_2 \text{ при } y_3(n) - y_3(n-1) > 1 \text{ и } \alpha_2 > 0;$$

$$\Delta\varphi_2 = 2\pi\Delta T f,$$

где T_2 – второй таймер, сброс которого происходит по положительному фронту сигнала $y_3 = sign(\alpha_2)$; $T = 1/f$ – период первой гармоники.

Реализация регулятора фазового сдвига φ_2 тока статора i_2 компенсирующей системы: $\varphi_2(n) = \varphi_2(n-1) + k_{P3}\,\Delta\varphi_2\,T_K$; $\varphi_2(n) = 0$ при $t < 15T$, где k_{P3} – коэффициент передачи регулятора фазового сдвига. Действие данного регулятора направлено на совмещение по фазовому углу колебаний основного и компенсирующего роторов.

Момент вязкого трения нагрузки M_{H1} моделируется таким образом:

$M_{H1} = k_{BH}\,\omega_1\left(1 - \exp\left(-(t - t_1)/T_O\right)\right)$ при $t > t_1$;

$M_{H1} = k_{BH}\,\omega_1 \exp\left(-(t - t_2)/T_O\right)$ при $t > t_2$,

где t_1, t_2 – моменты времени начала увеличения и снижения нагрузки.

Для иллюстрации режима векторного управления активной компенсацией реакции

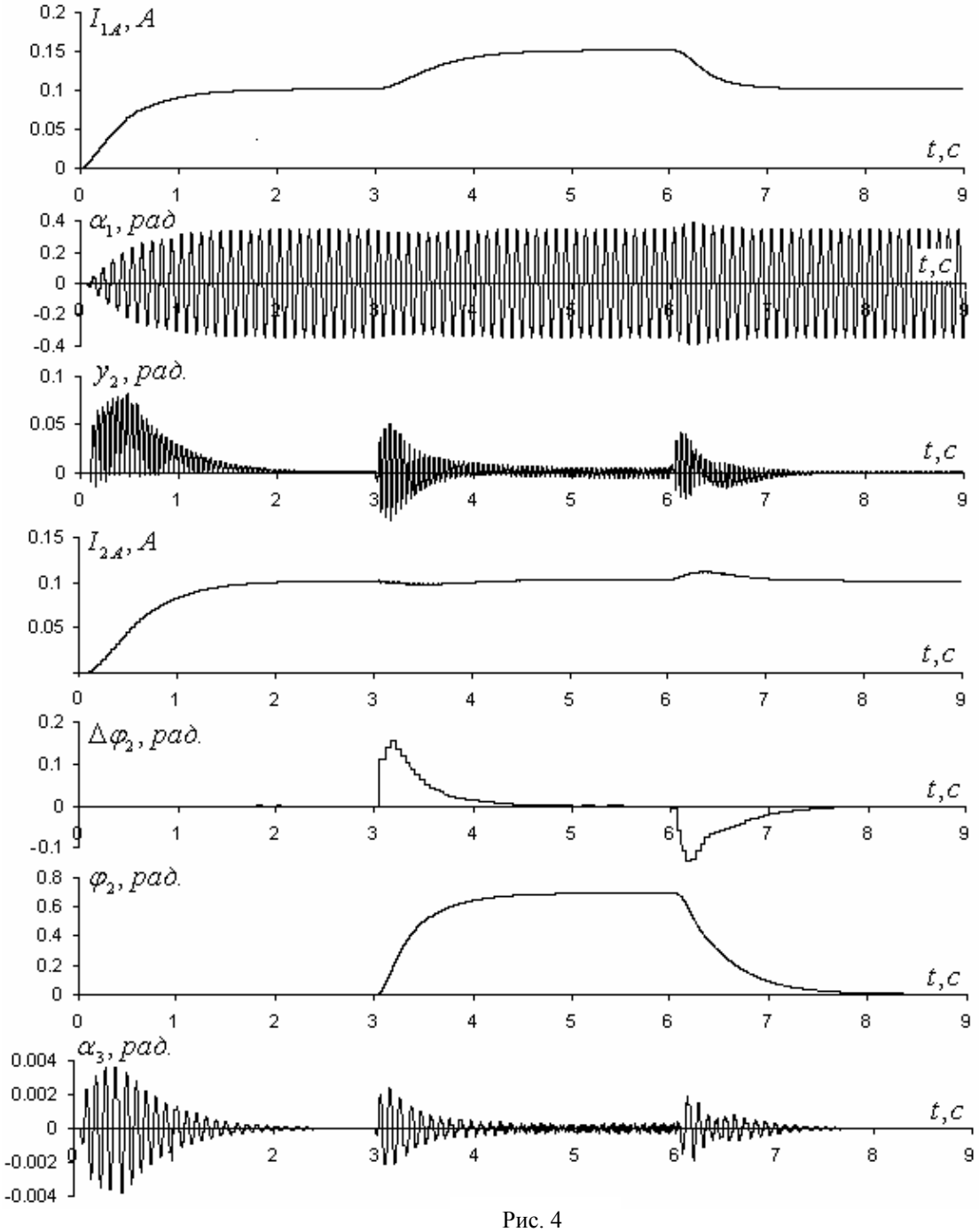


Рис. 4

проведен расчет переходного процесса пуска, увеличения и снижения нагрузки основного привода для частоты колебаний $f = 10$ Гц при таких параметрах: $k_{P1} = 2,5$; $I_{\max 1} = 0,2\,A$; $A_O = \pi/9$; $T_O = 0,4$ с; $k_{P2} = 2,5$; $k_{P3} = 10$; $k_{BH} = 0,00055$; $M_{B3} = 0$; $M_{y3} = 0$; $t_1 = 3$ с; $t_2 = 6$ с, которые были установлены в процессе экспериментального исследования разработанной системы.

На рис. 4 приведены графики переходных процессов для переменных (сверху вниз):

- амплитуда I_{1A} тока основной статорной обмотки;
- угол поворота α_1 основного ротора;
- сигнал рассогласования y_2 по амплитуде тока компенсирующей обмотки;
- амплитуда I_{2A} тока статорной обмотки компенсатора;
- сигнал рассогласования по фазовому сдвигу $\Delta\varphi_2$;
- фазовый сдвиг φ_2 тока статора i_2 компенсирующей системы;
- угол поворота α_3 корпуса.

Величины амплитуды угла поворота α_{3A} корпуса в диапазоне частот от 5 до 100 Гц при трех значениях момента инерции основного ротора при работе без нагрузки и под нагрузкой приведены в таблице. Ненулевые значения амплитуды угла колебаний корпуса объясняются наличием в исследуемом сигнале некомпенсируемых высших гармоник.

J_2, Кг×м^2	Без нагрузки α_{3A}, рад.	Под нагрузкой α_{3A}, рад.
0,0000015	$1,0\cdot10^{-5} – 5,2\cdot10^{-4}$	$4,0\cdot10^{-5} – 4,3\cdot10^{-4}$
0,0000024	$1,9\cdot10^{-5} – 7,2\cdot10^{-4}$	$3,7\cdot10^{-5} – 5,0\cdot10^{-4}$
0,0000033	$5,8\cdot10^{-5} – 8,3\cdot10^{-4}$	$2,4\cdot10^{-5} – 7,4\cdot10^{-4}$

Выводы

1. Применение активной компенсации реактивных моментов в устройствах, содержащих привод возвратно-вращательного движения, эффективно решает проблему защиты работающего с оборудованием специалиста от вредного воздействия вибрации во всем диапазоне регулируемых рабочих частот инструмента.

2. При переменной амплитуде и частоте основного привода систему управления компенсацией целесообразно строить на основе векторного управления амплитудой и фазовым сдвигом тока компенсирующей системы.

3. Степень компенсации колебаний корпуса зависит от величины момента инерции основного ротора (см. таблицу), который может изменяться в зависимости от типа применяемой насадки. Увеличение момента инерции снижает эффективность компенсатора, поэтому момент инерции ротора компенсатора необходимо выбирать исходя из максимально возможного момента инерции основного ротора.

1. Антонов А.Е., Филоменко А.А. Активная компенсация реактивных моментов в электрических машинах магнитоэлектрического типа. *Праці Інституту електродинаміки НАН України.* 2014. Вип. 39. С. 20–24.
2. Воронин С.Г., Курносов Д.А., Кульмухаметова А.С. Векторное управление синхронными двигателями с возбуждением от постоянных магнитов. *Электротехника*. 2013. № 10. С. 50–54.

УДК 621.313.8
О.Є. Антонов, докт. техн. наук, **К.П. Акинін**, докт. техн. наук, **В.Г. Киреєв**, канд. техн. наук, **А.А. Філоменко**
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

КОМПЕНСАЦІЯ РЕАКТИВНИХ МОМЕНТІВ В ЕЛЕКТРОПРИВОДІ ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

Розроблено і досліджено систему керування двороторним двигуном зворотно-обертального руху, що реалізує активну компенсацію реактивних знакозмінних моментів, які виникають у разі роботи деяких типів ручних інструментів з електроприводом. Розглянуто варіант побудови пристрою, в якому на компенсуючий привод не діють ніякі

інші навантаження окрім опору підшипників. Враховано дію реактивних моментів, що діють на привод основного (робочого) ротора, характер яких відповідає в'язкому тертю і моменту пружності. Бібл. 2, рис. 4, таблиця.
Ключові слова: активна компенсація, електромагнітний момент, система керування.

O. Antonov, K. Akynin, V. Kyreyev, A. Filomenko
Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine
COMPENSATION OF THE REACTIVE TORQUE IN ELECTRIC DRIVE OF A RETURN-ROTARY MOTION
The control system of a two-rotor motor of reciprocating rotational motion which compensates for the reactive moments during the operation of hand tools with electric drive, is developed and investigated. The system of compensation in which only are load bearing are consider.The action of reactive moments acting on the drive of the main (working) rotor, the character of which corresponds to viscous friction and moment of elasticity, is taken into account. References 2, figures 4, table.
Key words: active compensation, electromagnetic moment, control system.

1. Antonov A.E., Filomenko A.A. Active compensation of reactive moments in electric machines of a magnetoelectric type. *Pratcy Instytutu electrodynamiky NAN Ukrainy.* 2014. Vyp. 39. C. 20–24. (Rus).
2. Voronin S.G., Kurnosov D.A., Kulmukhametova A.S. Vector control of synchronous motors with excitation from permanent magnets. *Elektrotehnika*. 2013. № 10. C. 50–54. (Rus).

Надійшла 02.08.2018
Received 02.08.2018

УДК 621.314

ОСОБЛИВОСТІ КОМПЛЕКСУВАННЯ СЕКЦІЙ ОБВИТКИ ТРАНСФОРМУЮЧОГО ЕЛЕМЕНТА ТРАНСФОРМАТОРНО-КЛЮЧОВОЇ ВИКОНАВЧОЇ СТРУКТУРИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЗМІННОЇ НАПРУГИ

К.О. Липківський*, докт. техн. наук, **А.Г. Можаровський****, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна
e-mail: lypkivskyk@ukr.net, AnatMozhrvsk@ukr.net

Трансформаторно-ключова виконавча структура реалізує перетворення напруги змінного струму за рахунок дискретно-разової (discrete time) зміни коефіцієнтів передачі за напругою шляхом зміни кількості витків обвитки трансформуючого елемента. Основними критеріями якості ТКВС зазвичай обирається ефективність використання трансформуючого та ключових елементів. Показано доцільність врахування й інших критеріїв якості пристрою, зокрема кількості одночасно працюючих ключових елементів, яка визначає сукупні втрати енергії в цих елементах, необхідні параметри радіаторів для відведення тепла від напівпровідникових ключових елементів. Бібл. 12, рис. 3.
Ключові слова*:* трансформаторно-ключова виконавча структура, перетворювач змінної напруги, discrete time, discrete smart transformer, секція обвитки, ефективність використання.

Виконавчі структури перетворювачів напруги змінного струму, у яких реалізується дискретно-разове (discrete time) [1] регулювання коефіцієнта передачі трансформуючого елемента (ТЕ), широко використовуються у системах електроживлення споживачів, які для оптимального функціонування потребують певного узгодження (adjusting) з конкретними умовами електропостачання [2]. Такі, за нашим визначенням, трансформаторно-ключові виконавчі структури (ТКВС) [3] (у технічній літературі вони мають різноманітні назви, зокрема, discrete smart transformer [4]) апріорі характеризуються багатоваріантністю принципів побудови та виконання.

Один з найбільш розповсюджених типів ТКВС базується на основі виокремлення базової секції $W_{баз}$ та низки регулювальних секцій обвитки (обвиток) трансформуючого елеме-

© Липківський К.О., Можаровський А.Г., 2018
* ORCID ID : http://orcid.org/0000-0002-3292-1360 ; ** ORCID ID : http://orcid.org/0000-0001-9801-2728

нта, які у разі комплексування з N ключовими елементами (КЕ) утворюють послідовно з'єднані регулювальні блоки (РБ). За необхідності регулювання коефіцієнта передачі перетворювача змінної напруги на основі ТКВС шляхом зміни кількості витків обвитки ТЕ тільки в одному напрямку (збільшення або зменшення без реверсування регулювальних секцій), прийнятними є кілька варіантів формування регулювальних блоків. У найпростішому випадку кожен РБ складається з однієї секції обвитки ТЕ та двох КЕ: одного – для введення цієї секції у коло струму, другого – для створення обвідного шляху (bypass). Для виконання своїх функцій за умови лінійної зміни кількості витків обвитки ТЕ за максимально ефективного використання ключових елементів необхідно комплексування декількох РБ цього типу – позначимо їх РБ2. У цьому разі кількість витків секції i-го РБ2 визначається залежністю $W_i=W_1\cdot 2^{i-1}$, де W_1 – мінімальний крок зміни кількості витків, а кількість можливих нетотожних коефіцієнтів передачі за напругою ТКВС – залежністю $J_2=2^{N/2}$. Саме такі РБ2 завдяки простоті та наочності побудови та розрахунку часто використовуються розробниками.

Більша ефективність використання ключових елементів, яку можна оцінити за допомогою коефіцієнта ефективності використання ключових елементів $\xi=J/N$, притаманна структурам, що мають три КЕ та дві однакові секції обвитки – $W_i=W_1\cdot 3^{i-1}$, що було доведено, зокрема, у [5, 6]. Дійсно, для цієї структури $J_3=3^{N/3}=J_2\times 1{,}0198^N>J_2$. У [6] було також вказано на тотожність за ефективністю використання КЕ структур, що складаються з регулювальних блоків з двома та чотирма КЕ, у яких i-й РБ має три однакові секції обвитки з кількістю витків $W_i=W_1\cdot 4^{i-1}$, у цьому разі $J_4=4^{N/4}=2^{N/2}=J_2$. Подальше збільшення кількості КЕ у одному РБ не має сенсу, оскільки, наприклад, при N=10 маємо $J_{10}=5\times 5=25 << 36=3\times 3\times 4$. Також обґрунтовано можливість, а інколи й доцільність комплексування в одній виконавчій структурі різних регулювальних блоків, причому вони можуть розміщуватись як у первинному, так і вторинному колі трансформуючого елемента [5, 7].

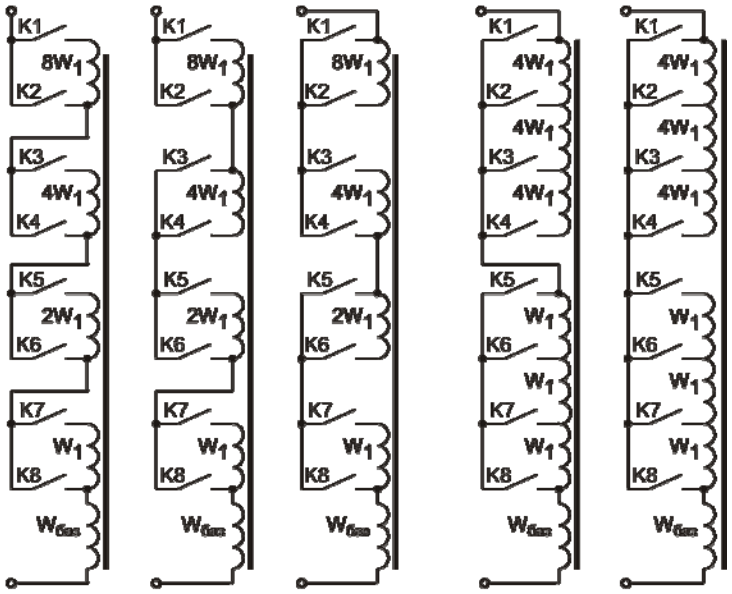
Коефіцієнт ефективності використання ключових елементів ξ визначає, по суті, за якої мінімальної кількості КЕ виконавча структура може реалізувати задане функціональне перетворення у заданому діапазоні напруги із заданою точністю. Втім він, як і ефективність використання встановленої потужності трансформуючого елемента (це питання досліджувалось в інших роботах, зокрема в [8], і тут не розглядається) є важливим, але не єдиним коефіцієнтом якості ТКВС. Є й інші показники, що характеризують структуру в складі перетворювача напруги й які можуть стати визначальними у певних випадках, але вони залишалися поза увагою розробників.

Метою роботи є розширення кола показників якості трансформаторно-ключової виконавчої структури, пов'язаних з роботою ключових елементів, визначення структур зі зменшеними сумарними втратами енергії у напівпровідникових ключових елементах, меншою потужністю живлення системи керування КЕ та спрощенням її реалізації.

Аналіз ТКВС, трансформуючі елементи яких виконано з секціонуванням обвиток, показав, що схемні рішення, що мають однакову кількість ключових елементів та однакову ефективність їхнього використання (J/N), можуть бути нетотожними за таким показником, як кількість ключових елементів n, що працюють одночасно. Саме він визначає сумарні втрати енергії у ключових елементах, які можуть бути достатньо вагомими у разі використання значної кількості КЕ (зазвичай $N\geq 6...12$, зокрема у [9] N =16). Величина цих втрат позначається як на коефіцієнті корисної дії всього пристрою, так, і це головне, на параметрах радіаторів для відведення тепла, що виділяється під час роботи КЕ.

Розглянемо з цих позицій ТКВС з регулювальними блоками, що мають по два КЕ (РБ2) або по чотири КЕ (РБ4). Секціоновані обвитки трансформуючих елементів цих структур зображено на рис. 1 та 2 відповідно.

Оскільки незалежно від кількості ключових елементів у РБ, у кожному з них у будь-який момент може бути відкритим лише один ключ, кількість ключів, що одночасно працюють, дорівнює кількості регулювальних блоків. Так, у відомій структурі [10] з РБ2 (рис. 1 *а*) $n_2=N/2$, а у запропонованій у [6] структурі з РБ4 $n_4=N/4=0{,}5n_2$, тобто остання вдвічі економніша за структуру з РБ2 і потребує розсіювання вдвічі меншої кількості тепла. (Для згадуваної вище ТКВС з РБ3, яка оптимальна за ефективністю використання ключових елементів,



а *б* *в*

Рис. 1

а *б*

Рис. 2

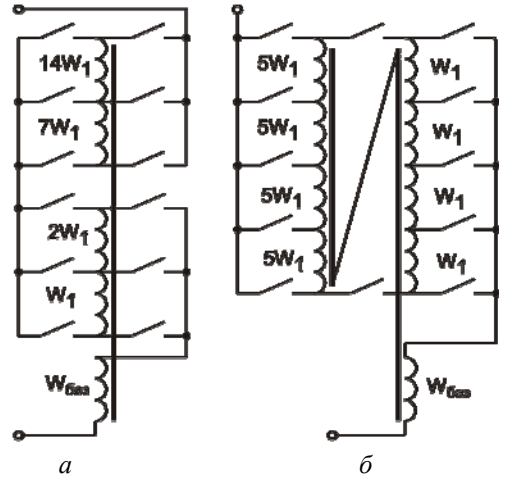
маємо $n_3=N/3=0{,}66\ n_2$).

Необхідно звернути увагу ще на один схемотехнічний момент – однакові регулювальні блоки можуть мати різну топологію з'єднань між собою. Наприклад, на рис. 1 *б* наведено схемне рішення [9], у якому ключі другого та третього РБ мають єдину спільну точку, а дві інші спільні точки мають ключі першого та третього РБ. Логічним продовженням у цьому напрямку може бути організація двох спільних точок (шин) для першого та другого РБ, також для третього та четвертого РБ (рис. 1 *в*) і відповідно двох радіаторів з метою певного спрощення встановлення та керування КЕ.

Використання цієї ідеї для структури з РБ4 (рис. 2 *а*) дає значно більші переваги – всі КЕ можна розмістити на єдиному радіаторі (рис. 2 б), розрахованому на відведення тепла лише від двох ключів, що працюють одночасно. Крім того, у структурі з РБ4 вдвічі менша кількість сигналів керування ключами, що генерує система керування (СК). Тобто потрібна вдвічі менша потужність для живлення СК та, як наслідок, спрощуються вимоги до елементної бази, що використовується. Крім того, у разі конструювання немає потреби виконувати вимогу щодо електроізоляції між окремими радіаторами і забезпечувати гальванічний розв'язок між ними, що суттєво спрощує практичне виготовлення перетворювача. Все це ще раз підкреслює доцільність використання чотири-, а не двоключових РБ.

Зазначимо, що введений показник n у певних випадках може стати визначальним у разі вибору варіанта комплексування регулювальних блоків. Наприклад, за необхідності реалізації у ТКВС 15 нетотожних коефіцієнтів передачі за напругою можна обмежитися 10 ключовими елементами та використати або варіант з двома РБ3 і одним РБ2 (при цьому $J=3\times3\times2=18>15$), для якого $n=3$, або варіант з двома РБ4 (при цьому $J=4\times4=16>15$), для якого $n=2$. Логічним, певна річ, буде вибір другого варіанта з суттєво (у 1,5 разу) меншими втратами енергії у КЕ, хоча він дещо (у 1,1 разу) поступається першому варіанту ефективністю використання ключових елементів.

Можливість зменшення кількості КЕ, що працюють одночасно, прослідковується й у інших типах ТКВС, трансформуючий елемент яких має секціоновану обвитку. Зокрема, у тих, що дають змогу як збільшувати, так і зменшувати загальну кількість витків обвитки відносно певного початкового значення шляхом реверсування регулювальних секцій. Для прикладу розглянемо структуру, в якій i-й регулювальний блок складається з двох різних секцій ($W_1\cdot7^{i-1}$ та $W_1\cdot2\cdot7^{i-1}$) та шести ключових елементів, що створюють своєрідну мостову структуру та реалізують як пряме, так і реверсивне під'єднання або однієї з секцій, або обох секцій разом [6, 11]. ТКВС з двома такими РБ (рис. 3 *а*) дає змогу отримати 49 станів роботи (49 нетотожних коефіцієнтів передачі за напругою), тобто має коефіцієнт ефективності використання КЕ на рівні чотирьох ($K=49/12=4{,}08$). Такий саме показник має і запропонований у [12] так званий комбінований регулювальний блок з чотирма секціями обвитки W_1 та чотирма секціями $4W_1$ (рис. 3 *б*), проте одночасно у ньому працюють лише три КЕ, що



а *б*

Рис. 3

в 1,33 разу менше, ніж у попередній структурі, відповідно менші й втрати енергії у напівпровідникових ключах.

Наведені приклади свідчать, що у разі створення ТКВС, які апріорі відзначаються багатоваріантністю схемотехнічних та алгоритмічних рішень, необхідне врахування (з можливим попереднім ранжуванням залежно від сформульованих вимог) усіх критеріїв якості пристрою, що впливають на його енергетичні та масогабаритні показники та спрощення конструювання.

Висновки. У разі вибору варіанта трансформаторно-ключової виконавчої структури перетворювача напруги змінного струму, трансформуючий елемент якого має секціоновану обвитку, необхідно, орієнтуючись у першу чергу на досягнення максимальної ефективності використання трансформуючих і ключових елементів, брати до уваги й інші показники якості пристрою, які можуть у конкретних випадках стати визначальними.

1. Bimal, K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. V. 19. № 4. P. 11–20.
2. Liu Zhiyong. Voltage deviation adjustor. Patent CN103178527B. 2015.07.01.
3. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. Киев: Наук. думка, 1983. 216 с.
4. Willems W., Vandoorn T.L., De Kooning, J. D., Vandevelde L., Development of a smart transformer to control the power exchange of a microgrid. 4th International Conf. "*Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe*" (ISGT - Europe 2013). IEEE, 6-9 Oct. 2013, At Lyngby, Denmark. P. 1–5.
5. Липковский К.А, Тонкаль В.Е., Озерянский А.А. Устройство для регулирования переменного напряжения. А.с. СССР №413468. 30.01.1974.
6. Липковский К.А. Способы секционирования трансформаторно-ключевых исполнительных структур дискретных регуляторов напряжения. Киев: Ин-т электродинамики АН Украины, 1984. 16 с. (Препринт/АН Украины, Ин-т электродинамики; № 394).
7. Robert C. Degeneff, Friedrich K. Schaeffer; Robert H. Frazer, David A. Torrey, Osman Demirci. Tap changing system having discrete cycle modulation and fault rotation for coupling to an inductive device. US Patent 5604423. Feb. 18. 1997.
8. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Вплив особливостей регулювання рівня напруги, що стабілізується, на потужність трансформуючого елементу перетворювача напруги змінного струму. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 35–41.
9. Allan David Crane, Warren Mark Blewitt. Power converters. Patent US 2015/0295498A1. Oct. 15, 2015.
10. William O. Kramer, Alireza Daneshpooy. Static voltage regulator and controller. US Patent 6351106B1. Feb. 26, 2002.
11. Robert C. Degeneff, Steven Raedy. Regulator with asymmetrical voltage increase/decrease capability for utility system. US Patent 5990667. Nov. 23, 1999.
12. Липковский К.А. Топологические преобразования трансформаторно-ключевых исполнительных структур дискретных регуляторов напряжения. Киев: Ин-т электродинамики АН Украины, 1985. 20 с. (Препринт/АН Украины, Ин-т электродинамики; № 564).

УДК 621.314

К.А. Липковский, докт. техн. наук, **А.Г. Можаровский**, канд. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

ОСОБЕННОСТИ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ СЕКЦИЙ ОБМОТКИ ТРАНСФОРМИРУЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА ТРАНСФОРМАТОРНО-КЛЮЧЕВОЙ ИСПОЛНИТЕЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Трансформаторно-ключевая исполнительная структура реализует преобразование напряжения переменного тока за счет дискретно-разового (discrete time) изменения коэффициентов передачи по напряжению путем изменения количества витков обмотки трансформирующего элемента. Основными критериями качества ТКВС обычно выбирается эффективность использования трансформирующего и ключевых элементов. Показана целесообразность учета и других критериев качества устройства, в частности количества одновременно работающих ключевых элементов, которая определяет совокупные потери энергии в этих элементах, необходимые параметры радиаторов для отвода тепла от полупроводниковых ключевых элементов. Библ. 12, рис. 3.

Ключевые слова: трансформаторно-ключевая исполнительная структура, преобразователь переменного напряжения, discrete time, discrete smart transformer, секция обмотки, эффективность использования.

K.O. Lypkivskyi, A.G. Mozharovskyi
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

The transformer-and-switches executive structure implements the transformation of an AC voltage by changing the voltage transmission coefficients by changing the number of turns of the transformation element. The main criterion of the quality of the transformer-and-switches executive structure is the efficiency of the use of transforming and switch elements. It is shown the expediency of taking into account other criteria of the quality of the device, including the number of simultaneously operating switch elements. This number determines the total energy losses in these elements and the necessary parameters of heatsink for the heat rejection from semiconductor switch elements. References 12, figures 3.
Key words: transformer-and-switches executive structure, AC voltage converter, discrete time, discrete smart transformer, winding section, efficiency of use.

1. Bimal, K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. V. 19. № 4. P. 11–20.
2. Liu Zhiyong. Voltage deviation adjustor. Patent CN103178527B. 2015.07.01.
3. Lypkivskyi K.O. Transformer-and-switches executive structures of alternating current voltage converters. Kyiv: Naukova Dumka, 1983. 216 p. (Rus).
4. Willems W., Vandoorn T.L., De Kooning, J. D., Vandevelde L., Development of a smart transformer to control the power exchange of a microgrid. 4th International Conf. "Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe" (ISGT - Europe 2013), IEEE, 6-9 Oct. 2013, At Lyngby, Denmark. P. 1–5.
5. Lypkivskyi K.O., Tonkal V.E., Ozerianskyi A.O. Device for regulation of alternating voltage. Patent USSR No. 413468. 30.01.1974. (Rus)
6. Lypkivskyi K.O. Methods of sectioning of transformer-and-switches executive structures of discrete voltage regulators. Preprint-394. Kyiv. 1984. 16 p. (Rus).
7. Robert C. Degeneff, Friedrich K. Schaeffer; Robert H. Frazer, David A. Torrey, Osman Demirci. Tap changing system having discrete cycle modulation and fault rotation for coupling to an inductive device. US Patent 5604423. Feb. 18. 1997.
8. Lypkivskyi K.O., Mozharovskyi A.G. Effect of the features of the level control of the stabilized voltage on the power of the transforming element of the AC voltage converter. *Tehnichna Electrodynamika*. 2017. No. 3. P. 35–41. (Ukr).
9. Allan David Crane, Warren Mark Blewitt. Power converters. Patent US 2015/0295498A1. Oct. 15, 2015.
10. William O. Kramer, Alireza Daneshpooy. Static voltage regulator and controller. US Patent 6351106B1. Feb. 26, 2002.
11. Robert C. Degeneff, Steven Raedy. Regulator with asymmetrical voltage increase/decrease capability for utility system. US Patent 5990667. Nov. 23, 1999.
12. Lypkivskyi K.O. Topological transformations of transformer-and-switches executive structures of discrete voltage regulators. Preprint-564. Kyiv. 1988. 20 p. (Rus).

Надійшла 27.08.2018
Received 27.08.2018

УДК 621.3:539.3

ИМПУЛЬСНЫЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ СИЛЫ В МНОГОВИТКОВОМ ТОРЦЕВОМ ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ИНДУКТОРЕ

А.П. Ращепкин*, докт. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина
e-mail: anatoly_raschepkin@ukr.net

В процессах электро- и магнитопластической деформаций металлов обоснован метод ослабления импульсных электродинамических сил взаимодействия между обрабатываемым металлом и многовитковым торцевым цилиндрическим индуктором путем использования электропроводного металлического экрана. Полное устранение электродинамических усилий достигается регулированием зазора между индуктором и экраном. Однополярные импульсы тока в индукторе возбуждаются путем разряда электрической емкости на индуктор с использованием управляемого тиристора. Электромагнитные процессы в такой электродинамической системе рассмотрены с использованием известных, разработанных в теоретической электротехнике, методов анализа разрядных процессов конденсатора на активно-индуктивную нагрузку, а также численных методов конечных элементов расчетов. Библ. 7, рис. 6.
Ключевые слова: электропластическая деформация, электромагнитные параметры индуктора, однополярные импульсы тока, нестационарные разрядные процессы.

© Ращепкин А.П., 2018
* ORCID ID : https://orcid.org/0000-0002-3308-8032

Обработка металлов давлением – ковка, штамповка, прокатка, волочение и т.д. – основаны на использовании весьма характерного для металлов свойства пластичности, т.е. способности необратимо деформироваться под действием приложенных напряжений. Если пропускать по деформируемым образцам ток высокой плотности, то прочность металла существенно снижается, что обычно связывают с проявлением электропластического эффекта. Электрический ток вызывает увеличение скорости релаксации напряжений и оказывается удобным технологическим фактором для снятия внутренних напряжений в металле. Сущность электропластического эффекта заключается в увеличении пластичности и уменьшении хрупкости металла под действием импульсов электрического тока. В основе эффекта лежит взаимодействие электронов с дислокациями, которые, перемещаясь, деформируют материал. В результате сопротивление металла деформации сильно уменьшается, увеличивается пластичность и уменьшается хрупкость металла [1].

Помимо воздействия импульсов электрического тока экспериментально установлено также непосредственное влияние постоянных и импульсных магнитных полей на механические характеристики различных ферромагнитных и немагнитных металлов и сплавов, таких как предел текучести, предел прочности, максимальное удлинение, ползучесть, усталостная прочность, а также релаксация напряжений в условиях механического нагружения в присутствии внешнего магнитного поля различной природы и напряженности. Рассмотрены физические механизмы наблюдаемых эффектов, основанные на влиянии магнитного поля на динамику дислокаций [2]. В ферромагнитных материалах для проявления магнитопластического эффекта необходима осцилляция границ магнитных доменов, которая обеспечивает снятие силы торможения движению дислокаций со стороны магнитных доменов благодаря осцилляции тех дислокаций, которые были закреплены на стенках магнитных доменов. Магнитопластический эффект обнаружен также и в неферромагнитных металлах. В частности в меди, например, в присутствии магнитного поля скорость ползучести увеличивается приблизительно в три раза по сравнению с испытанием без поля. Однако предварительное (до приложения нагрузки) приложение магнитного поля не дало заметного эффекта изменения ползучести. Таким образом, магнитопластический эффект проявляется только непосредственно в процессе пластической деформации.

К настоящему времени можно считать надежно установленным существование магнитопластического эффекта при напряженностях магнитного поля до 50...80 кА/м для разнообразных немагнитных и магнитных материалов, но физическая природа магнитопластического, равно как и электропластического эффектов, еще недостаточно изучена. При импульсном воздействии электромагнитного поля на деформируемые металлы, по-видимому, сказывается совместное влияние электрического и магнитного полей.

Включение импульсного тока в процессе активной деформации образцов или ползучести приводит, как правило, к скачкообразному приращению деформации и связанному с этим скачком деформирующего усилия. Зависимость этого эффекта от амплитуды j_0 и длительности t_u импульсов тока носит пороговый характер [3]. Порог по j_0 находится [4] для различных металлов на уровне 250...400 А/мм^2, а по t_u – на уровне 50...100 мкс.

Целью настоящей работы является разработка бесконтактных, электромагнитных методов возбуждения в металлической среде коротких импульсов магнитного поля и тока большой плотности с компенсацией электродинамических сил на многовитковый индуктор.

Полагая технологический процесс непрерывным с многократным повторением импульсов, для исключения перегрева многовитковая обмотка индуктора выполняется водоохлаждаемой из полого прямоугольного медного провода ДПРХМ 5,0×5,0×1,0 БР М1 с электропроводностью $5\cdot10^7$ См/м. В качестве примера расположение плоского цилиндрического индуктора над проводящей полосой с верхним электропроводным экраном, предназначенным для компенсации силового взаимодействия между обрабатываемой полосой и индуктором, показано на рис. 1.

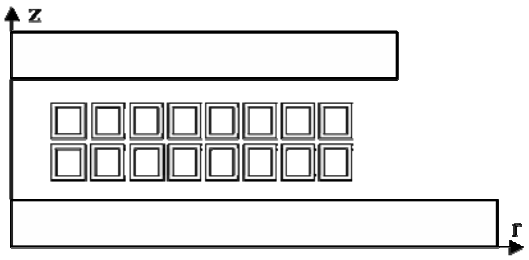


Рис. 1

При определении электромагнитных параметров индуктора в такой системе полагалось, что толщины алюминиевого экрана и обрабатываемой полосы имеющих электропроводность $3{,}3\cdot10^7$ См/м принимают значения с =(2, 4, 6, 8) мм, расстояние между индуктором и пластинами с учетом величины витковой изоляции составляет d = (1, 2, 4, 6, 8) мм. Расстояние между витками и слоями индуктора с учетом величины витковой изоляции составляет Δi =1 мм. Внутренний $r1$ и наружный $r2$ радиусы индуктора также принимались неизменными и равными соответственно 10 и 58 мм. Число витков w =16 и число слоев индуктора n =2. Сечение провода индуктора равно $16\cdot10^{-6}$ м^2.

Электрические параметры индуктора рис. 1 определялись компьютерным моделированием методом конечных элементов [5] при питании обмотки синусоидальным током заданной амплитуды и различной частоты (от 500 до 10000 Гц). В частности, при I_e =11200 А, f =1000 Гц, d =4 и c =8 мм суммарная амплитудная величина напряжения обмотки составляет u =48+287i. Тогда активное сопротивление индуктора равно

$$r=\frac{Re(u)}{I_e}+\frac{w\cdot 2\cdot\pi\cdot(r1+r2)/2}{5\cdot10^7\cdot(5+3)\cdot2\cdot1\cdot10^{-6}}kr=0{,}0122. \qquad (1)$$

Здесь коэффициент дополнительных потерь согласно работе [6] в связи с наличием экрана равен

$$kr=1+\frac{h^4}{\delta^4}\left(\frac{w\cdot b}{(b+\Delta i)\cdot w+4\cdot r1}\right)^2\frac{n^2-0{,}2}{36}=1{,}913, \qquad (2)$$

где $\delta=10^3\sqrt{2/\mu\sigma 2\pi f}$; h и b – высота и ширина провода обмотки индуктора.

Индуктивность индуктора равна

$$L=\frac{Im(u)}{I_e\cdot2\cdot\pi\cdot f}=4{,}08 \text{ мкГн}. \qquad (3)$$

Таким же образом определяются электрические параметры индуктора при других конструктивных исполнениях, величинах I_e, f, d, c и электрофизических свойствах индукционной системы.

Импульсы электрического тока в индукторе, как и в проводящей полосе, будем получать путем разряда, предварительно заряженного до напряжения U конденсатора емкостью C на электрическую цепь (рис. 2), обладающей найденными выше сопротивлением r и индуктивностью L. Для определения тока в этой цепи будем исходить из основного дифференциального уравнения [7]:

$$L\frac{di}{dt}+r\cdot i+\frac{g}{C}=0 \;; \quad g=g(0)+\int_0^t i\cdot dt, \qquad (4)$$

где g – заряд конденсатора.

Предварительно выполненные согласно приведенным данным расчеты вследствие отсутствия в системе сред с нелинейными электрофизическими свойствами показали, что индуктивность индуктора практически не зависит от величины его тока. Поэтому после дифференцирования (4) по времени приходим к уравнению второго порядка

$$L\frac{d^2i}{dt^2}+r\frac{di}{dt}+\frac{i}{C}=0, \qquad (5)$$

характеристическое уравнение которого имеет два корня:

$$\gamma_{1,2}=-\frac{r}{2\cdot L}\pm\sqrt{\frac{r^2}{4L^2}-\frac{1}{LC}}=-\alpha^2\pm\sqrt{\alpha^2-{\omega_0}^2} \;;\; \alpha=\frac{r}{2L};\; {\omega_0}^2=\frac{1}{LC}. \qquad (6)$$

Следовательно, решение уравнения (5) содержит две постоянных интегрирования, для определения которых необходимы два начальных условия. Первым условием является допущение, что ток в цепи в начальный момент времени равен нулю. В качестве второго условия учтем, что начальное напряжение конденсатора равно $U = g(0)/C$ и согласно уравнению (4) при $t = 0$ должно выполняться условие $di/dt = -U/L$.

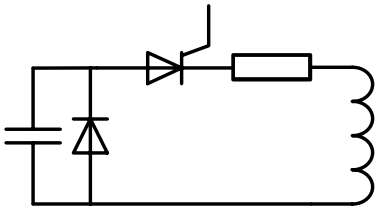


Рис. 2

С учетом указанных начальных условий разрядный ток в индукторе описывается зависимостью

$$i = -\frac{U}{2L\sqrt{\alpha^2 - \omega_0{}^2}}(e^{\gamma_1 t} - e^{\gamma_2 t}). \qquad (7)$$

Так как в исходном положении принято, что $f = 1000$ и $\omega_0 = 2\pi f$, то емкость конденсатора должна быть равной $C = 1/\omega_0{}^2 L = 0{,}00621$ Ф.

Процесс разряда конденсатора зависит от соотношения между параметрами цепи r, L, C, в итоге определяющими будут ли корни характеристического уравнения вещественными или комплексными, т. е. будет ли разряд апериодическим или затухающим колебательным. В реальных условиях следует в параметрах цепи учесть также влияние сопротивления тиристора и соединительных ветвей, параметры которых зависят от конкретного их исполнения, поэтому здесь в качестве примера ограничимся лишь параметрами индуктора. При комплексных корнях характеристического уравнения ток индуктора принимает вид

$$i = -\frac{U}{\omega 1 \cdot L}\sin(\omega 1 \cdot t)\cdot e^{-\alpha \cdot t}, \qquad (8)$$

где $\alpha = 1498$; $\omega 1 = \sqrt{\omega_0{}^2 - \alpha^2} = 6102$ – угловая частота собственных затухающих колебаний. Полагая, что в исходном состоянии конденсатор был заряжен до напряжения $U = 850$ В, находим величину импульса плотности тока в витках индуктора

$$j_e = J_0 \cdot e^{-\alpha \cdot t}\sin(\omega 1 \cdot t)\cdot\theta(T_1 - t), \qquad (9)$$

в котором путем введения единичной обобщенной функции $\theta(.)$ учтено, что при отсутствии шунтирующего диода тиристор закрывается при переходе тока через нуль, и ток в индукторе изменяется в соответствии с кривой (T) (рис. 3). Здесь длительность импульса равна $T_1 = \pi/\omega 1 = 514{,}5$ мкс и $J_0 = U/(\omega 1 \cdot L \cdot 16 \cdot 10^{-6}) = 2{,}135 \cdot 10^9$ А/м^2. В процессе разряда напряжение конденсатора уменьшается и достигает нуля при

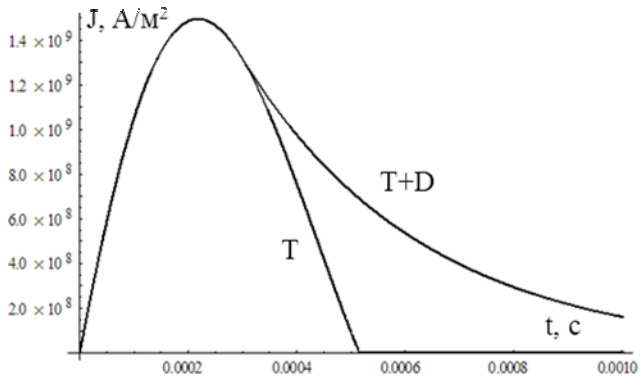


Рис. 3

$$T_2 = \frac{\pi/2 + \arctan(\alpha/\omega 1)}{\omega 1} = 0{,}000297. \qquad (10)$$

При этом диод открывается, что приводит к апериодическому переходному процессу только в цепи индуктора, в результате чего ток в индукторе изменяется согласно кривой (T+D) (рис. 3) с начальной плотностью тока в индукторе $J_1 = J_0 \cdot e^{-\alpha T_2}\sin(\omega 1 \cdot T_2) = 9{,}084 \cdot 10^8$ А/м^2. В результате изменение во времени плотности тока в индукторе описывается зависимостью

$$j_e = J_0 \cdot e^{-\alpha \cdot t}\sin(\omega 1 \cdot t)\cdot\theta(T_2 - t) + J_1 \cdot e^{-2\cdot\alpha\cdot(t - T_2)}\cdot\theta(t - T_2). \qquad (11)$$

Изменением емкости конденсатора представляется возможным управлять величиной резонансной частоты f LC-контура и соответственно длительностью импульса. Однако с увеличением резонансной частоты контура для всех размеров принятого конструктивного исполнения индукционной системы уже при частотах, превышающих 5000 Гц, разряд конденсатора переходит в апериодический с существенным уменьшением максимального тока.

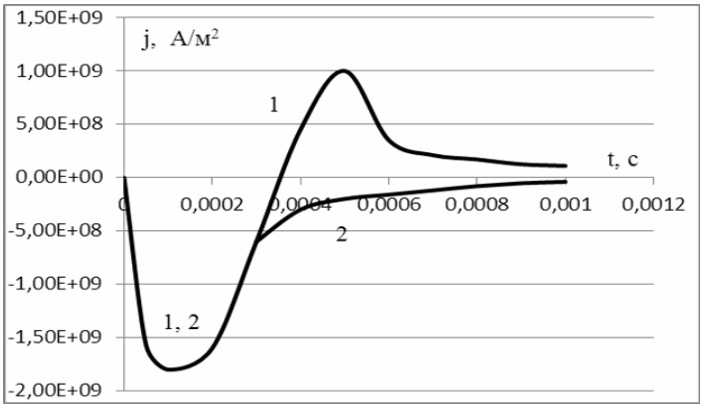


Рис. 4

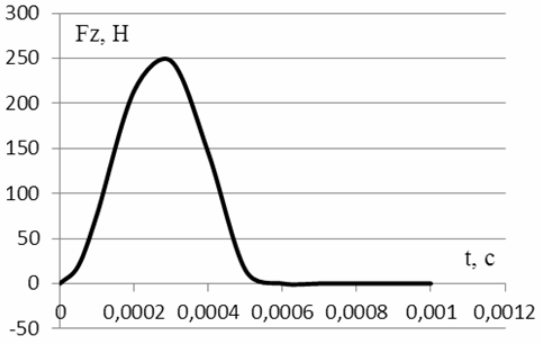


Рис. 5

Впрочем, и при периодическом разряде при постоянном начальном напряжении конденсатора с ростом частоты непрерывно уменьшается амплитуда импульса тока, что не позволяет для принятого исполнения многовиткового индуктора возбудить требуемой величины плотность тока в обрабатываемой полосе с меньшей 130 мкс длительностью импульса тока. Определив временную зависимость тока в обмотке (9, 11), можем изучить нестационарные электромагнитные процессы в индукторе. На рис. 4 кривой 1 при r=0,035 м показано изменение на поверхности обрабатываемой полосы амплитуды плотности тока во времени. Распространяясь вглубь полосы, амплитуда волны отрицательной плотности тока убывает в соответствии с кривой 2. Применение шунтирующего конденсатор диода, приводящего к апериодическому переходному процессу только в цепи индуктора, не приводит к изменению картины распределения плотности тока в полосе и практически полностью повторяет разряд с однополярным импульсом тока индуктора (рис. 4). К сожалению, даже при апериодическом разряде конденсатора не представляется возможным возбудить в полосе однополярный импульс тока, который изменяется во времени подобно кривой 1. Амплитуда импульса тока в любом режиме разряда и, следовательно, уровень индуцированной в полосе плотности тока регулируются величиной начального напряжения конденсатора U.

Для обеспечения электропластического эффекта необходимо возбудить в обрабатываемой полосе токи большой плотности, что вызывает для рассматриваемой электромагнитной системы значительные электродинамические силы взаимодействия между индуктором и полосой, достигающие 45 кН. С целью устранения этих сил используется электромагнитный экран, взаимодействие которого с индуктором уравновешивает силовое взаимодействие индуктора с обрабатываемой полосой. При этом при прочих равных условиях силовое воздействие на обрабатываемую полосу сохраняет прежнее значение. На рис. 5 показано изменение во времени результирующей z-составляющей силы, действующей на обмотку индуктора. Полное устранение силы достигается регулированием величины зазора между обмоткой индуктора и электромагнитным экраном. Такой же временной зависимостью обладает и радиальная составляющая силы, действующая на обмотку индуктора, но намного большей величины, достигающей в максимуме 42 кН.

Наряду с возбуждением токов большой плотности в полосе наводится магнитное поле напряженностью по максимуму $3{,}6\cdot10^6$ А/м, распределение которого вдоль радиуса в момент достижения максимальной величины плотности тока совпадает с приведенным на рис. 6 распределением плотности тока вблизи поверхности полосы. Поэтому максимальная величина плотности тока, представленная на рис. 6, за счет быстрого затухания поля по глубине полосы несколько ниже, чем на рис. 4. Наблюдается также неоднородное распределение вдоль радиуса как плотности тока, так и величины напряженности магнитного поля.

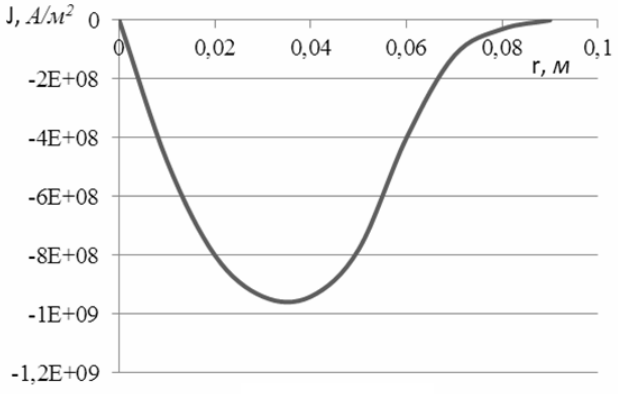


Рис. 6

Вместе с тем для рассматриваемой электромагнитной системы область превышения требуемой пороговой величины плотности тока выше $2\cdot10^8$ А/м^2 сосредоточена по радиусу в пределах от 0,005 до 0,065 м, а для значений, превышающих $4\cdot10^8$ А/м^2, сосредоточена по радиусу в пределах от 0,01 до 0,06 м, что можно считать уже вполне допустимым. Если наружную ниже пороговой величины по плотности тока область представляется возможным перекрыть последующим импульсом при сдвиге индуктора на 0,12...0,13 м, то внутреннюю «слепую» зону в области r=0 целесообразно было бы свести к минимуму.

Выводы. Применением электромагнитного экрана представляется возможным устранить силовое электромагнитное взаимодействие обрабатываемой полосы и мягкого многовиткового индуктора в процессах электропластической деформации металлов.

1. Баранов Ю.В., Троицкий О.А., Авраамов Ю.С., Шляпин А.Д. Физические основы электроимпульсной и электропластической обработок и новые материалы. Москва: МГИУ, 2001. 844 с.
2. Васильев М.А. Особенности пластической деформации металлов и сплавов в магнитном поле. Обзор. *Успехи физики металлов*. 2007. Т. 8. С. 65–105.
3. Зуев Л.Б., Громов В.Е., Курилов В.Ф., Гуревич Л.И. Подвижность дислокаций в монокристаллах цинка при действии импульсов тока. *ДАН СССР*. 1978. Т. 239. № 1. С. 84–86.
4. Корж В.Н., Герцрикен Д.С., Лопата Л.А., Хомяковский Ю.Л. Влияние электропластического эффекта на диффузионные процессы в деформируемых металлах. *Збірник наукових праць Кіровоградського національного технічного університету. Техніка в сільськогосподарському виробництві, галузеве машинобудування, автоматизація*. 2010. Вип. 23. С. 326–329.
5. Comsol multiphysics modeling and simulation software. http://www.comsol.com/
6. Постников И.М. Проектирование электрических машин. Киев: Изд. гос. тех. лит. УССР. 1962. 736 с.
7. Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники, Ч.2. Москва-Ленинград: ГЭИ. 1959. 444 с.

УДК 621.3:539.3

А.П. Ращепкін*, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

ІМПУЛЬСНІ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНІ СИЛИ В БАГАТОВИТКОВОМУ ТОРЦЕВОМУ ЦИЛІНДРИЧНОМУ ІНДУКТОРІ

У процесах електро- та магнітопластичної деформацій металів обґрунтовано метод ослаблення імпульсних електродинамічних сил взаємодії між оброблюваним металом і багатовитковим торцевим циліндричним індуктором шляхом застосування електропровідного металевого екрана. Повне усунення електродинамічних зусиль досягається регулюванням зазору між індуктором і екраном. Однополярні імпульси струму в індукторі збуджуються шляхом розряду електричної ємності на індуктор з використанням керованого тиристора. Електромагнітні процеси в такій електродинамічній системі розглянуто з використанням відомих розроблених в теоретичній електротехніці методів аналізу розрядних процесів конденсатора на активно-індуктивне навантаження, а також чисельних методів розрахунку з використанням методу скінченних елементів. Бібл. 7, рис. 6.

Ключові слова: електропластична та магнітопластична деформація, електромагнітні параметри індуктора, однополярні імпульси струму, нестаціонарні розрядні процеси.

A.P. Rashchepkin
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

PULSED ELECTRODYNAMIC FORCES IN A MULTI-CURRENT FOREVER CYLINDRICAL INDUCTOR

In the processes of electroplastic and magnetoplastic deformations of metals, the method of weakening the impulse electrodynamics forces of interaction between a metal being processed and a multi-turn end cylindrical inductor is substantiated by using an electrically conductive metal screen. Complete elimination of electrodynamics forces is achieved by adjusting the gap between the inductor and the shield. Unipolar current pulses in the inductor are excited by discharging the electrical capacitance to the inductor using a controlled thermistor. Electromagnetic processes in such an electrodynamics system are examined using known methods developed in theoretical electrical engineering for analyzing the discharge processes of capacitance for active-inductive loading, as well as numerical methods for finite element calculations. References 7, figures 6.

Key words: electroplastic deformation, electromagnetic parameters of the inductor, unipolar current pulses, nonstationary discharge processes.

1. Baranov Yu.V., Troitsky O.A., Avraamov Yu. S., Shlyapin A.D. Physical principles of electropulse and electroplastic treatments and new materials. Moscow: MGIU.2001. 844 p. (Rus)

2. Vasiliev M.A Features of plastic deformation of metals and alloys in a magnetic field. Overview. *Successes in the physics of metals*. 2007. V. 8. P. 65–105. (Rus)
3. Zuev L.B., Gromov V.E., Kurilov V.F., Gurevich L.I. Mobility of dislocations in single crystals of zinc under the action of current pulses. DAN SSSR. 1978. Vol. 239. No. 1. P. 84–86. (Rus)
4. Korzh V.N., Gertsriken D.S., Lopata L.A., Khomyakovskiy Yu.L. Effect of the electroplastic effect on diffusion processes in deformable metals. *Collection of scientific works of Kirovograd National Technical University. Engineering in agricultural production, branch engineering, automation*. 2010. V. 23. P. 326–329. (Rus)
5. Comsol multiphysics modeling and simulation software. http://www.comsol.com/
6. Postnikov I.M. Designing of electrical machines. C: Gos. Ed. Those. LIT. USSR. 1962. 736 p. (Rus)
7. Neiman L.R., Kalantarov P.L. Theoretical Foundations of Electrical Engineering, Part 2. M-L: SEI. 1959. 444 p. (Rus)

Надійшла 24.05.2018
Received 24.05.2018

УДК 681.515

АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМИ СИСТЕМАМИ В УМОВАХ ПАРАМЕТРИЧНИХ ТА КООРДИНАТНИХ ЗБУРЕНЬ

М.Я. Островерхов*, докт. техн. наук, **М.П. Бурик****, канд. техн. наук
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

Запропоновано алгоритми керування електромеханічними системами на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій, що дає змогу отримати бажану динаміку в умовах параметричних та координатних збурень. Алгоритм керування записується безпосередньо за рівнянням об'єкта керування та диференціальним рівнянням, яким задається бажана якість керування. Реалізація алгоритму показана на прикладі керування електромеханічною системою насосної установки. Дестабілізуючим фактором виступає зменшення на 40 % номінального значення активного електричного опору обмотки ротора асинхронного двигуна та діаметра трубопроводу. При дії збурень якість перехідних процесів не зазнала суттєвої деградації. Бібл. 4, рисунок.
Ключові слова: електромеханічна система, алгоритм керування, мінімізація функціонала.

Вступ. Якісне керування електромеханічними системами пов'язане з компенсацією негативного впливу дестабілізуючих факторів. Визначення параметрів схеми заміщення електродвигунів за паспортними даними здійснюється з похибками, обумовленими допущеннями в методиці обчислень. Внаслідок нагрівання електродвигунів у процесі роботи змінюються електричні опори обмоток [1, 2]. Приведений до валу двигуна момент інерції механізму може змінюватися в результаті зміни кінематики. За своєю природою електродвигуни та механізми є взаємопов'язаними об'єктами керування, коли зміна однієї з координат впливає на інші. Таким чином, керування електромеханічними системами проходить в умовах параметричних та координатних збурень, що обумовлює невизначеність математичної моделі об'єкта керування. Розв'язання цієї задачі класичними методами підвищує громіздкість системи внаслідок використання додаткових алгоритмів ідентифікації та адаптації.

Метою роботи є покращення показників якості відпрацювання електромеханічними системами завдання та компенсування змін навантаження в умовах невизначеності шляхом розробки алгоритмів керування, які забезпечують слабку чутливість до параметричних та координатних збурень.

Концепція керування базується на розв'язанні зворотної задачі динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій [3]. В основу методу покладена ідея зворотності прямого методу Ляпунова з дослідження стійкості. Це дає змогу знаходити алгоритм керування, при якому замкнутий контур регулювання має наперед задану функцію Ляпунова, в якості якої виступає миттєве значення енергії. Отриманий закон надає

© Островерхов М.Я., Бурик М.П., 2018
* ORCID ID: https://orcid.org/0000-0002-7322-8052; ** ORCID ID: https://orcid.org/0000-0002-7114-1084

замкнутій системі властивості стійкості в цілому, що дає змогу вирішувати задачі керування взаємозв'язаними, нелінійними об'єктами, як в лінійних системах за математичними моделями локальних контурів. Характерною особливістю оптимізації є досягнення не абсолютного мінімуму функціонала якості, а деякого мінімального значення, що забезпечує допустиму за технічними вимогами динамічну похибку системи.

Об'єкт локального контура керування описується диференціальним рівнянням

$$x^{(h)} = \sum_{k=0}^{g} b_k u^{(k)} - \sum_{i=0}^{(h-1)} a_i x^{(i)}, \tag{1}$$

де x – регульована координата; u – керуюча функція; a_i, b_k – коефіцієнти рівняння; h, g – порядок лівої та правої частин рівняння, причому $h < g$.

Бажана якість регулювання координати замкнутого контура задається звичайним диференціальним рівнянням

$$z^{(n)} + \sum_{i=0}^{(n-1)} \gamma_i z^{(i)} = \sum_{j=0}^{m} \beta_j x^{*(j)}, \tag{2}$$

де z – проміжна координата; γ_i, β_j – коефіцієнти, які визначають характер та тривалість перехідного процесу; x^* – завдання координати; n, m – порядок лівої та правої частин рівняння, причому $n<m$.

Порядок лівої частини рівняння (2) дорівнює чи на одиницю більше порядку лівої частини (1).

Локальний функціонал є ступенем наближення реального процесу керування до бажаного та є нормованим, миттєвим значенням узагальненої енергії

$$G(u) = 0.5\left[z^{(n)} - x^{(h)}\right]^2, \; dG(u)/du = -(\partial f(u, x^{(i)})/\partial u)\left[z^{(n)} - x^{(h)}\right]. \tag{3}$$

Мінімізація функціонала (3) здійснюється за градієнтним законом першого порядку

$$du/dt = -\eta(dG(u)/du), \; \eta>0, \; \dot{u} = k\left[z^{(n)} - x^{(h)}\right], \; k = \eta(\partial f(u, x^{(i)})/(\partial u) = const > 0. \tag{4}$$

Умовою збіжності процесу мінімізації функціонала (4) є

$$G(u) \to 0; \quad \frac{dG(u)}{dt} = -k\frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u}\left[z^{(n)} - x^{(h)}\right]^2 < 0, \; sign(k) = sign(\frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u}), \quad t \to \infty. \tag{5}$$

У результаті мінімізації алгоритм керування в загальній формі має вигляд

$$u = k\left[z^{(n-1)} - x^{(h-1)}\right], \; z^{(n-1)} = \sum_{j=0}^{(m-1)} \beta_j x^{*(j)} - \sum_{i=0}^{(n-2)} \gamma_i x^{(i)}. \tag{6}$$

Дослідження якості запропонованих алгоритмів здійснено на прикладі електромеханічної системи регулювання напору насосної установки. Нелінійна взаємопов'язана система складається з векторно-керованого асинхронного електроприводу [2], відцентрового насосу, що працює на протитиск, та гідравлічної мережі.

Система диференціальних рівнянь описує математичну модель об'єкта у разі стандартних припущень:

$$\begin{cases} \dot{H} + \dfrac{2Q_n(a_p + a_l)}{T_Q} H = 2\dfrac{H_0}{\omega_н}\dfrac{1}{J}\left[1.5 p_n \dfrac{L_m}{L_2}\left(\psi_2^* i_{1q}\right)\right] + V_H, \; V_H = 2\dfrac{H_0}{\omega_н}\dfrac{1}{J}T_l + \dfrac{2Q_n a_l}{T_Q}\dfrac{2H_0}{\omega_н}\omega \le V_H^0; \\ 2\dfrac{H_0}{\omega_н}\dfrac{1}{J}\left[\dfrac{3}{2} p_n \dfrac{L_m}{L_2}\left(\psi_2^* i_{1q}\right)\right] > V_H^0; \\ \dot{\omega} = \dfrac{1}{J}\left[T - T_l\right] = \dfrac{1}{J}\left[\dfrac{3}{2} p_n \dfrac{L_m}{L_2}\left(\psi_2^* i_{1q}\right)\right] - \dfrac{1}{J}\left[T_0 \dfrac{\omega^2}{\omega_n^2} + (T_n - T_0)\dfrac{\omega}{\omega_n}\sqrt{(H_0(\omega/\omega_n)^2 - H_{st})/(H_0 - H_{st})}\right]; \\ \dot{i}_{1d} + (R_1/\sigma + \alpha\beta L_m) i_{1d} = V_{1d} + u_{1d}/\sigma, \; V_{1d} = \omega_0 i_{1q} + \alpha\beta\psi_2^* \le V_{1d}^0, \; \dfrac{u_{1d}}{\sigma} > V_{1d}^0; \\ \dot{i}_{1q} + (R_1/\sigma + \alpha\beta L_m) i_{1q} = V_{1q} + u_{1q}/\sigma, \; V_{1q} = -\omega_0 i_{1d} - \omega\beta\psi_2^* \le V_{1q}^0, \; \dfrac{u_{1q}}{\sigma} > V_{1q}^0, \end{cases} \tag{7}$$

де T_Q – коефіцієнт математичної моделі гідравлічної мережі; ω_n – номінальна кутова швидкість, Q_n – номінальна подача; H – напір насоса; a_p – гідравлічний опір насоса; a_l – коефіцієнт опору гідравлічної мережі; H_0 – напір насоса при $\omega_н$.; $\alpha=R_2/L_2$, $\sigma=L_1-L_m^2/L_2$, $\beta=L_m/\sigma L_2$ – коефіцієнти математичної моделі асинхронного двигуна; R_1, R_2 – активний опір обмоток статора й ротора; L_1, L_2, L_m – індуктивність обмотки статора, ротора та контура намагнічування; u_{1d}, u_{1q} – компоненти вектора напруги статора; i_{1d}, i_{1q} – компоненти вектора струму статора; ψ_2^* – заданий модуль вектора потокозчеплення ротора; J – сумарний момент інерції електромеханічної системи; $p_n=1$ – число пар полюсів; T_l – момент навантаження; T_o – момент на валу насоса при $\omega_н$ та $Q=0$; T_n – номінальний момент відцентрового насоса; H_{st} – статичний напір під час підйому рідини на задану висоту; V_H, V_{1d}, V_{1q} – координатні збурення, що є невизначеними та обмеженими.

Багатовимірна система (7) завдяки динамічній декомпозиції розкладається на нелінійні підсистеми. Перша та друга похідні за часом заданих траєкторій зміни напору гідравлічної системи $H^*(t)$ та модуля потокозчеплення ротора ψ_2^* є обмеженими. Алгоритми керування потокозчепленням ротора, компонентами струму статора та напором насоса забезпечують астатизм першого порядку за керуючою дією та мають відповідну структуру [4]:

- регулятор модуля потокозчеплення ротора ψ_2^* (РП)

$$i_{1d}^* = \frac{\psi_2^*}{Lm} + \dot{\psi}_2^* \frac{1}{\alpha Lm},\ \psi_2^* = \psi_2^*(0) + (\psi_{2n}^* - \psi_2^*(0))\sqrt{\frac{H^*}{H_n}},\quad \psi_2^*, \psi_2^*(0) > 0; \tag{8}$$

- регулятор напору відцентрового насоса (РН)

$$i_{1q}^* = k_H(\gamma_H \int (H^* - H)dt - H); \tag{9}$$

- регулятори компонент струму статора за віссю d та q (PCd та PCq)

$$u_{1d} = k_{i1d}(\gamma_{i1d} \int (i_{1d}^* - i_{1d})dt - i_{1d}),\ u_{1q} = k_{i1q}(\gamma_{i1q} \int (i_{1q}^* - i_{1q})dt - i_{1q}); \tag{10}$$

- спостерігач польової компоненти струму статора $i1d$ (СП)

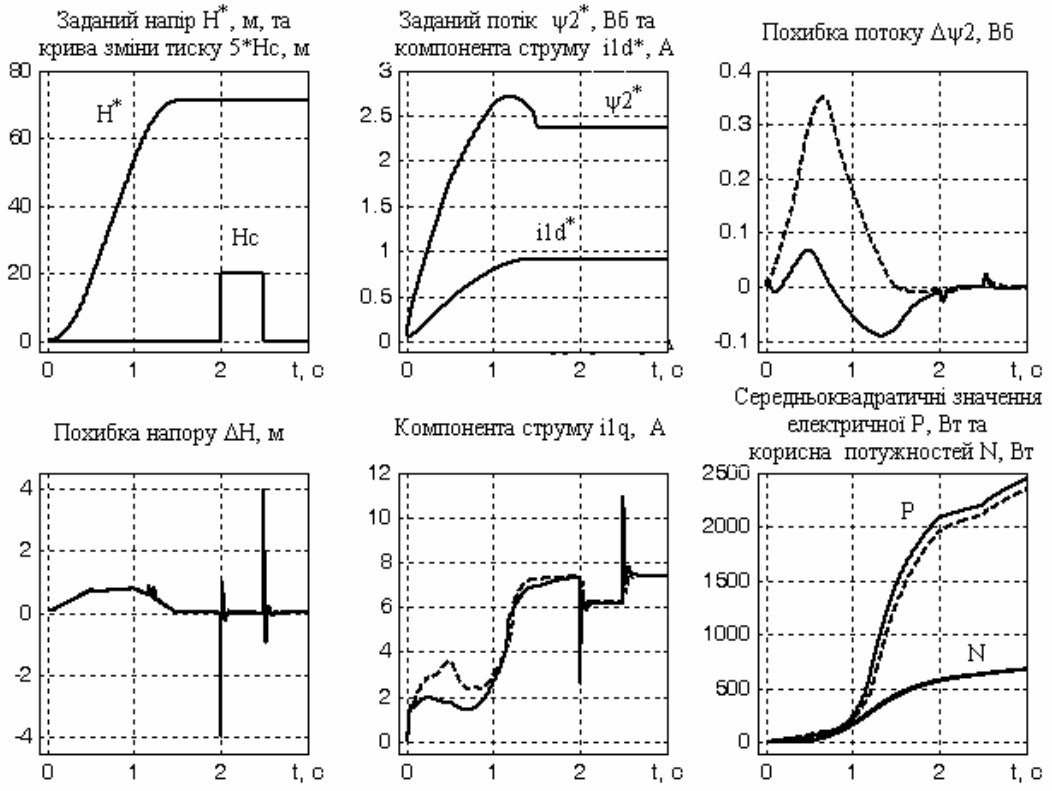
$$\hat{i_{1d}} = -(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha\beta L_m)\hat{i_{1d}} + \omega_0 i_{1q} + \alpha\beta\psi_2^* + \frac{u_{1d}}{\sigma},\ \dot{\varepsilon}_0 = \omega + \frac{\alpha Lm i_{1q}}{\psi_2^*} + k_O(\gamma_O \int (i1d - \hat{i_{1d}})dt - \hat{i_{1d}}), \tag{11}$$

де $\varepsilon_o(0)=0$ – кутове положення рухомої системи координат (d-q) стосовно нерухомої системи координат (a-b); $\omega_0=d\varepsilon_o/dt$ – кутова швидкість магнітного поля; k – коефіцієнт підсилення алгоритмів керування; $\gamma\approx(3/t_{nn})>0$ – коефіцієнт, що задає бажану тривалість перехідного процесу аперіодичного характеру.

Результати моделювання. Асинхронний двигун (АД) типу 4A90L2Y3 має: $P_н$=3 кВт, $\omega_н$=300,65 рад/с, $U_{1н}$ =380 В, частоту $f_{1н}$ =50 Гц, R_1=2,535 Ом, R_2=1,628 Ом, L_1=0,394 Гн, L_2=0,398 Гн, L_m=0,387 Гн, J=0,007 кгм^2, T_l=10 Нм. Гідравлічна мережа має довжину 100 м. Вода підіймається на висоту H_{st}=65,5 м. Застосовується відцентровий насос типу NMD 25/190B/A, що забезпечує подачу рідини Q_n=4,5 м^3/г та має повний напір H=71 м. Алгоритми керування мають такі параметри: $\gamma_{i1q}=\gamma_{i1d}$=800, $k_{i1q}=k_{i1d}$=50 – коефіцієнти регуляторів PCd та PCq; γ_H=100, k_H=1 – коефіцієнти регулятора РН; γ_o=50, k_0=1 – коефіцієнти спостерігача потокозчеплення СП. Початкові умови усіх координат приймалися нульовими крім $\psi_2^*(0)$=0,02 Вб.

Графіки заданих траєкторій напору та модуля вектора потокозчеплення ротора представлені на рисунку, з якого видно, що АД збуджується від 0,02 до 0,92 Вб та одночасно ротор прискорюється до номінальної кутової швидкості за заданою траєкторією напору за проміжок часу t=0...1,5 с (у гідравлічній мережі встановлюється заданий напір 71 м); на момент часу t=2 с різко зменшується споживання води, що спричиняє стрибок тиску Hc=4 м; на момент часу t=2,5 с швидко збільшується споживання води, що обумовлює стрибок тиску з протилежним знаком Hc=-4 м.

На рисунку суцільною лінією зображено перехідні процеси координат електромеханічної системи у разі номінальних параметрів АД та насосної установки, а пунктирною – під час дії параметричного збурення. Дестабілізуючим фактором є зменшення на 40 % номінального значення активного електричного опору обмотки ротора $R2$, що спричинено неточним визначенням параметрів за вхідними даними, та зменшення діаметру трубо-



проводу на 40 % у випадку його забруднення. При дослідженні вибрано саме зменшення активного опору ротора, оскільки показники якості керування векторної системи більш деградують під час дії цього параметричного збурення. Запропоновані алгоритми в комбінації зі спостерігачем польової компоненти струму статора i_{1d} для непрямого векторного керування АД забезпечують стійкість, задані динамічні показники та астатичне керування напором гідравлічної мережі. Динамічна похибка під час відпрацювання заданої кривої напору змінилась від 0,883 до 0,842 м у разі дії збурення. Значення компоненти струму статора за віссю q збільшилось з 6,9 до 7,25 А. Динамічна похибка модуля потокозчеплення ротора збільшилась від 0,091 до 0,352 Вб. Час компенсації у разі зміни тиску (навантаження) збільшився з 0,04 до 0,06 с, максимальне відхилення напору (динамічна похибка) зменшилось з 4 до 3,999 м. Показники якості керування напором у разі компенсації зміни витрат у системі є практично однаковими, тобто запропоновані регулятори забезпечують робастне керування у разі відсутності значної деградації перехідних процесів координат системи. З рисунка видно, що середньоквадратичне значення активної потужності P зменшилось на 94 Вт відносно номінального 2440 Вт за цикл 3 с. Ефективна величина корисної потужності N або кількість енергії, якої набуває секундний потік рідини, що характеризує швидкісні можливості передачі енергії рідини машиною, за момент часу 3 с зменшився на 7 Вт (1,03 %) відносно номінального 679 Вт. Зміна тиску в гідравлічній мережі суттєво не впливає на енергетичні показники системи.

Висновки. Алгоритми керування на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій забезпечують динамічну декомпозицію взаємопов'язаної системи на локальні підсистеми та слабку чутливість до параметричних збурень. Розглянута електромеханічна система з векторно-керованим асинхронним електроприводом забезпечує астатичне регулювання напору гідравлічної мережі та задовільну якість перехідних процесів в умовах дії суттєвих параметричних збурень у вигляді зміни на 40 % електричного опору обмотки ротора двигуна та діаметра трубопроводу. Динамічна похибка при відпрацюванні заданої кривої напору змінилася всього на 0,06 %, час компенсації у разі зміни тиску – на 0,02 с, максимальне відхилення напору – на 0,001 м, динамічна похибка модуля потокозчеплення ротора – на

29 %. Енергетичні показники електромеханічної системи при дії збурень є задовільними, зокрема середньоквадратичне значення активної потужності зменшилось на 3,85 %.

1. Пересада С.М., Ковбаса В.С., Бовкунович В.С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя: теория и экспериментальное тестирование. *Електроінформ.* 2009. № 19. С. 69–73.
2. Marino R., Tomei P., Verrrelli C.M. Induction motor control design. London: Springer, 2010. P. 351.
3. Крутько П.Д. Декомпозирующие алгоритмы робастно устойчивых нелинейных многосвязных управляемых. Теория и прикладные задачи. *Изв. РАН. Т иСУ.* 2005. № 1. С. 5–31.
4. Островерхов М.Я., Бурик М.П. Енергоефективна система регулювання напору відцентрового насосу. *Науковий вісник Таврійського державного агротехнологічного університету.* 2017. Вип. 7. Т.1. С. 41–46.

УДК 681.515
Н.Я. Островерхов, докт. техн. наук, **Н.П. Бурик,** канд. техн. наук
Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского»,
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ И КООРДИНАТНЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ

Предложены алгоритмы управления электромеханическими системами на основе концепции обратных задач динамики в сочетании с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений энергий, которые позволяют получить желаемую динамику в условиях параметрических и координатных возмущений. Алгоритм управления записывается непосредственно по уравнению объекта управления и дифференциальному уравнению, которым задается желаемое качество управления. Реализация алгоритма показана на примере управления электромеханической системой насосной установки. Дестабилизирующим фактором выступает уменьшение на 40 % номинального значения активного сопротивления обмотки ротора асинхронного двигателя и диаметра трубопровода. При действии возмущений качество переходных процессов не претерпело существенной деградации. Библ. 4, рисунок.
Ключевые слова: электромеханическая система, алгоритм управления, минимизация функционала.

M.J. Ostroverkhov, M.P. Buryk
National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine

CONTROL ALGORITHMS OF ELECTROMECHANICAL SYSTEMS IN THE CONDITIONS OF PARAMETRIC AND COORDINATE PERTURBATIONS

Control algorithms of electromechanical systems on the basis of the concept of inverse problems of dynamics combined with the minimization of local instantaneous energy values functional are proposed, which allows obtaining the desired dynamics in the conditions of parametric and coordinate perturbations. Controller algorithm is written directly on the equation of object and the differential equation of desired quality the control. The implementation of the algorithm is shown on the example of control of the electromechanical system of the pump installation. Variation on 40% rotor resistance of the induction motor and the diameter of the pipeline did not lead to degradation of dynamic performance. References 4, figur.
Key words: electromechanical systems, control algorithms, minimization of the functional.

1. Peresada S.M., Kovbasa S.N. Bovkunovich V. S. Robust vector torque-flux control of induction motors: theory and experimental results. *Electroinform.* 2009. №19. P. 69–73. (Rus)
2. Marino R., Tomei P., Verrrelli C.M. Induction motor control design. London: Springer, 2010. P. 351 (Eng.).
3. Krut'ko P. D. Decomposing algorithms of robust-stable nonlinear multiply connected control systems. Theory and applied problems. J*ournal of the Russian Academy of Sciences. Theory and Control systems.* 2005. № 1. P. 5–31. (Rus))
4. Ostroverkhov M.J, Buryk M.P. Energy-efficient control system of pressure of centrifugal pump. *Scientific herald of Tavria State Agrotechnological Universitety.* 2017. № 7. P. 41–46. (Ukr)

Надійшла 02.03.2018
Received 02.03.2018

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.314

КОМБИНИРОВАННЫЕ УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ОДНОФАЗНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

В.И. Зозулев[1], канд. техн. наук, **А.Ф. Бондаренко**[2], канд. техн. наук, **В.Я. Юрчишин**[3], канд. техн. наук
1 – Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина
2, 3 – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского»,
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина
e-mail: dep8ied@ied.org.ua

Предложены схемотехнические решения комбинированных управляемых выпрямителей (КУВ), в которых расширены возможности способов фазового управления (ФУ) и широтно-импульсной модуляции (ШИМ) ключами КУВ. Показано, что сетевые КУВ, собранные путем сочетания схем выпрямления Латура-Грееца, обладают наиболее широким диапазоном регулирования их выходных напряжений – в пределах 300…600 В при питании от сети ~ 220 В. Рассмотрены четыре разновидности управляемых выпрямителей Латура-Греца. На примере обобщенной блок-схемы Латура (классической и сдвоенной)-Греца показано, что предпочтительным является создание в них двухуровневой ШИМ. При таком подходе улучшаются качество и эффективность стабилизации выходного напряжения данных выпрямителей. Обобщены преимущества предлагаемых КУВ – автономных и в составе устройств силовой преобразовательной техники. Библ. 7, рис. 7, таблица.
Ключевые слова: комбинированные управляемые выпрямители, схемы выпрямления Латура-Греца, фазовое управление, широтно-импульсная модуляция.

Введение. Выпрямители напряжения переменного тока (одно- и трехфазного) применяются в значительной части устройств силовой преобразовательной техники (ПТ). Особенность выпрямителей заключается в том, что их технико-экономические показатели (ТЭП) неразрывно связаны с ТЭП устройств ПТ в целом. Причем для ряда устройств ПТ именно с помощью обновленных выпрямителей становится доступным заметное повышение их эффективности. Реализация задачи такого целевого обновления выпрямителей предлагается путем создания комбинированных управляемых выпрямителей (КУВ) на основе расширения возможностей способов фазового управления (ФУ) и широтно-импульсной модуляции (ШИМ) ключами КУВ. Причем расширение способов ФУ и ШИМ лучше всего достигается при их функциональном воплощении в структуры разработанных КУВ – сетевых и трансформаторных (с трансформатором на входе КУВ). Анализ существующих управляемых (стабилизированных) выпрямителей [1–3] показал, что функции управления (стабилизации) обычно реализуются путем установления в нераспределенные (однофункциональные) силовые цепи ключей, которые работают согласно разным видам ФУ или ШИМ. При этом выпрямленное напряжение регулируется только в сторону его уменьшения. В статье предлагается построение управляемых выпрямителей путем сочетания схем выпрямления Латура-Герца (Л-Г). Согласно такой структуре возможно регулирование напряжения от выпрямленного по схеме Греца ($U_B^{Г}$) до выпрямленного по схеме Латура ($U_B^{Л}$). Для КУВ предлагается использовать их двухуровневое напряжение, созданное отдельно согласно схемам Латура и Греца с целью реализации в данных КУВ двухуровневого фазоимпульсного управления или ШИМ [4, 5].

Эти КУВ, кроме отмеченной возможности устанавливать их выходное напряжение $U_B^{ЛГ}$ в пределах $U_B^{Г} \leftrightarrow U_B^{Л}$, имеют преимущества в части качества стабилизации выходного

© Зозулев В.И., Бондаренко А.Ф., Юрчишин В.Я., 2018

напряжения, электромагнитной совместимости, снижения потерь на ключах. В связи с изложенным исследование предлагаемых КУВ является актуальным.

Цель работы – представление и обобщение результатов экспериментальных исследований предлагаемых вариантов комбинированных управляемых выпрямителей и моделирования основных из них, построенных путем реконфигурации их распределенных структур с расширением способов фазового управления и широтно-импульсной модуляции.

Постановка задачи. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: 1) провести численное моделирование электромагнитных процессов в цепях основных предложенных схем комбинированных управляемых выпрямителей, подтверждающих их базовые принципы работы; 2) выполнить соответствующие экспериментальные исследования на предмет верификации численного моделирования и основных принципов функционирования исследованных вариантов комбинированных управляемых выпрямителей; 3) обобщить эффективность преобразовательных свойств рассмотренных комбинированных управляемых выпрямителей – в автономном режиме и в системе сеть – электропитаемые устройства силовой преобразовательной техники.

Материалы исследований.

1. Комбинированный выпрямитель Латура-Греца с дискретно устанавливаемым выходным напряжением (рис. 1). Этот выпрямитель представляет собой сочетание схемы Греца (мост VD1…VD4, конденсатор С3) и схемы удвоения напряжения Латура (диоды VD1, VD2, конденсаторы С1, С2). Связь между этими схемами осуществляется с помощью перемычки П. В зависимости от соотношения емкостей конденсаторов С1, С2 и С3 выходное напряжение $U_B^{ЛГ}$ выпрямителя Латура-Греца (Л-Г) может быть дискретно задано в пределах $U_B^{ЛГ} \approx (1{,}0\ldots1{,}8)\, U_{BH}^{Г}$, где $U_{BH}^{Г}$ – выпрямленное номинальное напряжение выпрямителем Греца при его номинальных мощности нагрузки $P_H^{Г}$ и пульсациях $\delta_H^{Г}$.

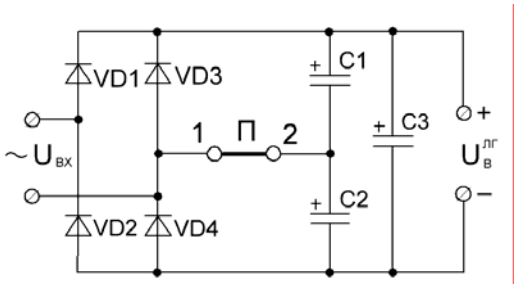


Рис. 1

Кривые рис. 2	C1,C2 (≈%)	C3 (≈%)
1	0	100
2	40	60
3	80	20
4	100	0
5	20	90
6	40	80

В таблице приведен пример выбора дискретных значений напряжения $U_{BH}^{ЛГ}$ при условии постоянства (с допуском до ±5 %) значений ~ $U_{вх} \approx 220$ В; $P_H^{ЛГ} \approx 500$ Вт; $\delta_П^{ЛГ} \approx 3{,}0\%$. Соотношение между С1 = С2 и С3 подбиралось экспериментальным путем, исходя из выполнения указанных условий как целевой функции оптимизации значений С1…С3. Согласно такой целевой функции можно также определить емкости $(C1\ldots C3)^{opt}$ расчетно-аналитическим путем [1]. Условия постоянства значений ~ $U_{вх}$, $P_H^{ЛГ}$, $\delta_П^{ЛГ}$ установлены в связи с тем, что существует ряд нагрузок для КУВ устройств силовой преобразовательной техники, например, магнитно-полупроводниковые генераторы импульсов (МПГИ) [6], инверторы [5], для которых оптимальным является повышенное выпрямленное напряжение (практически до удвоенного) по сравнению с напряжением $U_{BH}^{Г}$. При $P_H^{ЛГ}$ = =const увеличивается КПД данного КУВ и соответственно нагруженных на него указанных устройств ПТ. Такое функцио-нальное свойство сетевого КУВ (рис. 1) использовано при формировании концепции повышения КПД в целом МПГИ [6].

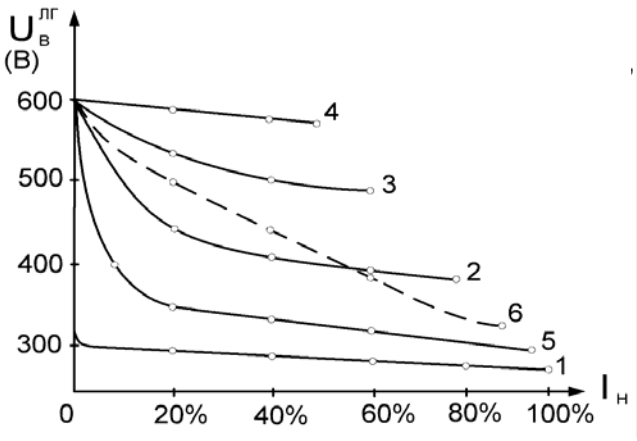


Рис. 2

На рис. 2 для КУВ (рис. 1) показаны варианты 1-6 его внешних характеристик $U_B^{ЛГ} = f(I_н)$ при условии постоянства ~ $U_{вх}$, $P_H^{ЛГ}$, $\delta_П^{ЛГ}$ и соотношения между С1, С2 и С3 согласно указанным для кривых 1-6 в таблице. Как видно, изменяя соотношение между С1, С2 и С3 можно дискретно выставить выпрямленное сетевое напряжение $U_B^{ЛГ} \approx$ 300; 400; 500 и 600 В (кривые 1-4). Изменяя соотношение значения емкостей между С1, С2 и С3 на заданном дискретном уровне, можно влиять на характер кривых, например, 5 и 6: первая имеет участки (рис. 2) приблизительного постоянства напряжения примерно от 20 до 100 % $I_н$, мощности примерно от 10 до 20 % $I_н$ и тока примерно от нуля до 10 % $I_н$; вторая имеет в основном участок приблизительного постоянства мощности от нуля до 80 % $I_н$. То есть КУВ (рис. 1) с внешними характеристиками 5, 6 (рис. 2), как наиболее простой источник и с повышенным КПД, отвечает требованиям к электропитанию спецнагрузок отдельных видов технологий: электросварочной, электродуговой, плазменной и др. КУВ (рис. 1) с приведенными внешними характеристиками на рис. 2 и возможными другими им подобными (между характеристиками 1 и 4) могут быть востребованными для устройств ПТ при изменении потребляемого ими тока в пределах от 1,0 $I_н$ до примерно 0,4…0,8 $I_н$. Поэтому для достижения стабилизированного и/или регулируемого спектра внешних характеристик в пределах кривых 1 и 4 (рис. 2) предлагаются следующие варианты КУВ однофазного электропитания.

2. Однотактно управляемый выпрямитель Латура-Греца (ОУВ-ЛГ) – рис. 3. Если ключ VS заперт, то при полуволне ~ $U_{вх}$ (∩) конденсаторы С1, С2 подзаряжаются последовательно по схеме Греца. При отрицательной полуволне ~ $U_{вх}$ (∪) подзаряжается только конденсатор С2. В результате напряжение $U_B^{ЛГ} = U_B^{ЛГ}(\min)$ примерно равно $U_{BH}^{Г}$ – выпрямленному номинальному напряжению по схеме Греца. Если ключ VS открыт на все время подзарядки С1 от ~ $U_{вх}$ (∩), то $U_{вых} = U_B^{ЛГ}(\max)$, определяемое соотношением емкостей между С1, С2 и С3. В схеме рис. 3 применена модификация импульсно-фазового управления ключом VS, приспособленная к цепи непосредственной подзарядки С1, исключая часть тока, который поступает в нагрузку непосредственно от сети. Такая модификация определилась как фазовая времязарядная модуляция (Ф-ВЗМ). Согласно Ф-ВЗМ ключом VT (рис. 3) экспериментально и путем численного моделирования подтверждено изменение напряжения $U_B^{ЛГ} = U_B^{ЛГ}(\max) \leftrightarrow U_B^{ЛГ}(\min)$ при изменении угла управления $\alpha = (\approx 0{,}5\pi \leftrightarrow \approx 0{,}8\pi)$. Схема ОУВ-ЛГ (рис. 3) является наиболее упрощенной, но ввиду ее однотактного управления она имеет соответствующие ограничения по мощности.

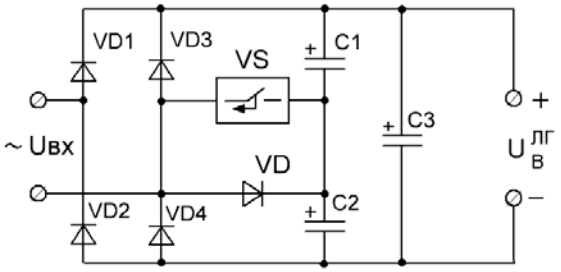


Рис. 3

Макетирование схемы рис. 3 проведено при С1 = С2 = 600 мкФ; С3 = 950 мкФ; $R_н$ = =350 Ом; регулируемое напряжение $U_B^{ЛГ}$ = 290 В ↔ 420 В.

3. Двухтактно управляемый выпрямитель Латура-Греца (ДУВ-ЛГ) показана на рис. 4. Принцип работы этой схемы соответствует описанному для схемы, показанной на рис. 3. Только здесь, вследствие введения ключа с двусторонней проводимостью VS, управляемо подзаряжается от отрицательной полуволны напряжения ~ $U_{вх}$ (∪) также конденсатор С2. При подборе аналогично схеме рис. 1 соотношений между емкостями С1, С2 и С3 с помощью ключа VS обеспечивается регулирование выходного напряжения $U_B^{ЛГ}$ в пределах $U_B^{Г} \leftrightarrow U_B^{Л}$, т.е., например, для ~ $U_{вх}$ = =220 В – в диапазоне ≈ (300 В ↔ 600 В). Такой широкий диапазон регулирования

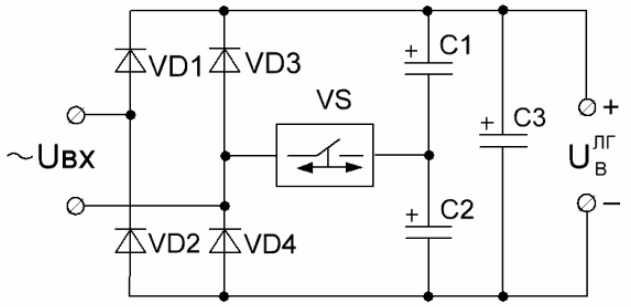


Рис. 4

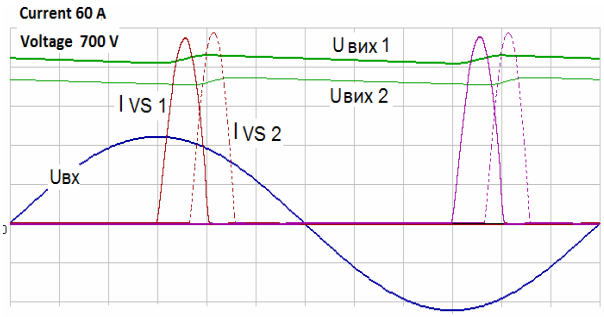


Рис. 5

$U_B^{ЛГ}$ необходим для отдельных применений, например, для адаптерных КУВ с электропитанием ~127 В или ~ 220 В, при увеличенном допуске изменений ~ $U_{вх}$, при условии $U_B^{ЛГ}$ ($I_н = 0$) >> $U_B^{ЛГ}$ ($I_н = I_{ном}$) относительно выпрямителей и его нагрузок и др.

В большинстве случаев требуется регулирование напряжения $U_B^{ЛГ}$ в пределах примерно ± (10…30) % относительного выбранного дискретного значения $U_B^{ЛГ}$ (Dr) в диапазоне $U_B^{Г} \leftrightarrow U_B^{Л}$. При $U_B^{Л}$ (Dr) ≈ 380 В проведено моделирование схемы рис. 4, основной результат которого представлен на рис. 5 временными диаграммами подзарядных токов I_{VS1}, I_{VS2} через ключ VS и определенные ими напряжения $U_{вых1}$, $U_{вых2}$, соответствующих углам управления $\alpha_1 \approx 0{,}5\pi$ и $\alpha_2 \approx 0{,}8\pi$ фазовой времязарядной модуляции. Соответствующие эксперименты подтвердили результаты моделирования и предложенный способ регулирования выходного напряжения схемы рис. 4.

Макетирование схемы рис. 4 проведено при C1 = C2 = 50 мкФ; C3 = 1000 мкФ; $R_н$ = =480 Ом; регулируемое напряжение $U_B^{ЛГ} \approx$ (300 В↔ 400 В).

Управляемый выпрямитель имеет не только наиболее широкий диапазон регулирования напряжения $U_B^{ЛГ}$, но и определенные ограничения по мощности. Для расширения применений КУВ по мощности при электропитании от однофазной сети предлагается следующий вариант КУВ.

4. Управляемый выпрямитель Латура (сдвоенный)-Греца (УВ-2ЛГ) – рис. 6. В этой схеме для управления сдвоенным выпрямителем Латура потребовалось бы два двунаправленных ключа VS (рис. 4) , что нерационально. Поэтому предложено управлять подзарядом конденсаторов C1, C2 одним ключом VT, используя фазоимпульсное управление им. При открытом ключе VT в течение полного времени подзаряда конденсаторов C1…C4 от положительной полуволны напряжения ~ $U_{вх}$ (∩) подзаряжаются одновременно C1 и C4, а от отрицательной полуволны ~ $U_{вх}$ (∪) – C1 и C3 . То есть выпрямитель (VD1…VD4, C1…C4) становится двухтактным и с умножением напряжения примерно в 1,1…0,9 раза в зависимости от соотношения емкостей C1…C4 и C5 – аналогично схеме рис. 1.

Управляемость УВ-2ЛГ (рис. 6) исходит из того, что при открытом ключе VT выпрямленные напряжения согласно схемам Латура и Греца находятся в соотношении $U_B^{Л} > U_B^{Г}$, что приводит к запиранию диодов VD7, VD8 и блокировке конденсатора C5 от моста VD2,VD4, VD7,VD8. При запертом ключе VT диоды моста VD7, VD8 становятся разблокированными и напряжение $U_B^{ЛГ} \approx U_B^{Г}$. Диоды VD5, VD6 в сдвоенной схеме Латура нужны для блокировки перераспределения зарядов между C3, C1 и C2, C4.

Промежуточные состояния ключа VT (между «0» и «1»), заданные изменением фазового угла α в пределах $\alpha \approx (0{,}3…0{,}9)\pi$, определяют регулирование выходного напряжения УВ-2ЛГ в пределах U_B (2ЛГ) = =U_B^{min} (2ЛГ)…U_B^{max} (2ЛГ), где значения этих предельных напряжений устанавливаются согласно выбору соотношений между емкостями C1…C4 и C5 для выбранного дискретного номинального значения $U_B^{ном}$ (2ЛГ).

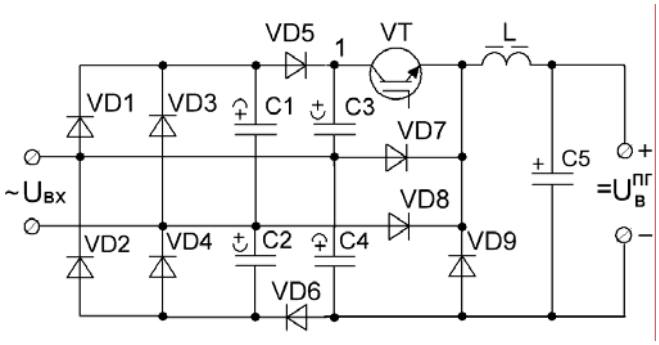


Рис. 6

Из изложенного следует, что УВ-2ЛГ имеет ориентировочно равные огра-

ничения по мощности с выпрямителем по схеме Греца, что вместе с управляемостью УВ-2ЛГ предопределяет расширенное применение схемы Латура, включая ее сочетание со схемой Греца. Причем управляемость УВ-2ЛГ осуществляется только одним однонаправленным ключом VT. Кроме того, согласно такому подходу допустимо управлять ключом VT способом широтно-импульсной модуляции (ШИМ) – рис. 7, где В – сдвоенный выпрямитель Латура (2Л), схемы рис. 6.

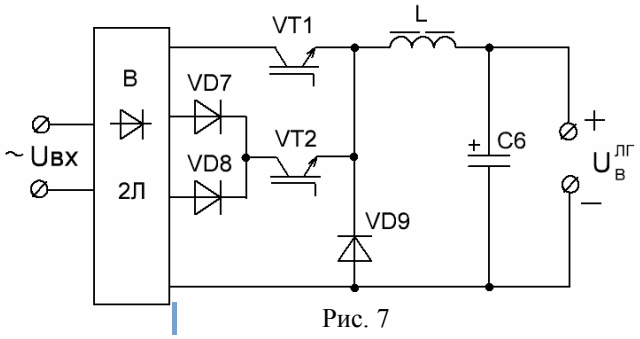


Рис. 7

Здесь для стабилизации напряжения $U_B^{ЛГ}$ схем выпрямления Латура-Греца (при открытом VT1) и Греца (при запертом VT1) рационально устанавливается U_B (2ЛГ) ≈ ≈(1,2…1,3) $U_B^{Г}$. Ключ VT1, дроссель L и замыкающий диод VD9 – это понижающий импульсный стабилизатор, функционирующий в отличительном режиме в паре с ключом VT2, который при заданных изменениях напряжения ~ $U_{вх}$ постоянно открыт с минимальным падением напряжения на нем. При запертом ключе VT1 ток на дроссель L поступает через диоды VD7 и VD8 (от схемы Греца) и VT2 («1»), который блокируется при отпирании ключа VT1. То есть ведущий ШИМ – управляемый ключ VT1 в одном процессе задает ведомое ШИМ-управление ключом VT2, причем без подачи на него импульсов управления. Ключ VT2 запирается по сигналу от схемы управления при аварийных ситуациях, в том числе вместе с ключом VT1. Как видно, такая реконфигурированная структура схемы рис. 7 предопределяет оптимизацию суммарных потерь на ключах VT1, VT2 по сравнению с одиночным ключом и улучшение таких показателей, как электромагнитная совместимость, качество стабилизации, защитные свойства и др.

Основные результаты исследований

Получены *базовые* результаты исследования комбинированных управляемых (стабилизированных) выпрямителей (КУВ), которые рекомендуются для исходного выбора схемотехнического решения выпрямителей однофазного электропитания как отдельного устройства силовой преобразовательной техники (ПТ), так и в составе ряда устройств ПТ.

Предложено для таких устройств ПТ, как магнитно-полупроводниковые генераторы импульсов [6], инверторы [5], конверторы [7] использовать варианты рассмотренных КУВ, что предопределяет улучшение основных показателей данных устройств ПТ вследствие:

– повышения питаемого их напряжения больше сетевого выпрямленного до 1,8…2,0 раз, причем без применения трансформаторов или повышающих стабилизаторов. При повышенном выпрямленном напряжении и одной и той же потребляемой мощности уменьшаются потери энергии в КУВ и в самих устройствах ПТ примерно до 1,5…2,0 раз, коэффициент передачи трансформатора – до 2 раз (и в определенной мере его зависимых показателей), емкости накопительных конденсаторов – до 4 раз;

– регулирования выпрямленного напряжения в широких пределах приблизительно от 300 В до ~ 600 В при питании от ~ 220 В наиболее доступным способом, что упрощает определенный класс устройств ПТ, например, испытательных, лабораторных, программируемых;

– возможности формирования спектра внешних характеристик (рис. 2), соответствующих требованиям к электропитанию спецнагрузок отдельных технологий (кривые 5, 6, рис. 2) – например, сварочной, электроразрядной, электротермической и др.;

– расширения ограничения по мощности сдвоенного (двухтактного) выпрямителя по схеме Латура (рис. 6);

– создания на базе схем Латура-Греца более простого, чем аналоги [4, 7], стабилизированного выпрямителя с двухуровневой ШИМ. Согласно этому способу ШИМ и данным аналога [4] в сравнении с одноуровневой ШИМ улучшаются электромагнитная совместимость, качество стабилизации и снижаются потери на ключах;

– выявленного путем математического моделирования (специализированная программа OMEGA v. 2013) свойства схемы рис. 4, согласно которому возможно улучшение спектрального состава входного тока и уменьшение его крест-фактора (КФ) путем введения последовательной индуктивности на входе выпрямителя. Так, при прочих равных условиях управления и значении последовательной индуктивности КФ входного тока составил: для схемы Греца – 2,9…3,1; схемы Латура – 3,5…3,6; схемы рис. 4 – 2,2…2,8. Для сравнения – идеальная форма синусоидального тока имеет КФ = 1,41.

В дополнение к отмеченному установлены потенциально выгодные функциональные свойства управляемых выпрямителей Латура-Греца:

– компенсация провалов выпрямленного напряжения схемой Греца ($U_B^{Г}$) с помощью большего выпрямленного напряжения схемой Латура ($U_B^{Г}$);

– коррекция и оптимизация пульсаций напряжения $U_B^{Г}$ с помощью напряжения $U_B^{Л}$.

Отмеченные свойства и возможность обеспечения стабильности напряжения $U_B^{ЛГ}$ в пределах ± (1,0…2,0) % предопределяют исключение ШИМ или других модуляций инверторов, конверторов, генераторов в системе «стабилизированный выпрямитель Латура-Греца (СВЛ-Г) и данные устройства», охваченные обратной связью на управляющий вход СВЛ-Г. Согласно такому решению достигаются упрощение системы устройств ПТ и улучшение ее электромагнитной совместимости.

Выводы. 1. Предложенные варианты комбинированных управляемых выпрямителей однофазного электропитания вследствие их улучшенных технико-экономических показателей, изложенных выше, могут широко применяться автономно и в составе таких устройств преобразовательной техники, как магнитно-полупроводниковые генераторы импульсов, инверторы, конверторы, источники электропитания спецнагрузок отдельных электротехнологий.

2. Рассмотренные КУВ в составе отмеченных устройств ПТ также улучшают их ТЭП вследствие повышенного выпрямленного сетевого напряжения, его возможности регулировать или дискретно устанавливать в пределах приблизительно 300...600 В при электропитании ~ 220 В; возможности формирования в отмеченных пределах заданного спектра внешних характеристик КУВ для спецнагрузок, способности КУВ компенсировать кратковременные провалы сетевого напряжения и коррекции пульсаций выпрямленного напряжения.

3. Представленный стабилизированный выпрямитель с двухуровневой ШИМ на базе схем Латура-Греца является более простым, чем аналоги. Улучшенные параметры такого выпрямителя, охваченного обратной связью с выхода питаемых устройств ПТ, дают возможность исключить в них ШИМ и другие виды модуляций, что в целом предопределяет улучшение качества стабилизации выходных напряжений, электромагнитную совместимость и зависимые другие показатели системы выпрямитель – устройство ПТ.

1. Векслер Г.С., Пилинский В.В. Электропитание аппаратуры. Киев: Вища шк. Головное изд-во, 1986. 383 с.
2. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. Киев: Вища шк. Головное изд-во, 1983. 431 с.
3. Шрайберг Г. 300 схем источников питания. Выпрямители. Импульсные источники питания. Линейные стабилизаторы и преобразователи. Пер. с франц. Москва: ДМК, 2000. 224 с.
4. Голубев В.В. Импульсное преобразование переменного напряжения. Киев: Наук. думка, 2014. 248 с.
5. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході і виході перетворювачів частоти та напруг з широтно-імпульсною модуляцією. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 340 с.
6. Волков И.В., Зозулев В.И., Кускова Н.И., Христо А.И. Развитие принципов построения предтрансформаторной части высоковольтных магнитно-полупроводниковых генераторов импульсов. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України.* 2017. Вип. 47. С. 45–53.
7. Ирвин М. Готлиб. Источники питания. Конверторы. Линейные и импульсные стабилизаторы. Пер. с англ. Москва: Постмаркет, 2002. 544 с.

УДК 621. 314
В.І. Зозульов[1], канд. техн. наук, **О.Ф. Бондаренко**[2], канд. техн. наук, **В.Я. Юрчишин**[3], канд. техн. наук
1 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
2, 3 – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

КОМБІНОВАНІ КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ ОДНОФАЗНОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Запропоновано схемотехнічні рішення комбінованих керованих випрямлячів (ККВ), в котрих розширені можливості способів фазового керування (ФК) і широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) ключами ККВ. Показано, що мережні ККВ, які складені шляхом поєднання схем випрямлення Латура-Греца, мають найбільш широкий діапазон регулювання їх вихідних напруг – у межах ~ (300…600) В при живленні від мережі ~ 220 В. Розглянуто чотири різновиди керованих випрямлячів Латура-Греца. На прикладі узагальненої блок-схеми Латура (класичної та подвоєної) – Греца показано, , що переважним є створення в них дворівневої ШІМ. При такому підході покращуються якість і ефективність стабілізації вихідної напруги цих випрямлячів. Узагальнено переваги запропонованих ККВ – автономних і у складі пристроїв силової перетворювальної техніки. Бібл. 7, рис. 7, таблиця.

Ключові слова: комбіновані керовані випрямлячі, схеми випрямлення Латура-Греца, фазове керування, широтно-імпульсна модуляція.

V. Zozulov[1], O. Bondarenko[2], V. Yurchyshyn[3]
1 – The Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
2, 3 – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Peremohy, 37, Kyiv, 03057, Ukraine

COMBINED CONTROLLED RECTIFIERS OF SINGLE-PHASE POWER SUPPLY

The circuits of combined controlled rectifiers (CCR) with advanced possibilities of phase control (PhC) and pulse-width modulation control (PWM) methods of CCR switches are proposed. It is shown that the network CCR combining the Latour-Graetz rectification circuits have the widest range of the output voltage regulation (300…600 V) under the network supply ~ 220 V. The four variants of Latour-Graetz controlled rectifiers are considered. The example of generalized block-diagram of Latour (classic and double) – Graetz showed that the use of two-level PWM control is preferable. This approach makes it possible to improve the quality and effectiveness of the output voltage stabilization. The benefits of the proposed CCR (as autonomous units and as parts of power converters) are highlighted. References 7, figures 7, table.

Key words: combined controlled rectifiers, Latour-Graetz rectification circuits, phase control, pulse-width modulation.

1. Veksler G.S., Pilinskiy V.V. Electro-feed-in devices of electro-acoustic and cinematechnical apparatus. Kyiv: Vyshcha shkola, 1986. 383 p. (Rus)
2. Rudenko V.S., Senko V.I., Chizenko I.M. Conversion technique. Kyiv: Vyshcha shkola. 1983. 431 p. (Rus)
3. Shrayberg G. 300 charts of sources of feed. Rectifiers. Impulsive sources of feed. Linear stabilizators and convertors: Trudged. with franc. Moskva: DMK, 2000. 224 p. (Rus)
4. Holubev V.V. Pulse conversion of alternating voltage. Kyiv: Naykova dumka, 2014. 248 p. (Rus)
5. Mykhalskyi V.M. Means for improving the quality of electricity at the input and output of frequency and voltage converters with pulse-width modulation. Kyiv: Instytut Elektrodynamiky NAN Ukrainy, 2013. 340 p. (Ukr)
6. Volkov I.V., Zozulev V.I., Kuskova N.I., Khrysto O.I. Development of principles for constructing a pre-transformer part of magnetic-semiconductor pulse generators. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy.* 2017. Vyp. 47. P. 45–53. (Rus)
7. Yrvynh M. Hottlyb. Power supplies. Inverters. Converters. Linear and pulsed stabilizers. Moskva: Postmarket, 2002. 544 p. (Rus)

Надійшла 15.08.2018
Received 15.08.2018

УДК 621.314

ОРГАНІЗАЦІЯ ПАРАЛЕЛЬНОЇ РОБОТИ ІМПУЛЬСНИХ СТАБІЛІЗАТОРІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ НА ОСНОВІ ВИСОКОЧАСТОТНИХ МАГНІТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

В.І. Яськів, А.В. Яськів
Тернопільський національний університет ім. Івана Пулюя,
вул. Руська, 56, м. Тернопіль, 46001, Україна
e-mail: yaskiv@yahoo.com

Для отримання високого рівня струму в навантаженні існує проблема організації паралельної роботи окремих стабілізаторів постійної напруги. Запропоновано методи ввімкнення на паралельну роботу імпульсних стабілізаторів постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів. Сформульовано умови рівномірного розподілу струму навантаження між окремими стабілізаторами напруги. Наведено приклад реалізації такої системи. Бібл. 12, рис. 3.

© Яськів В.І., Яськів А.В., 2018

Ключові слова: імпульсний стабілізатор постійної напруги, паралельна робота, високочастотний магнітний підсилювач, нерівномірність розподілу струму.

Вступ. Для реалізації різного роду зарядних пристроїв, а також для живлення пристроїв автоматики, обчислювальної техніки та зв'язку часто потрібен низьковольтний високого рівня струму (десятки-сотні ампер) стабілізатор напруги з високою якістю вихідної напруги, динамічних характеристик та високим рівнем питомої потужності. Сучасна елементна база та існуючі принципи побудови імпульсних джерел електроживлення не завжди дають змогу отримати необхідні вихідні параметри на одному стабілізаторі напруги. Тому використовують ввімкнення на паралельну роботу кількох імпульсних стабілізаторів постійної напруги (ІСПН). Паралельна робота використовується також для резервування з метою підвищення надійності систем електроживлення.

Загалом можна виділити такі види паралельної роботи [1]:

1) на спільні шини з довільним розподілом потужності між окремими ІСПН за умови, що потужність навантаження не перевищує номінальну потужність окремого ІСПН (іноді такий вид роботи називають сумісною). Реалізується найбільш просто ввімкненням їх на спільні шини через відокремлюючі діоди. Недоліком є завищена установлена потужність. Застосовується переважно в резервованих системах живлення;

2) на спільні шини з розподілом потужності навантаження пропорційно номінальній потужності кожного ІСПН, але не більшим за неї. Реалізація цього виду паралельної роботи забезпечується введенням додаткових зворотних зв'язків між навантаженням і кожним стабілізатором та формуванням сигналу керування пропорційно значенням давачів струму стабілізаторів;

3) на спільні шини з довільним розподілом потужності навантаження між окремими ІСПН, але з обмеженням завантаження кожного з них на рівні номінальної (чи допустимої перевантажувальної) потужності. Вимагає розробки модулів із спеціальною зовнішньою характеристикою, що призводить до їх схемотехнічного ускладнення і відповідно до зростання їхньої вартості та масогабаритних показників.

Методи ввімкнення на паралельну роботу ІСПН на високочастотних магнітних підсилювачах. Одним з варіантів побудови ІСПН, що працюють на спільне навантаження, є стабілізатор на основі високочастотних магнітних підсилювачів (ВМП). Принцип їх роботи розглянуто в [2, 3–7].

Відомі методи організації паралельної роботи стабілізаторів постійної напруги на основі ВМП із забезпеченням рівномірного розподілу струму навантаження між окремими стабілізаторами [8–10]. Базуються вони на використанні додаткових зворотних зв'язків за струмом навантаження та пропорційно-струмовому формуванні сигналу керування силовими ключами (струму розмагнічення ВМП). Такі підходи використовуються у разі організації паралельної роботи перетворювачів з силовими транзисторними ключами. Перевагою цього способу є реалізація паралельної роботи не тільки кількох вихідних каналів (стабілізаторів напруги) одного транзисторного інвертора, як показано в [8, 10]. На думку авторів, цей спосіб забезпечує також можливість паралельної роботи вихідних каналів (стабілізаторів напруги) різних транзисторних інверторів, причому з різними частотами комутації. Однак реалізація цього способу забезпечення паралельної роботи вимагає значного ускладнення схеми керування всією системою: давачі струму в кожному вихідному каналі, додаткові зворотні зв'язки за струмом навантаження, організація пропорційно-струмового керування. Зростання кількості стабілізаторів напруги, що ввімкнені на паралельну роботу, призводить до ще більшого ускладнення схеми керування, яка в свою чергу потребує додаткового службового живлення. Крім того, поява у всій системі вузла (схема пропорційно-струмового керування), який одноосібно визначає роботу всієї системи, призводить до зменшення рівня її надійності.

Мета роботи полягає у розробці методів забезпечення паралельної роботи ІСПН на ВМП, в яких були б максимально використані як переваги техніки магнітного перетворення, так і можливість використання простих компенсаційно-параметричних методів регулювання електричних параметрів.

Вимоги до таких стабілізаторів можуть бути сформульовані таким чином:

- рівномірний розподіл струму навантаження між окремими стабілізаторами в усьому діапазоні зміни всіх збурюючих факторів;
- мінімальна кількість дискретних елементів;
- максимально можлива простота схеми керування для всіх ІСПН на ВМП, ввімкнених на паралельну роботу;
- існування в системі єдиного зворотного зв'язку за вихідною напругою;
- відсутність спільного вузла в системі, що визначає її режими роботи.

На рис. 1 наведено функціональну схему ввімкнення таких ІСПН на паралельну роботу. Стабілізація вихідної напруги в ІСПН на ВМП здійснюється за рахунок відповідної зміни напруги на виході широтно-імпульсного модулятора, реалізованого на ВМП. У робочий півперіод, коли до дроселя насичення ВМП прикладено "плюс" напруги вторинної обмотки силового високочастотного трансформатора TV, відбувається перемагнічування в режимі джерела ЕРС від якогось початкового рівня індукції до індукції насичення B_s. Напруга насичення дроселя рівна

$$U_н = 4fB_sWS, \quad (1)$$

де f – робоча частота; B_s – індукція насичення матеріалу магнітопроводу; W – кількість витків дроселя насичення; S – площа поперечного перерізу магнітопроводу.

У разі досягнення насичення через обмотку дроселя протікає струм навантаження. В цей час до обмотки іншого дроселя насичення прикладено "мінус" змінної напруги живлення, що відповідає керуючому півперіоду. В цей півперіод відбувається перемагнічування магнітопроводу в режимі джерела струму від рівня B_s до рівня індукції, який визначається стабілізуючим зворотним зв'язком за вихідною напругою. По обмотці дроселя насичення протягом всього півперіоду протікає струм розмагнічування, величина якого визначається законом повного струму. Таким чином, здійснюється відпрацювання збурень по виходу. Зміна мережевої напруги відпрацьовується дроселем насичення шляхом порівняння напруги вторинної обмотки трансформатора з напругою насичення дроселя.

У разі ввімкнення кількох ІСПН на спільне навантаження одним із вирішальних факторів рівномірного розподілу струму навантаження між ІСПН і стійкої роботи такої системи є організація кола зворотного зв'язку. Особливістю ІСПН на ВМП є те, що його схема керування, яка складається з вузла порівняння та підсилювача постійного струму, працює в лінійному режимі. У цьому випадку вихідний струм її на частотах перетворення десятки-сотні кілогерц складає десятки міліампер та коефіцієнт підсилення на порядок нижчий, ніж у регулюючого елемента – дроселя насичення. У разі ввімкнення таких стабілізаторів на спільне навантаження вузол порівняння виконується спільним для всіх стабілізаторів. При цьому в усій багатоканальній системі буде існувати лише один рівень сигналу похибки розузгодження, котрий подається на входи підсилювачів постійного струму кожного стабілізатора.

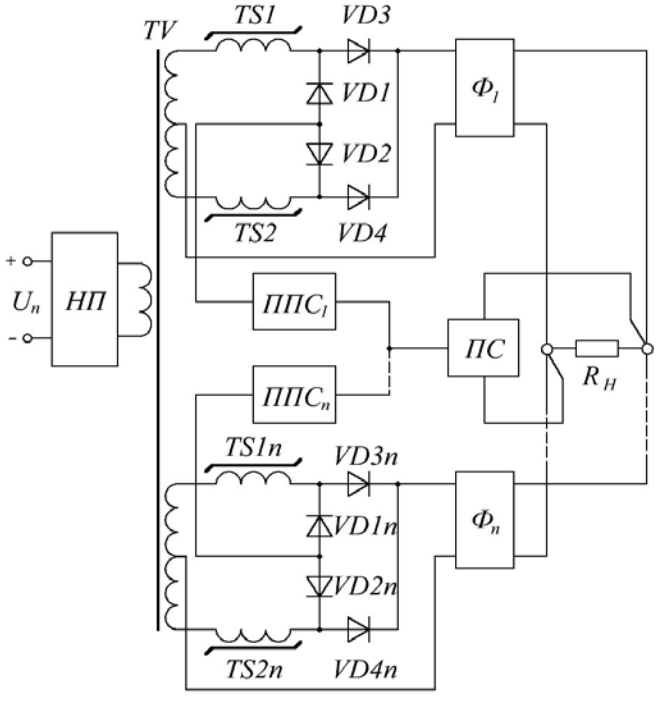


Рис. 1

Для забезпечення рівномірного струморозподілу між окремими ІСПН на ВМП мають виконуватись такі умови:

1) існування в системі єдиного спільного сигналу похибки розузгодження для всіх ІСПН на ВМП;

2) рівномірний розподіл сигналу керування між регулюючими елементами (дроселями насичення) різних стабілізаторів;

3) рівність миттєвих значень напруг вторинних обмоток трансформаторів;

4) рівність частот цих напруг.

Перша умова виконується, коли в системі існує єдиний вузол порівняння, спільний для всіх стабілізаторів, ввімкнених на паралельну роботу.

Розподіл сигналу керування між окремими регулюючими елементами забезпечується режимами роботи підсилювачів постійного струму у зворотному зв'язку за напругою. Вони працюють у режимі джерела струму. Обмеження рівня їх вихідного струму (струму розмагнічення) здійснюється опорами перемагнічування магнітних ключів різних стабілізаторів (для існуючих на сьогодні матеріалів він складає 5…10 кОм на робочій частоті 50 кГц). Оскільки ІСПН на ВМП виконані за схемою з середньою точкою і керуючі періоди при цьому чергуються в часі, то вихідний сигнал підсилювачів постійного струму буде неперервним у часі. Окрім того, дроселі насичення володіють еквівалентним опором перемагнічування $R_{\text{екв.пер.}}$, який визначається як

$$R_{\text{екв.пер.}} = \frac{4fW^2Sk_{\text{ст}}k_{\text{п}}}{1} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H}, \tag{2}$$

де $k_{\text{ст}}$ – коефіцієнт заповнення сталі магнітопроводу; $k_{\text{п}}$ – коефіцієнт прямокутності; l – довжина магнітної лінії магнітопроводу осердя; ΔH – приріст напруженості поля перемагнічування; ΔB – відповідний приріст індукції.

На частотах перетворення в десятки-сотні кілогерц $R_{\text{екв.пер.}}$ складає декілька кілоом. Відповідно у разі одного сигналу похибки розузгодження глибина перемагнічування дроселів насичення в керуючий півперіод ΔB_y буде однаковою за умови рівності їх еквівалентних опорів перемагнічування.

На останній стадії виготовлення магнітопроводів проводяться випробовування та сортування із заданим кроком за такими параметрами: коефіцієнт прямокутності $k_{\text{п}}$; напруженість поля повного перемагнічування $H_{\text{пп}}$ та напруга перемагнічування на один виток U_1. Останній параметр є інтегральним і зв'язаний з іншими параметрами матеріалу виразом

$$U_1 = 4fWS(B_r + B_m), \tag{3}$$

де B_r – залишкова індукція; B_m – максимальна індукція.

Для здійснення рівномірного струморозподілу навантаження між різними ІСПН необхідно встановити залежність нерівномірності струморозподілу ΔI від параметрів матеріалу $\Delta I=f(k_{\text{п}},H_{\text{пп}},U_1)$ та мінімізувати її.

Розглянемо вплив параметра $H_{\text{пп}}$ на розподіл струму навантаження між паралельно ввімкненими стабілізаторами. Для цього необхідно визначити залежність

$$\Delta B_y = f(\Delta H), \tag{4}$$

де ΔB_y – розкид глибини розмагнічування ДН різних стабілізаторів у керуючий півперіод; ΔH – реальний розкид за параметром $H_{\text{пп}}$ у партії магнітопроводів.

Протягом керуючого півперіоду має місце такий режим перемагнічування ДН: більшу частину півперіоду відбувається перемагнічування в режимі джерела струму, який визначається схемою керування стабілізатора. Для цього режиму, коли швидкість зміни індукції в ДН нижча існуючого в схемі рівня обмеження швидкості премагнічування, перемагнічування ДН відбувається відповідно до індивідуальних характеристик кожного ДН без обмеження його швидкості.

Проте у разі ввімкнення ІСПН на ВМП на паралельну роботу в системі існує один рівень обмеження швидкості перемагнічування ДН різних стабілізаторів у керуючий півперіод. Цей рівень визначається зовнішнім полем, прикладеним до паралельно ввімкнених ДН, і є однаковим (напруги вторинних обмоток рівні між собою, а сигнал розузгодження та

вихідна напруга є спільними для всіх ДН). Враховуючи, що перемагнічування ДН відбувається за частковою петлею гістерезису з обмеженням швидкості перемагнічування, розкид параметра $H_{пп}$ у партії магнітопроводів не впливає на момент насичення різних ДН за робочий півперіод.

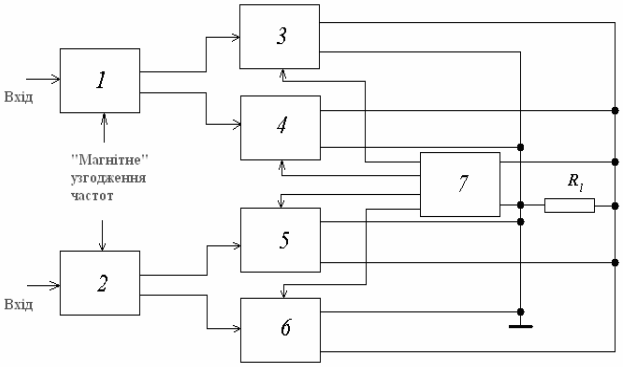


Рис. 2

Для визначення залежності $\Delta I=f(k_{п},U_1)$ у разі паралельної роботи двох ІСПН на ВМП були зроблені такі припущення: джерела ЕРС повністю ідентичні (рівність напруг $e_1=e_2$ та частот $f_1=f_2$ силового високочастотного трансформатора, а також внутрішніх опорів $r_{вн1}=r_{вн2}$ нерегульованих транзисторних інверторів), дроселі насичення виконані з магнітопроводів одного типорозміру з однаковою кількістю витків, вольт-амперні характеристики діодів співпадають. У результаті проведеного аналізу було отримано таку залежність:

$$\Delta I=\frac{\Delta U}{2R_{н}}=\frac{W}{4R_{н}}\cdot\left[\left(U_{12}-U_{11}\right)-\left(U_{12}k_{П2}-U_{11}k_{П1}\right)\right], \tag{5}$$

де ΔU – різниця вихідних напруг окремих стабілізаторів; $R_{н}$ – опір навантаження; U_{11},U_{12} – напруга перемагнічування на один виток відповідно першого та другого дроселів насичення, ввімкнених на паралельну роботу; $k_{П1}$, $k_{П2}$ – коефіцієнт прямокутності осердь відповідно першого та другого дроселів насичення, ввімкнених на паралельну роботу.

Цей вираз дає змогу зробити висновок, що для забезпечення рівномірного струморозподілу коефіцієнти прямокутності та параметри U_1 мусять бути однаковими для магнітопроводів обох дроселів насичення, що працюють в один проміжок часу (один півперіод для двотактної схеми).

У разі ввімкнення на паралельну роботу вихідних каналів одного джерела живлення третя і четверта умови виконуються автоматично. При виконанні цих умов рівномірність розподілу струму навантаження між окремими ІСПН досягається за рахунок того, що момент насичення дроселів ВМП всіх паралельно ввімкнених ІСПН у робочий півперіод досягається одночасно, оскільки силові регулюючі елементи (дроселі насичення) всіх ВМП працюють на одному куті.

У разі паралельної роботи різних перетворювачів електроенергії (у випадку, коли один чи кілька ІСПН на ВМП живляться від незалежних нерегульованих транзисторних інверторів) запропоновано метод забезпечення синхронної та синфазної комутації таких інверторів у всьому діапазоні зміни струму навантаження. Детально цей метод розглянуто в літературі [11]. Саме використання цих методів дало змогу реалізувати систему живлення з вихідними параметрами 5 В, 200 А у разі паралельної роботи чотирьох ІСПН на ВМП (рис. 2). При цьому якість вихідної напруги в системі та її динамічні характеристики збереглись на рівні якісних характеристик одного ІСПН на ВМП.

На рис. 2 позначено: 1, 2 – нерегульований високочастотний транзисторний інвертор; 3, 4, 5, 6 – імпульсний стабілізатор постійної напруги на основі магнітних підсилювачів; 7 – схема керування (один компаратор та чотири підсилювачі струму).

Проте такий метод забезпечення рівномірного розподілу струму навантаження між окремими стабілізаторами на ВМП, ввімкненими на паралельну роботу, вимагає спеціального підбору осердь магнітопроводів ВМП за їх характеристиками – коефіцієнтом прямокутності та індукцією насичення.

Розв’язання цієї задачі можливе у разі використання такої структури: ввімкнення на паралельну роботу ІСПН на ВМП з умовою використання спільного осердя дроселя насичення ВМП у кожному з плечей вихідного високочастотного випрямляча для всіх паралельно ввімкнених ІСПН (рис. 3) [12].

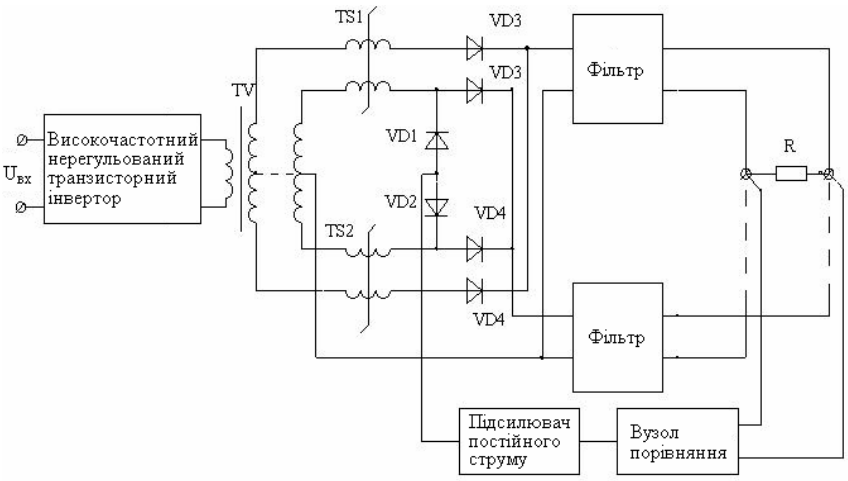


Рис. 3

Оскільки обмотки всіх високочастотних магнітних підсилювачів одного плеча стабілізаторів напруги розміщені на спільному дроселі насичення і вторинні півобмотки трансформаторів всіх стабілізаторів напруги належать одному силовому високочастотному трансформатору, момент насичення дроселя насичення для всіх стабілізаторів напруги настає одночасно. Враховуючи ідентичність всіх імпульсних стабілізаторів постійної напруги ввімкнених на паралельну роботу (звідси рівність їх внутрішніх опорів) за запропонованим способом, розподіл струму навантаження між усіма стабілізаторами (вихідними каналами) буде рівномірним.

Крім того, отримуємо простішу структуру – достатньо однієї пари розмагнічуючих діодів та схеми керування як у випадку для одного стабілізатора напруги.

Запропонований метод організації паралельної роботи ІСПН може бути реалізований тільки на етапі проектування конкретного стабілізатора напруги з високим рівнем струму навантаження.

Таким чином, досягнуто рівномірний розподіл струму навантаження в усьому діапазоні його зміни між усіма імпульсними стабілізаторами постійної напруги на високочастотних магнітних підсилювачах, ввімкненими на паралельну роботу за рахунок того, що обмотки всіх високочастотних магнітних підсилювачів одного плеча випрямлячів всіх стабілізаторів напруги розміщені на спільному осерді.

Висновки. Запропоновані методи ввімкнення на паралельну роботу ІСПН на ВМП дають змогу отримати високий рівень струму навантаження (десятки-сотні ампер) із забезпеченням рівномірного розподілу струму між окремими стабілізаторами в усьому діапазоні його зміни у разі єдиного зворотного зв’язку за вихідною напругою. При цьому зберігаються висока якість вихідної напруги та високий рівень її динамічних характеристик, забезпечуються висока питома потужність та ККД.

1. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. Москва: Энергоатомиздат, 1987. 184 с.
2. Хруслов Л.Л., Яськив В.И. Многоканальная система питания с равномерным токораспределением. Патент СРСР №1797729, 1993.
3. Harada K., Nabeshima T. Applications of Magnetic Amplifiers to High-Frequency DC-to-DC Converters. *Proc. IEEE.* Vol. 76, no. 4, April 1988. P. 355–361.
4. Harada K., Nabeshima T., Hiramatsu R. On the control of magnetic amplifier for high-fequency DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics,* 1987. P. 234–238.
5. Mag Amp Cores and Materials, Technical Bulletin, BULLETIN SR-4, Magnetics Inc., available on line at: http://www.mag-inc.com/design/technical-documents.
6. Mamano B. Magnetic amplifier control for simple, low-cost, secondary regulation. Unitrode corp. slup129, available on line at: http://www.ti.com/lit/ml/slup129/slup129.pdf.
7. Yaskiv V. Using of High-Frequency Magnetic Amplifier in Switch Mode DC Power Supplies. Proc. 35th Annual *IEEE Power Electronic Specialists Conference* (PESC’04), Aachen, Germany, 2004. P. 1658–1662.
8. Chen Y.T., Liang J.M. Paralleling Magamp-Postregulator Modules with Sliding-Mode-Control Method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 3, June 2006. Pp. 974–983.
9. Jamerson C., Chen D. Y. Magamp Postregulators for Symmetrical Topologies with Emphasis on Half-Bridge Configuration. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 8, No. 1, January 1993. Pp. 26–29.
10. Yao W., Hong X., Lu Z. A novel current-sharing scheme based on magamp. *Journal of Zhejiang University Science A*, 2008. P. 1150-1156.

11. Яськів В.І., Гурник О.П. Забезпечення синхронної та синфазної роботи високочастотних транзисторних інверторів. *Вісник Національного університету "Львівська політехніка", "Радіоелектроніка та телекомунікації*". 2002. № 443. С. 100–104.
12. Яськів А.В., Яськів В.І. Стабілізатор постійної напруги. Патент України на винахід № 112102, 2016.

УДК 621.314

В.И. Яськив, А.В. Яськив
Тернопольский национальный университет им. Ивана Пулюя,
ул. Руська, 56, г. Тернополь, 46001, Украина

ОРГАНИЗАЦИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЫ ИМПУЛЬСНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для получения высокого уровня тока в нагрузке существует проблема организации параллельной работы отдельных стабилизаторов постоянного напряжения. Предложены методы включения на параллельную работу импульсных стабилизаторов постоянного напряжения на основе высокочастотных магнитных усилителей. Сформулированы условия равномерного распределения тока нагрузки между отдельными стабилизаторами напряжения. Показан пример реализации такой системы. Библ. 12, рис. 3.

Ключевые слова: импульсный стабилизатор постоянного напряжения, параллельная работа, высокочастотный магнитный усилитель, неравномерность распределения тока.

V.I. Yaskiv , A.V. Yaskiv
Ternopil Ivan Puluj National Technical University, 56,
Ruska str., Ternopil, 46001, Ukraine

ORGANIZATION OF PARALLEL OPERATION OF PULSE DC VOLTAGE REGULATORS BASED ON HIGH-FREQUENCY MAGNETIC AMPLIFIERS

To obtain a high level of the load current, there exists a problem of organization of parallel operation of separate dc voltage regulators. Methods of switching of pulse dc voltage regulators based on high-frequency magnetic amplifiers for their parallel operation is proposed. The conditions for equal current distribution between separate voltage regulators are drawn. An example of a realization of such system is shown. References 12, figures 3.

Key words: pulse dc voltage regulator, parallel operation, high-frequency magnetic amplifier, unequal current distribution.

1. Rozanov Yu.K. Semiconductor power converters with the unit of increased frequency. Moskva: Energoatomizdat, 1987. 184 p. (Rus)
2. Khruslov L.L., Yaskiv V.I. Multichannel power supply system with equal current distribution. The patent USSR No 797729, 1993. (Rus).
3. Harada K., Nabeshima T. Applications of Magnetic Amplifiers to High-Frequency DC-to-DC Converters. *Proc. IEEE*, vol. 76, no. 4, April 1988. Pp. 355–361.
4. Harada K., Nabeshima T., Hiramatsu R. On the control of magnetic amplifier for high-fequency DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics,* 1987. Pp. 234–238.
5. Mag Amp Cores and Materials, Technical Bulletin, BULLETIN SR-4, Magnetics Inc., available on line at: http://www.mag-inc.com/design/technical-documents.
6. Mamano B. Magnetic amplifier control for simple, low-cost, secondary regulation. Unitrode corp. slup129, available on line at: http://www.ti.com/lit/ml/slup129/slup129.pdf.
7. Yaskiv V. Using of High-Frequency Magnetic Amplifier in Switch Mode DC Power Supplies. Proc. *35th Annual IEEE Power Electronic Specialists Conference (PESC'04),* Aachen, Germany, 2004. Pp. 1658–1662.
8. Chen Y.T., Liang J.M. Paralleling Magamp-Postregulator Modules with Sliding-Mode-Control Method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* Vol. 53, No. 3, June 2006. Pp. 974–983.
9. Jamerson C., Chen D.Y. Magamp Postregulators for Symmetrical Topologies with Emphasis on Half-Bridge Configuration. *IEEE Transactions on Power Electronics,* Vol. 8, No. 1, January 1993. Pp. 26–29.
10. Yao W., Hong X., Lu Z. A novel current-sharing scheme based on magamp. Journal of Zhejiang University Science A, 2008. Pp. 1150–1156.
11. Yaskiv V.I., Gurnyk O.P. Provision of synchronous and synphase operation of high-frequency transistor inverters. *Visnyk Natsionalnogo Universytetu "Lvivska Politekhnika", "Radioelektronika ta telekomunikatsiyi"*. 2002. No 443. Pp. 100–104. (Ukr)
12. Yaskiv A.V., Yaskiv V. I. DC voltage regulator. Invention patent of Ukraine. No.112102, 2016. (Ukr)

Надійшла 02.03.2018
Received 02.03.2018

УДК 621.314.6

ЗНИЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ВТРАТ В АКТИВНОМУ ОДНОФАЗНОМУ ЧОТИРИКВАДРАНТНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ПОКРАЩЕНИМ АЛГОРИТМОМ ГІСТЕРЕЗИСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

О.А. Плахтій[*], канд. техн. наук, **В.П. Нерубацький**[**], канд. техн. наук, **Д.Л. Сушко**[***], канд. техн. наук, **В.Е. Кавун**[****], асп.
Український державний університет залізничного транспорту,
пл. Фейєрбаха, 7, м. Харків, 61000, Україна
e-mail: a.plakhtiy1989@gmail.com; nvp9@i.ua ; sushko@kart.edu.ua ; vitaliykavun2014@gmail.com

Існуючі діоди та тиристорні випрямлячі, які застосовуються в тягових приводах електрорухомого складу змінного струму, є морально застарілими та вимагають модернізації. На сьогодні перспективним є застосування активних чотириквадрантних випрямлячів напруги, перевагою яких є можливість реалізації коефіцієнта потужності, близького до одиниці, можливість формування вхідного струму, наближеного до синусоїди, а також реалізація режиму рекуперації енергії до живильної мережі. Досить широкого поширення набули гістерезисні системи керування (СК) цих перетворювачів. Проте недоліком гістерезисної модуляції в активних випрямлячах є необхідність реалізації змінної і досить високої частоти комутації в силових ключах: від одиниць до десятків кілогерц. У статті запропонована покращена гістерезисна СК, яка завдяки удосконаленому алгоритму комутації силових ключів дає змогу в порівнянні з відомими гістерезисними СК знизити динамічні втрати до 33%. Отримані теоретичні положення співпадають з результатами імітаційного моделювання, виконаного в середовищі Matlab. Бібл. 16, рис. 6, табл. 3.

Ключові слова: активний чотириквадрантний перетворювач, 4QS-перетворювач, гістерезисна модуляція, динамічні втрати, якість електроенергії.

Вступ. Більшість електрорухомого складу (ЕРС) України є морально та технічно застарілою та потребує модернізації. Зокрема, діодні та тиристорні чотиризонні випрямлячі, які застосовуються в ЕРС змінного струму, обумовлюють значну емісію вищих гармонік струму та реалізують досить низький коефіцієнт потужності, який лежить у межах від 0,65 до 0,85, що значно знижує енергоефективність як самого ЕРС, так і усієї системи тягового електропостачання [1, 2, 3]. У свою чергу наявність у тяговій електричній мережі значної реактивної складової потужності призводить до необхідності використання досить дорогих компенсаторів реактивної потужності, виконаних за пасивною або активною топологією [4]. Перспективним є застосування в електрорухомому складі активних чотириквадрантних випрямлячів з корекцією коефіцієнта потужності відомих у зарубіжній літературі як 4QS-перетворювачі [5, 6]. На відміну від традиційних тиристорних випрямлячів 4QS-перетворювачі мають ряд суттєвих переваг: вони забезпечують форму спожитого струму, близьку до синусоїди, реалізують коефіцієнт потужності, близький до одиниці, забезпечують низький рівень емісії вищих гармонік спожитого струму в живлячу мережу (коефіцієнт гармонічних спотворень може бути забезпечений нижче за 5 %), реалізують двостороннє передавання електричної енергії, а також забезпечують регулювання та стабілізацію напруги в ланці постійного струму [7]. Силова схема тягового електроприводу електрорухомого складу змінного струму з 4QS-перетворювачем, який живить автономний інвертор напруги (АІН) та тяговий асинхронний двигун (АД), показана на рис. 1.

На схемі, зображеній на рис. 1, активний чотириквадрантний випрямляч складається з дроселя $L1$, який виконує функцію буферного реактора для підвищення вихідної напруги, IGBT транзисторів VT1-VT4, ємнісного фільтра C1, призначеного для зменшення амплітуди пульсацій вихідної напруги та режекторного фільтра C2-L2, який застосовується для подавлення у вихідній напрузі гармоніки 100 Гц.

Найбільшого поширення в 4QS-перетворювачах набули системи керування, побудовані на основі широтно-імпульсної та гістерезисної модуляції. Кожна з цих систем має свої переваги та недоліки. Перевагою систем керування, побудованих на базі ШІМ, є можливість

© Плахтій О.А., Нерубацький В.П., Сушко Д.Л., Кавун В.Е., 2018
* – ORCID ID : http://orcid.org/0000-0002-1535-8991; ** – ORCID ID : http://orcid.org/0000-0002-4309-601X;
*** – ORCID ID : http://orcid.org/0000-0002-9747-3263; **** – ORCID ID : https://orcid.org/0000-0002-9411-5567

задання постійної частоти модуляції, проте є і недоліки, а саме зниження діапазону регулювання вихідної напруги та погіршені показники якості електричної енергії [8–11]. Перевагою гістерезисних систем керування є їх

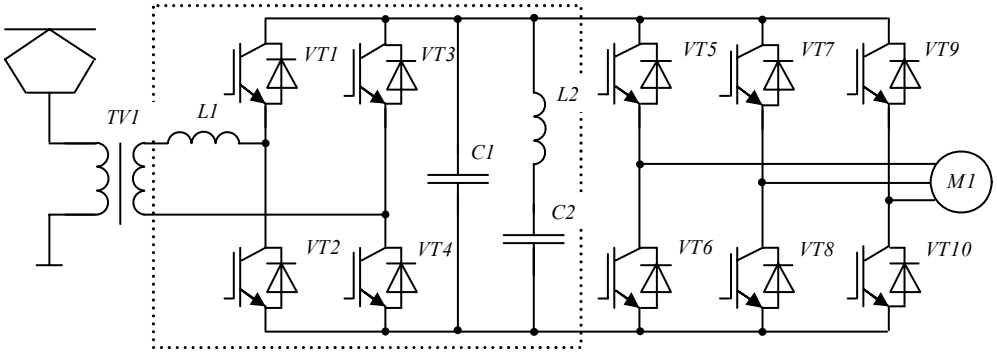


Рис. 1

відносна простота та можливість реалізації досить високих показників якості електричної енергії. Недоліком існуючих гістерезисних СК є наявність досить високої і у той же час змінної частоти комутації силових ключів, що зумовлює високі динамічні втрати в перетворювачі [12]. У цьому випадку частота комутації 4QS-перетворювача з гістерезисною системою керування залежить від багатьох факторів: значення вхідної індуктивності перетворювача, струму навантаження та величини уставки гістерезису [13, 14].

Постановка задачі. Задачею дослідження є розробка алгоритму комутації силових ключів 4QS – перетворювача, який реалізує формування вхідного струму, наближеного до синусоїди, зі зниженим числом перемикань силових ключів і відповідно зі зниженими динамічними втратами та покращеним ККД. Підтвердити достовірність зниження динамічних втрат та реалізації необхідно шляхом імітаційного моделювання в середовищі Matlab.

Базова гістерезисна система керування. Структурна схема базової гістерезисної системи керування показана на рис. 2, на якій прийнято такі позначення: $u_{вх}$ – миттєве значення вхідної напруги; $U_{вих}$ – середньоквадратичне значення вихідної напруги; $i_{вх}$ – миттєве значення вхідного струму; $i^*_{вх}$ – сигнал задання миттєвого значення вхідного струму; $U_{вих_завд}$ – сигнал задання вихідної напруги; ξ – регулювальний коефіцієнт системи керування, $I_{вих}$ – середньоквадратичне значення вихідного струму; S_{VT1}, S_{VT2}, S_{VT3}, S_{VT4} – сигнали керування відповідних транзисторів (згідно з рис. 1).

Принцип формування синусоїдального вхідного струму 4QS –перетворювача з базовою (відомою) гістерезисною СК наведено на рис. 3 та полягає в порівнянні сигналу задання вхідного струму $i^*_{вх}$, отриманого як миттєве значення масштабованої за допомогою регулювального коефіцієнта ξ вхідної напруги $u_{вх}$, з миттєвим значенням вхідного струму $i_{вх}$ та отримання сигналу похибки Δi. Далі в блоці гістерезисного модулятора реалізується порівняння сигналу похибки Δi з заданою уставкою гістерезису h. За умови $\Delta i > h$, тобто коли миттєве значення струму перевищує його сигнал задання на величину h, тоді система керування подає сигнали ввімкнення на пару силових транзисторів VT1 і VT4, що зумовлює комутацію вхідного струму зі спадом (зниженням) його миттєвого значення. І далі, за умови $\Delta i < -h$, тобто значення миттєвого значення вхідного струму відносно його сигналу задання на величину h, система керування подає сигнали ввімкнення на пару силових транзисторів VT2 і VT3, що зумовлює зростання миттєвого значення $i_{вх}$. Таким чином, досягається створення синусоїдального струмового коридору.

У разі ввімкнення пари транзисторів VT1 і VT4 до вхідного дроселя з боку активного перетворювача прикладається напруга ланки постійного струму $+U_{вих}$, яка є вищою за амплітудне значення вхідної напруги, що спричиняє спадання миттєвого значення вхідного струму. І навпаки, вімкнення пари транзисторів VT2 і VT3 спричиняє зростання миттєвого значення вхідного струму. Таким чином, у разі кожної комутації вхідного струму перемикаються всі чотири силові ключі, що за умови досить високої частоти

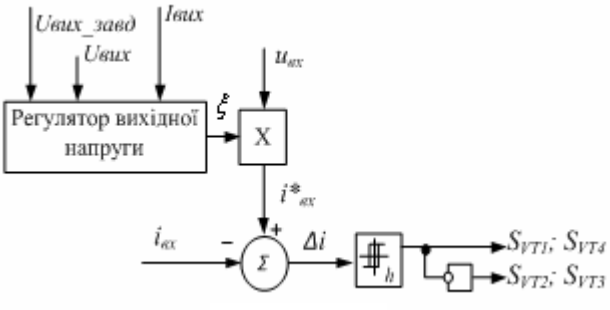


Рис. 2

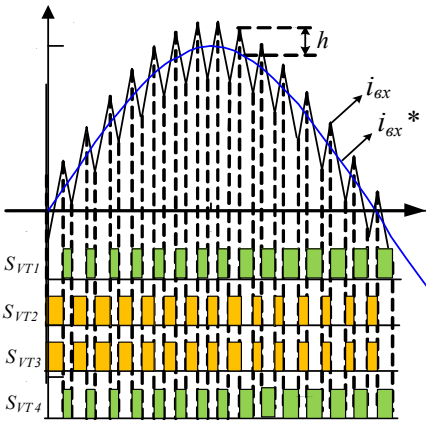


Рис. 3

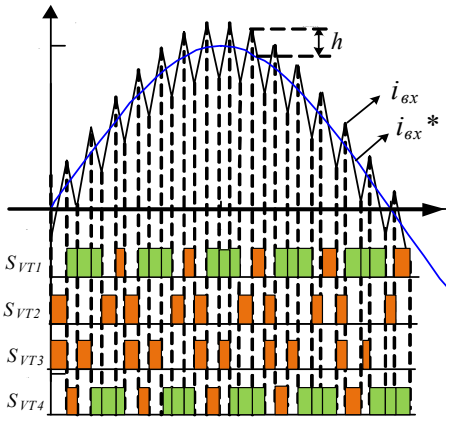


Рис. 4

комутації зумовлює досить значні динамічні втрати в перетворювачі.

Покращена гістерезисна система керування. Синтезовано покращений алгоритм гістерезисної модуляції в активному чотириквадрантному перетворювачі, який дає змогу знизити число перемикань силових ключів і тим самим знизити динамічні втрати в перетворювачі до 33 % (відносно базового алгоритму). Запропоновано в послідовність комутацій силових ключів додати комутаційні стани одночасного вмикання пари транзисторів VT1 і VT3 та пари VT2 і VT4, які за позитивної полярності вхідної напруги спричиняють зростання миттєвого значення вхідного струму, а у разі негативної полярності викликають його спадання. Це дає змогу протягом позитивної напівхвилі вхідної напруги здійснювати перемикання з комутаційного положення VT1-VT4 у стан VT1-VT3. У цьому разі миттєве значення вхідного струму змінюється зі спадаючого стану на зростаючий, проте на відміну від базового алгоритму комутації, у цьому випадку перемикаються лише два силові ключі. У разі негативної полярності $U_{вх}$ також можна використовувати короткозамкнені положення: перемикання з комутаційного положення VT2-VT3 в VT1-VT3.

Запропонований покращений алгоритм комутації силових ключів ітераційно складається з шести комутаційних положень, які наведено в табл. 1 та графічно представлено на рис. 4. У табл. 1 сірим кольором позначено етапи комутацій вхідного струму, за яких не відбувається комутація відповідних силових ключів.

Таблиця 1

Силовий ключ	Комутаційні положення силових ключів у разі позитивної полярності вхідної напруги						Комутаційні положення силових ключів у разі негативної полярності вхідної напруги					
VT1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0
VT2	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1
VT3	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1
VT4	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0
Iвх(*t*)	Зростає	Спадає	Зростає	Спадає	Зростає	Спадає	Спадає	Зростає	Спадає	Зростає	Спадає	Зростає
Крок	Крок 1	Крок 2	Крок 3	Крок 4	Крок 5	Крок 6	Крок 1	Крок 2	Крок 3	Крок 4	Крок 5	Крок 6

Варто зазначити, що перевагою запропонованого алгоритму є те, що всі чотири ключі у разі запропонованого алгоритму модуляції мають однакові динамічні втрати.

Як видно з рис. 4 та табл. 1, запропонований алгоритм комутації дає змогу знизити кількість перемикань ключів, що зменшує загальні динамічні втрати в ключах 4QS-перетворювача з гістерезисною системою керування до 33 %, що збільшує його ККД.

Імітаційне моделювання. Для підтвердження запропонованих теоретичних засад, зменшення динамічних втрат та порівняння реалізованих показників якості електричної енергії, в активному чотириквадрантному перетворювачі з базовою та покращеною гістерезисною модуляцією, в середовищі Matlab була розроблена імітаційна модель електромеханічної системи 4QS–АІН–АД, яку показано на рис. 5. В імітаційній моделі реалізовано базову та покращену гістерезисні системи керування активним чотириквадрантним перетворювачем. Основні параметри імітаційної моделі наведені в табл. 2.

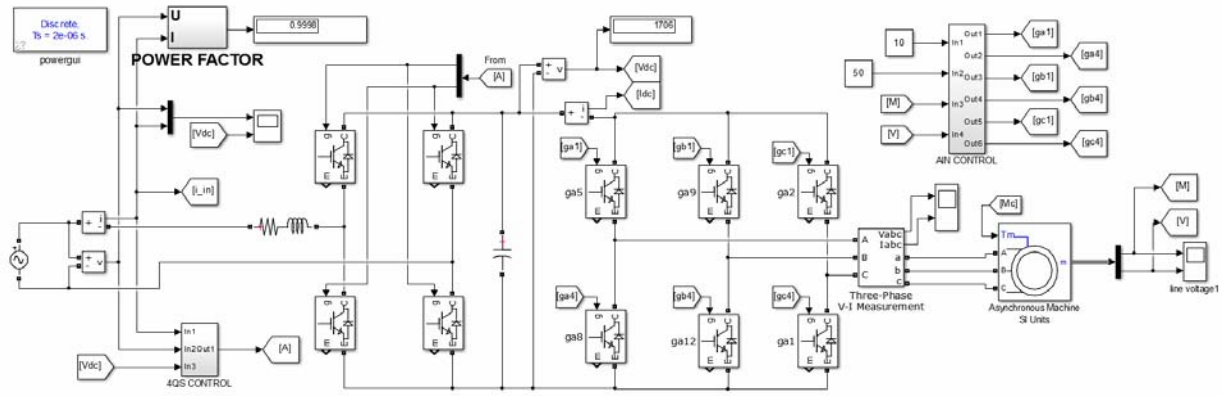


Рис. 5

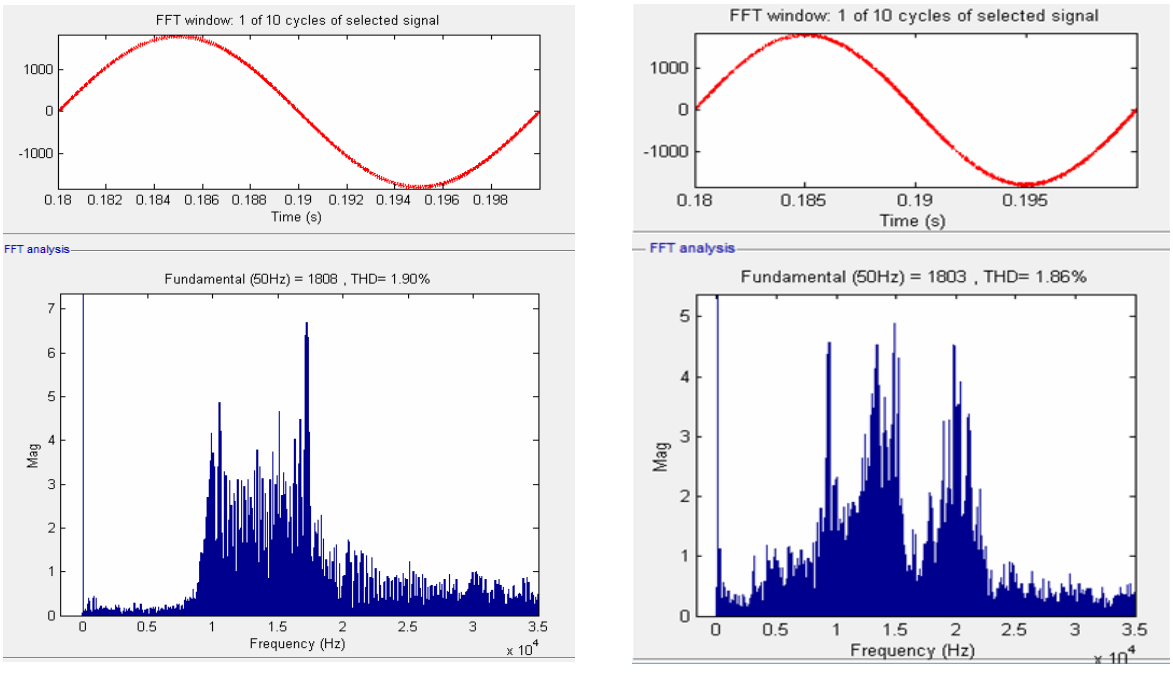
Для оцінки динамічних втрат у силових транзисторах активного чотириквадрантного перетворювача в моделі вставлено лічильник сигналів вмикання та вимикання силових ключів [15, 16].

Варто зазначити, що використання запропонованого алгоритму комутації силових ключів для реалізації гістерезисної модуляції призводить до зменшення амплітуд вищих гармонік вхідного струму та одночасного розширення його спектра. Результати імітаційного моделювання системи тягового електропривода наведені на рис. 6: *а* – Фур'є-аналіз вхідного струму активного випрямляча з базовою гістерезисною СК; *б* – Фур'є-аналіз вхідного струму активного випрямляча з покращеною гістерезисною СК.

Таблиця 2

Параметр	Значення
Дискретизації часу розрахунку імітаційної моделі, мкс	1
Допустима похибка моделювання, %	0,1
Амплітудне значення вхідної напруги активного чотириквадрантного перетворювача, В	600
Значення регулювального коефіцієнта ξ	2,5
Вхідна індуктивність, мГн	0,8
Активний опір вхідної індуктивності, мОм	15
Ємність фільтра в ланці постійного струму, мФ	3
Номінальна напруга в ланці постійного струму, В	1500
Середньоквадратичне значення струму навантаження активного перетворювача, А	590
Параметри тягового двигуна за типом	СТА1200

Отримані результати імітаційного моделювання підтвердили зниження кількості пе-



а *б*

Рис. 6

ремикань силових ключів, а відповідно і зниження динамічних втрат. У зв'язку з тим, що частота комутації силових ключів є змінною, оцінка її була виконана за значення усередненим на періоді живлячої напруги. У разі класичної гістерезисної СК середня на періоді живлячої напруги частота комутації силових ключів склала 14,2 кГц, а для покращеної гістерезисної СК – 10,22 кГц. Більш детально результати імітаційного моделювання наведені в табл. 3.

Таблиця 3

Параметр	Базова гістерезисна СК	Запропонована гістерезисна СК
Коефіцієнт гармонічних спотворень вхідного струму, %	1,90	1,86
Середня на періоді живлячої напруги частота комутації силових ключів, кГц	14,21	10,22
Коефіцієнт потужності, %	99,96	99,98

Висновки. Запропонована покращена гістерезисна система керування активного чотириквадрантного перетворювача за рахунок використання короткозамкнених станів силових ключів дає змогу знизити загальну кількість комутацій силових ключів, а відповідно і динамічні втрати в активному перетворювачі (згідно з алгоритмом, запропонованим у табл. 1), що дає змогу збільшити ККД вхідного перетворювача ЕРС. Результати імітаційного моделювання підтвердили ефективність запропонованого алгоритму модуляції, а саме зниження числа перемикань силових ключів на 28,07 %. Крім того, під час реалізації запропонованого алгоритму комутації спостерігається невелике покращення гармонічного складу вхідного струму, а саме зниження амплітуд вищих гармонік вхідного струму та зниження результуючого коефіцієнта гармонічних спотворень.

1. Евдокимов С.А., Мятеж С.В., Зотова Е.В. Исследование зонного выпрямителя. *Сборник научных трудов Новосибирского государственного технического университета*. Новосибирск, 2011. №. 1. С. 105–112.
2. Евстафьев А.М., Сычугов А.Н. Повышение энергетической эффективности электровозов переменного тока. *Известия Петербургского университета путей сообщения*. 2013. №. 1. С. 22–30
3. Широченко Ю.Н. Входные преобразователи современного электроподвижного состава переменного тока. *Электроника и электрооборудование транспорта*. Московская обл., п. Томилино. 2010. № 1. С. 15–18.
4. Кулинич Ю.М., Савоськин А.Н. Повышение эффективности работы активного компенсатора реактивной мощности. *Электроника и электрооборудование транспорта*, 2010. № 3. С. 29–33.
5. Stihi O., Ooi B. T. A single phase controlled-current PWM rectifier. *IEEE Trans. Power Electr*. Vol. 3, No.4, Oct 1988. P. 453–459. DOI**:** https://doi.org/10.1109/63.17967
6. L'ubomır Grman, Martin Hrasko, Jozef Kuchta, Jozef Buday. Single phase pwm rectifier in traction application. *Journal of electrical engineering.* 2011. Vol. 62, no. 4. P. 206–212. DOI**:** https://doi.org/10.2478/v10187-011-0033-z
7. Щербак Я.В., Плахтий А.А., Цеховской М.В. Улучшение электромагнитной совместимости преобразователей частоты путем применения активных выпрямителей. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Київ: Техніка, 2014. № 15 (91). С. 344–347.
8. Щербак Я.В., Плахтий А.А.. Нерубацький В.П. Регулювальні характеристики активного чотириквадрантного перетворювача в режимах випрямлення і рекуперації. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 6. С. 26–31.
9. Щербак Я.В., Плахтий А.А., Нерубацкий В.П. Анализ энергетических характеристик активного четырехквадрантного выпрямителя с различными типами широтно-импульсной модуляции. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. 2017. Вип. 27 (1249). С. 221–225.
10. Rodriguez J. R., Dixon J. W., Espinoza J. R., Pontt J., and Lezana P.. PWM regenerative rectifiers: State of the art. *IEEE Trans. Ind. Electron*. 2005. Vol. 52, no. 1. P. 5–22. DOI**:** https://doi.org/10.1109/TIE.2004.841149
11. Fen Li, Yunping Zou, Wei Chen, Jie Zhang. Comparison of Current Control Techniques for Single-phase Voltage source PWM Rectifiers. *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. April 2008. P. 1–4. DOI**:** https://doi.org/10.1109/5.771073
12. Arpit Bohra, Divya Sajeesh, Chintan Patel and Michael Saldanha. Modulation Techniques in Single Phase PWM Rectifier. *IJCA Proceedings on International Conference on Advances in Science and Technology, (ICAST)*. 2015 (3): 5-7, 2016. P. 5–7.
13. Zheng Jun, Feng Xiaoyun, Xie Wangyu, Zhang Junling. The Transient Current Control for Single Phase PWM Rectifiers. *Power Electronics*. 2009. Vol. 43, No. 12. P. 2–4.
14. Жемеров Г.Г., Ковальчук О.И. Автономный выпрямитель – источник напряжения с гистерезисной системой управления. *Технічна електродинаміка: Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність»*. 2011. Ч. 2. С. 75–82.

15. Жемеров Г.Г., Колесник Ю.В. Частота модуляции сетевого тока в активном управляемом выпрямителе – источнике напряжения с гистерезисной системой. *Технічна електродинаміка*. Тематичний вип. 2008. Ч. 3, С. 79–84.
16. Замаруев В.В., Ивахно В.В. Определение динамических потерь в полупроводниковых ключах устройств силовой электроники в среде MATLAB/Simulink. *Проектирование инженерных и научных приложений в среде MATLAB:* материалы V Международной научной конференции. Харьков, 2011. С. 623–631. URL: https://matlab.ru/upload/resources/EDU%20Conf/pp%20623-631%20Zamaruiev.pdf (дата обращения 13.04.2018).

УДК 621.314.6

А.А. Плахтий, канд. техн. наук, **В.П. Нерубацкий,** канд. техн. наук, **Д.Л. Сушко,** канд. техн. наук, **В.Е. Кавун,** асп.
Украинский государственный университет железнодорожного транспорта,
пл. Фейербаха, 7, Харьков, 61000, Украина

СНИЖЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ В АКТИВНОМ ОДНОФАЗНОМ ЧЕТЫРЕХКВАДРАНТНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ С УЛУЧШЕННЫМ АЛГОРИТМОМ ГИСТЕРЕЗИСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

В составе тяговых электроприводов все шире применяются активные четырехквадрантные преобразователи, преимуществом которых является возможность реализации коэффициента мощности, близкого к единице, формирования входного тока, близкого к синусоиде, а также реализации режима рекуперации энергии в питающую сеть. Достаточно широко распространены гистерезисные системы управления (СУ) активных четырехквадрантных преобразователей, недостатком которых является необходимость реализации достаточно высокой и переменной частоты коммутации силовых ключей: от единицы до десятков килогерц. В статье предложена улучшенная гистерезисная СУ, которая позволяет в сравнении с известными гистерезисными СУ снизить динамические потери в силовых ключах до 33 %. Предложенные теоретические положения подтверждены результатами имитационного моделирования, выполненного в среде Matlab. Библ. 16, рис. 6, табл. 3.

Ключевые слова: активный четырехквадрантный преобразователь, гистерезисная модуляция, динамические потери, качество электроэнергии.

O.A. Plakhtiy, **V.P. Nerubatskiy, D.L. Sushko, V.E. Kavun**
Ukrainian State University of Railway Transport,
Feuerbach Square 7, 61000, Kharkiv, 61000, Ukraine

REDUCTION OF DYNAMIC LOSSES IN THE ACTIVE ONE-PHASE FOUR-QUADRANT CONVERTER WITH THE IMPROVED ALGORITHM OF HYSTERESIS MODULATION

Diodes and thyristor rectifiers used in traction drives of electric traction (EMF) alternatives are obsolete and require modernization. At the same time, it is promising to use in traction drives the active four-quadrant voltages rectifier. The advantage of which is the ability to implement a unity power factor, the formation of an sinusoid input current, and also the implementation of the mode of energy recovery into the power grid. Hysteresis control systems have been widely used for active four-quadrant converters. However, the lack of hysteresis modulation in active rectifiers is the need to implement a variable and a fairly high switching frequency in power switches: from kHz to tens of kHz. . The paper proposes an improved hysteresis control system, which allows to reduce dynamic losses in power convertor up to 33%. Proposed theoretical positions are confirmed by the results of simulation performed in the Matlab. References 16, figures 6, table 3.

Key words: active four-quadrant converter, hysteresis modulation, dynamic losses, power quality.

1. Evdokimov S. A., Myatezh S. V., Zotova E. V. Zone Rectifier Study. *Collection of proceedings of the Novosibirsk State Technical University.* Novosibirsk, 2011. № 1. P. 105–112. (Rus.).
2. Evstafiev A. M., Sychugov A. N. Increase of power efficiency of electric locomotives of an alternating current. *Proceedings of Peterburgh University of Railways*. 2013. № 1. P. 22–30 (Rus.).
3. Shirochenko Yu. N. Input converters of the modern electric rolling stock of alternating current, *Electronics and electrical equipment of transport*. Moskovskaya obl., p. Tomilino. 2010. № 1. P. 15–18. (Rus.).
4. Kulinich Yu. M., Savoskin A.N. Increase in the efficiency of the active reactive power compensator. *Electronics and electrical equipment of transport*. 2010. № 3. P. 29–33. (Rus.).
5. Stihi O., Ooi B. T. A single phase controlled-current PWM rectifier. *IEEE Trans. Power Electr*. Vol. 3, No.4, Oct 1988. P. 453–459. (Eng.). DOI**:** https://doi.org/10.1109/63.17967
6. L'ubomır Grman, Martin Hrasko, Jozef Kuchta, Jozef Buday. Single phase pwm rectifier in traction application. *Journal of electrical engineering*. 2011. Vol. 62, no. 4. P. 206–212. (Eng.). DOI**:** https://doi.org/10.2478/v10187-011-0033-z
7. Scherback Ya. V., Plakhtiy A. A., Tsekhovskoy M. V. Improvement of frequency converter electromagnetic compatibility with active rectifiers. Kyiv: *Electrical and computer systems*. Kyiv: Tekhnika. 2014. №.15 (91). P. 344–347. (Rus.).
8. Shcherbak Ya.V., Plakhtiy A.A., Nerubatsky V.P. Regulatory characteristics of the active four-quadrature converter in regimens and recuperation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. № 6. P. 26–31. (Rus.).
9. Shcherbak Y.V., Plakhtiy A.A., Nerubatsky V.P. Analysis of the energy characteristics of an active four-quadrant rectifier with different types of pulse-width modulation. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «Kharkivskyy politekhnichnyy instytut»*. Kharkiv. 2017. 27 (1249). P. 221–225. (Rus.).

10. Rodriguez J. R., Dixon J. W., Espinoza J. R., Pontt J., and Lezana P.. PWM regenerative rectifiers: State of the art. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2005. Vol. 52, no. 1. P. 5–22. (Eng.). DOI**:** https://doi.org/10.1109/TIE.2004.841149
11. Fen Li, Yunping Zou, Wei Chen, Jie Zhang. Comparison of Current Control Techniques for Single-phase Voltage source PWM Rectifiers. *IEEE International Conference on Industrial Technology* (ICIT), April 2008. P. 1–4. (Eng.). DOI**:** https://doi.org/10.1109/5.771073
12. Arpit Bohra, Divya Sajeesh, Chintan Patel and Michael Saldanha. Modulation Techniques in Single Phase PWM Rectifier. *IJCA Proceedings on International Conference on Advances in Science and Technology* (ICAST), 2015 (3):5-7, February 2016. P. 5–7. (Eng.).
13. Zheng Jun, Feng Xiaoyun, Xie Wangyu, Zhang Junling. The Transient Current Control for Single Phase PWM Rectifiers. *Power Electronics*. 2009. Vol. 43, No. 12. P. 2–4. (Eng.).
14. Gemerov G.G., Kovalchuk O.V. Active rectifier – voltage source with hysteresis control system. *Tekhnichna Elektrodynamika*: *Tematichniy vipusk «Silova elektronika ta energoefektivnist'*». 2011. CH. 2. P. 75–82. (Rus.).
15. Gemerov G.G, Kolesnic Y.V. Modulation frequency of input currant in active rectifier-voltage source with hysteresis control system. *Tekhnichna elektrodynamika*. Kyiv. 2008. T. 3, Tematichniy vip. P. 79–84. (Rus.).
16. Zamaruev V.V. Ivakhno V.V. Determination of dynamic losses in semiconductor switches of power electronics devices in the Matlab / Simulink environment. *Designing engineering and scientific applications in the MATLAB environment:* materials of the V International Scientific Conference. Kharkiv, 2011. P. 623–631.(Rus.). URL: https://matlab.ru/upload/resources/EDU%20Conf/pp%20623-631%20Zamaruiev.pdf (Accessed 13.04.2018).

Надійшла 16.04.2018
Received 16.04.2018

УДК 621.316.721

ОСОБЛИВОСТІ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОННИМИ КЛЮЧАМИ В КВАЗІРЕЗОНАНСНИХ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ

О.М. Городній* , канд. техн. наук
Чернігівський національний технологічний університет,
вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14035, Україна
e-mail: aleksey.gorodny@gmail.com

Проаналізовано особливості керування квазірезонансними імпульсними перетворювачами (КРІП), що перемикаються при нульовому струмі (КРІП-ПНС) та КРІП, що перемикаються при нульовій напрузі (КРІП-ПНН), описано шляхи зменшення динамічних втрат у разі перемикання електронних ключів. Також обгрунтовано причини зміни параметрів струмів та напруг у резонансних контурах цих перетворювачів, у результаті яких змінюються їх власна частота та наслідки цього явища. Розглянуто принципи автоматичного квазікерування електронними ключами цих перетворювачів, завдяки яким спрощується синтез систем керування та зменшуються динамічні втрати в електронних ключах. Бібл. 10, рис. 4, таблиця.
Ключові слова: квазірезонансний імпульсний перетворювач, резонансний струм, резонансна напруга, електронний ключ, комутаційні втрати.

Вступ. Сучасні перетворювачі електричної енергії за своїм складом мають послідовні або паралельні імпульсні перетворювачі (ІП) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) [1-3]. Для поліпшення масогабаритних показників таких перетворювачів необхідно збільшувати частоту їх роботи. Підвищення частоти роботи перетворювачів пов’язано зі збільшенням комутаційних втрат. Ця проблема частково вирішується за рахунок використання електронних ключів з більшою швидкодією та використання снаберних схем [2, 3]. Це дає змогу збільшити частоту роботи ІП з ШІМ до 300 кГц. Більш продуктивним способом підвищення частоти до одиниць та десятків мегагерц є використання КРІП з частотно-імпульсною модуляцією (ЧІМ) [1, 4-10]. У роботах [1, 4, 5, 7] наведено метод розрахунку комутаційних втрат в електронних ключах ІП з ШІМ та КРІП з ЧІМ. Зміну власної частоти резонансного контура необхідно враховувати у разі синтезу систем керування, оскільки це може призвести до збільшення комутаційних втрат та розширення спектрів струмів споживання перетворювачів.

© Городній О.М., 2018
* ORCID ID: https://orcid.org/0000-0001-5303-9564

Мета роботи: аналіз факторів, які впливають на зміну частоти резонансного контура; оцінка комутаційних втрат у випадку неврахування цих факторів; розгляд принципів автоматичного квазікерування електронними ключами, які будуть перемикатися при нульовому струмі (КРІП-ПНС) або нульовій напрузі (КРІП-ПНН) у разі зміни власної частоти резонансного контура.

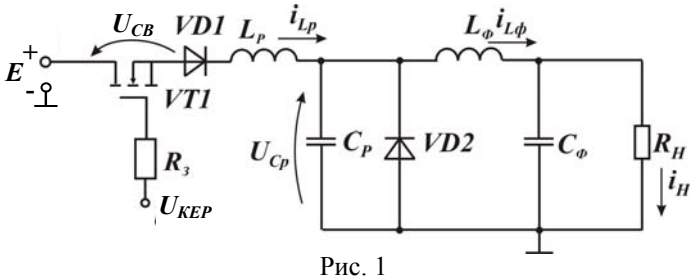


Рис. 1

Причини зміни власної частоти резонансного контура в КРІП та наслідки цього явища. Як відомо, для зменшення комутаційних втрат в КРІП-ПНС необхідно вмикати та вимикати електронний ключ на моменти переходу резонансного струму через нуль. Електронний ключ буде вмикатися практично при нульовому струмі, оскільки послідовно з ним підключена резонансна індуктивність, але момент вимикання необхідно визначати для зменшення динамічних втрат. В КРІП-ПНН транзистор буде завжди вмикатися у разі нульової напруги, тому що резонансна ємність підключена паралельно йому. Але моменти вимикання при нульовій напрузі також потрібно визначати. Систему керування можна налаштувати на постійне значення часу відкритого стану електронного ключа, якщо умови роботи перетворювача не змінюються. Основні фактори, які призводять до зміни власної частоти резонансного контура, такі: зміна опору навантаження; зміна параметрів резонансного контура та навантаження внаслідок зміни температури; одночасний вплив перелічених факторів. Розглянемо наслідки таких явищ на прикладі послідовного КРІП-ПНС (рис. 1).

Метод розрахунку енергетичних втрат в електронному ключі послідовного КРІП-ПНС докладно описано в роботах [1, 4, 5]. У загальному вигляді період роботи перетворювача розбивався на чотири інтервали, на яких визначалися залежності $U_{TP}(t)$ та $i_{TP}(t)$, після чого були отримані втрати потужності на кожному інтервалі згідно з формулою (1):

$$P_n = \frac{1}{t_n - t_{n-1}} \int_{t_{n-1}}^{t_n} U_{TP}(t) \cdot i_{TP}(t) dt. \quad (1)$$

Інтегральна потужність втрат розраховувалась за формулою (2):

$$P_{інт} = P_{вм} + P_{н.с.} + P_p + P_{вим}, \quad (2)$$

де $P_{вм}$ – потужність втрат у разі вмикання; $P_{н.с.}$ – потужність втрат у разі наростання струму; P_p – потужність втрат у разі резонансу; $P_{вим}$ – потужність втрат у разі вимикання.

За результатами розрахунків побудовано часові діаграми, які наведено на рис. 2 (1, 2 – електронний ключ вимикається у разі нульового струму; 3 – у разі ненульового струму). У таблиці наведено опори навантажень R_H, тривалості імпульсів керування t_i та числові значення втрат в електронному ключі (рядки 1, 2 – вимикання у разі нульового струму; 3, 4 – у разі ненульового струму). При цьому напруга E дорівнювала 30 В, номінальне значення вихідної напруги – 25 В.

№	Параметри навантаження та t_i	$P_{ВМ}$, Вт	$P_{Н.Т.}$, Вт	P_P, Вт	$P_{ВИМ}$, Вт	$P_{ІНТ}$, Вт
1	R_H = 10 Ом, t_i=250 нс	0,0014	0,0697	0,597	0,0015	0,668
	R_H = 10 Ом, t_i =250 нс	0,2%	10,4%	89,3%	0,2 %	100%
2	R_H = 5 Ом, t_i =200 нс	0,0014	0,0873	1,351	0,0032	1,440
	R_H = 5 Ом, t_i =200 нс	0,097%	6%	93,7%	0,2%	100%
3	R_H = 10 Ом, t_i =150 нс	0,00137	0,0321	0,442	0,427	0,902
	R_H = 10 Ом, t_i =150 нс	0,2%	3,5%	49%	47,3%	100%
4	R_H = 5 Ом, t_i =150 нс	0,00138	0,0220	0,753	0,736	1,512
	R_H = 5 Ом, t_i =150 нс	0,1%	1,4%	49,8%	48,7%	100%

З таблиці видно, якщо електронний ключ вимикається не при нульовому струмі, то внесок втрат його вимикання збільшується з 0,2 % (1 та 2 рядки) до 47,3 % (3 рядок) та 48,7 % (4 рядок).

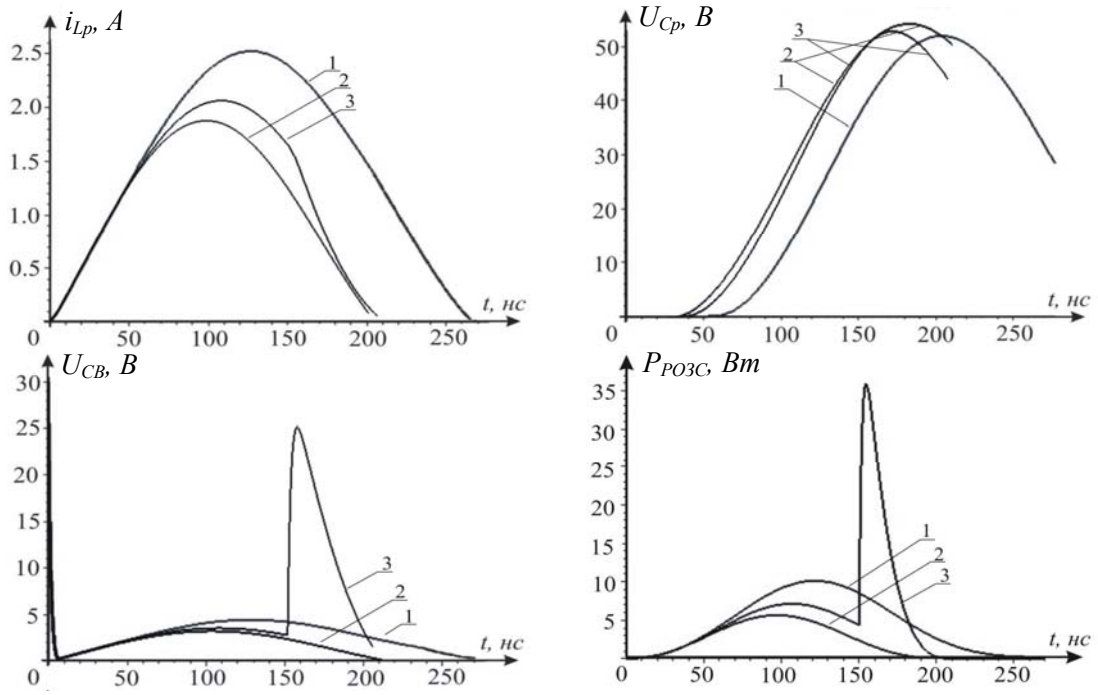
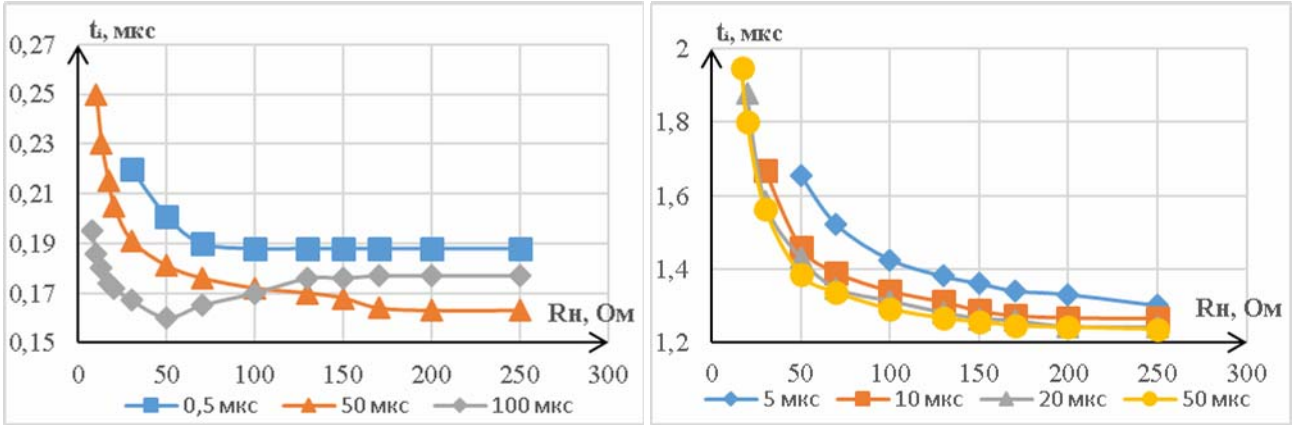


Рис. 2

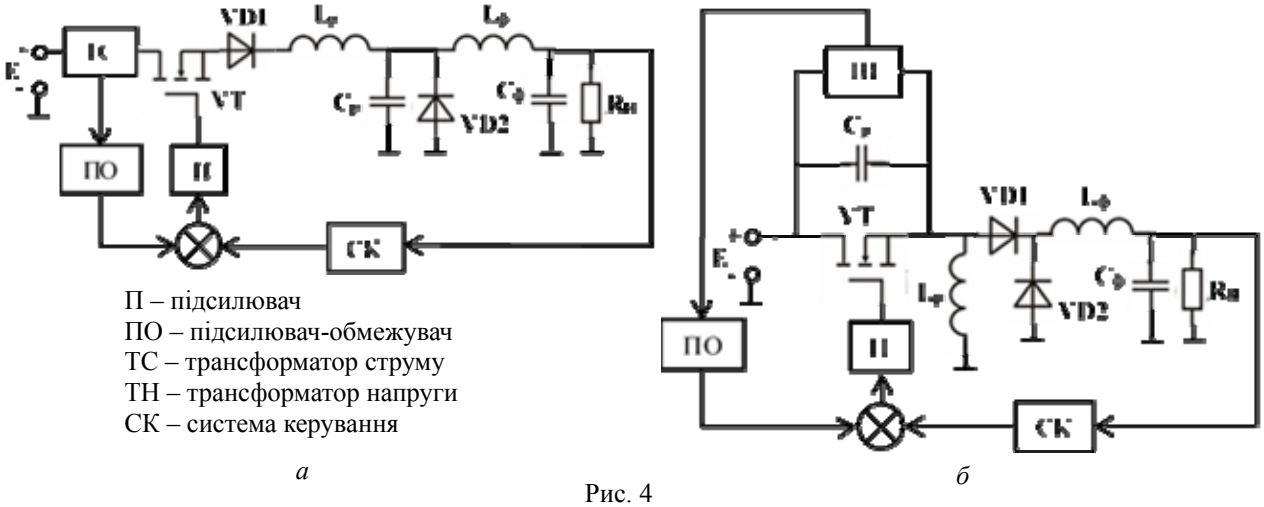
Як показали дослідження послідовних та паралельних КРІП-ПНС, у разі зменшення опору навантаження резонансна частота змінюється. На рис. 3 показані комутаційні характеристики послідовного (*а*) і паралельного (*б*) КРІП-ПНС, на яких зображені залежності тривалості імпульсів керування електронними ключами t_i від зміни опору навантаження $R_Н$ при різних періодах імпульсів керування $T_{ПЕР}$. На комутаційних характеристиках ми бачимо три характерних області: I – область жорсткого вимикання електронного ключа, коли струм резонансного контура не досягає нульового значення на першому напівперіоді його коливання; II – область динамічної комутації, коли струм резонансного контура досягає нульового значення на першому напівперіоді його коливання, однак момент його переходу через нуль значно залежить від величини опору навантаження; III – область статичної комутації, коли струм резонансного контура досягає нульового значення на першому напівперіоді його коливання, а момент його переходу через нуль не залежить від зміни опору навантаження.

Квазікерування КРІП. На рис. 4 показані функціональні схеми квазікерування КРІП: *а* – КРІП-ПНС, *б* – КРІП-ПНН. На початку роботи КРІП система СК формує короткий імпульс, який відкриває електронний ключ. Після цього на вторинних обмотках ТС (КРІП-ПНС) або ТН (КРІП-ПНН) формуються напруги, пропорційні резонансному струму або резонансній напрузі відповідно. Вони підсилюються ПО, формуючи імпульси відкривання перетворювача, тобто формується місцевий позитивний зворотний зв’язок, який підтримує електронні ключі у відкритому стані. Імпульс керування СК при цьому може зніматися. Тоб-



а *б*

Рис. 3



П – підсилювач
ПО – підсилювач-обмежувач
ТС – трансформатор струму
ТН – трансформатор напруги
СК – система керування

а *б*

Рис. 4

то електронні ключі на подальшому інтервалі відкритого стану від СК не керуються. Це і є принцип квазікерування. Коли резонансний струм (КРІП-ПНС) або напруга (КРІП-ПНН) буде наближатися до нуля, позитивний зворотний зв'язок закінчиться і електронні ключі закриються. Умови виникнення позитивного зворотного зв'язку визначаються принципами теорії автоматичного керування для замкнутих систем.

Висновки. Визначено фактори, які впливають на власну частоту резонансного контура в КРІП; показано, що вимикання електронного ключа при ненульовому струмі призводить до збільшення комутаційних втрат на інтервалі вимикання більше ніж у 200 разів; обгрунтовано використання автоматичного квазікерування електронними ключами КРІП, яке дало змогу вимикати електронні ключі у разі нульового струму (КРІП-ПНС) або нульової напруги (КРІП-ПНН) під впливом всіх дестабілізуючих факторів. Використання автоматичного квазікерування КРІП дало змогу спростити синтез систем керування перетворювачів, а використання трансформаторів струму або трансформаторів напруг дає змогу забезпечити гальванічну розв'язку силової частини та системи керування.

1. Городний А.Н. Анализ мощности рассеивания транзисторным ключом в последовательных импульсном и квазирезонансном преобразователях. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 3. С. 75–76.
2. Жуйков В.Я., Терещенко Т.О., Ямненко Ю.С., Мороз А.В. Регульовані фільтри джерел живлення для захисту інформації в мікроконтролерах: монографія. Київ: Кафедра, 2016. 184 с.
3. Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Пазєєв А.Г. Безперервні наближені моделі перетворювачів змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності. *Технічна електродинаміка*. 2011. № 6. С. 11–17.
4. Denisov Y., Gordienko V., Gorodny A., Stepenko S., Yershov R., Prokhorova A., Kostyrieva O. Power losses in MOSFET switch of quasi-resonant pulse converter with series resonant circuit. 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS). 2016. P. 1–6.
5. Denisov Y., Gorodny A., Gordienko V., Yershov R., Stepenko S., Kostyrieva O., Prokhorova A. Switch operation power losses of quasi-resonant pulse converter with parallel resonant circuit. International Scientific Conference on *Electronics and Nanotechnology* (ELNANO): Thirty-Fourth Annual IEEE. 2016. P. 327–332.
6. Yershov R.D., Naumov D.O., Revko A.S., Tytelmaier K.O. Energy efficiency analysis in distributed electrical networks based on embedded system and combined calculation algorithm. Applied Physics, 2015 International *Young Scientists Forum* (YSF). 2015. P. 1– 4. DOI: 10.1109/YSF.2015.7333224
7. Gorodniy O., Gordienko V., Stepenko S., Boyko S., Sereda O. Impact of Supply Voltage Change on the Energy Performance of Boost Quasi-Resonant Converter for Radioelectronic Equipment Power Supplies. *Modern Electrical and Energy Systems* (MEES). 2017. P. 232–235.
8. Tomioka S., Abe S., Shoyama M., Ninomiya T., Firmansyah E. A zero–current–switch quasi–resonant boost converter with transformer compensated clamp circuit. 19th *International Scientific Conference on Electric Power Engineering* (EPE). Barcelona, 2009. P. 1–8.
9. Tomioka S., Abe S., Shoyama M., Ninomiya T., Firmansyah E. Zero–current–switched quasi–resonant boost converter in power factor correction application. 24th Annual IEEE *Applied Power Electronics Conference and Exposition* (APEC). 2009. P. 1165–1169.
10. Voytenko V., Stepenko S. Simulation peculiarities of high-frequency zero-current switching quasi-resonant boost converter. Proc. IEEE 35th IEEE International Conference on *Electronics and Nanotechnology* ELNANO2015. Kyiv, Ukraine, 21-24 April 2015. P. 486–491. DOI:10.1109/ELNANO.2015. 7146935

УДК 621.316.721
А.Н. Городний, канд. техн. наук
Черниговский национальный технологический университет,
ул. Шевченко, 95, Чернигов, 14027, Украина

ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫМИ КЛЮЧАМИ В КВАЗИРЕЗОНАНСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Проанализированы особенности управления квазирезонансными импульсными преобразователями (КРИП), переключаемыми при нулевом токе (КРИП-ПНТ), и КРИП, переключаемыми при нулевом напряжении (КРИП-ПНН), описаны способы уменьшения динамических потерь при переключении электронных ключей. Также обоснованы причины изменения параметров токов и напряжений в резонансных контурах этих преобразователей, в результате которых меняется их собственная частота, и последствия этого явления. Рассмотрены принципы автоматического квазиуправления электронными ключами этих преобразователей, благодаря которым упрощается синтез систем управления и уменьшаются динамические потери в электронных ключах. Библ. 10, рис. 4, таблица.

Ключевые слова: квазирезонансный импульсний преобразователь, резонансный ток, резонансное напряжение, электронный ключ, комутационные потери.

O.M. Gorodniy
Chernihiv National University of Technology,
Shevchenka str., 95, Chernihiv, 14035, Ukraine

FEATURES OF CONTROLLING ELECTRONIC SWITCHES IN QUASI-RESONANT PULSE CONVERTERS

The features of the control of zero-current-switch quasi-resonant pulse converter (QRPC-ZCS) and zero-voltage-switch quasi-resonant pulse converter (QRPC-ZVS) are researched. The ways of the dynamic losses reduction when switching electronic switches are described. Also reasons for changing the parameters of currents and voltages in the resonant circuits of these converters, that changes their own frequency, and the consequences of this fact are substantiated. The principles of automatic quasi-control of electronic switches of these converters are considered, what simplifies the synthesis of control systems and reduces the dynamic losses in electronic switches. References 10, figures 4, table.

Key words: quasi-resonance pulse converter, resonant current, resonant voltage, electronic switch, switching losses.

1. Gorodnyi A.N., Analyzing of transistor switch dissipation power in sequential type switched-mode and quasi-resonant zero current switch converters. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2012. No. 3. P. 75–76 (Rus).
2. Zhuikov V.Y., Tereshchenko T.O., Yamnenko Y.S., Moroz A.V., Adjustable filters of power supplies for information security in microcontrollers: monograph. Kiev: Kafedra, 2016. 184 p. (Ukr)
3. Shydlovskyi A.K., Zharkin A.F., Pazieiev A.G., Continuous approximate model of AC/DC converters with active power factor correction. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2011. No. 6. P. 11–17. (Ukr)
4. Denisov Y., Gordienko V., Gorodny A., Stepenko S., Yershov R., Prokhorova A., Kostyrieva O. Power losses in MOSFET switch of quasi-resonant pulse converter with series resonant circuit. 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS). 2016. P. 1–6.
5. Denisov Y., Gorodny A., Gordienko V., Yershov R., Stepenko S., Kostyrieva O., Prokhorova A. Switch operation power losses of quasi-resonant pulse converter with parallel resonant circuit. International Scientific Conference on *Electronics and Nanotechnology* (ELNANO): Thirty-Fourth Annual IEEE. 2016. P. 327–332.
6. Yershov R.D., Naumov D.O., Revko A.S., Tytelmaier K.O. Energy efficiency analysis in distributed electrical networks based on embedded system and combined calculation algorithm. Applied Physics, 2015 International *Young Scientists Forum* (YSF). 2015. Pp. 1–4. DOI: 10.1109/YSF.2015.7333224
7. Gorodniy O., Gordienko V., Stepenko S., Boyko S., Sereda O. Impact of Supply Voltage Change on the Energy Performance of Boost Quasi-Resonant Converter for Radioelectronic Equipment Power Supplies. *Modern Electrical and Energy Systems* (MEES). 2017. P. 232–235.
8. S. Tomioka, S. Abe, M. Shoyama, T. Ninomiya, E. Firmansyah, A zero–current–switch quasi–resonant boost converter with transformer compensated clamp circuit. 19th International Scientific Conference on *Electric Power Engineering* (EPE). Barcelona, 2009. P. 1–8.
9. S. Tomioka, S. Abe, M Shoyama, T. Ninomiya, E. Firmansyah, Zero–current–switched quasi–resonant boost converter in power factor correction application. 24th Annual IEEE *Applied Power Electronics Conference and Exposition* (APEC). 2009. P. 1165–1169.
10. Voytenko V., Stepenko S. Simulation peculiarities of high-frequency zero-current switching quasi-resonant boost converter. Proc. IEEE 35th IEEE International Conference on *Electronics and Nanotechnology* ELNANO2015. Kyiv, Ukraine, 21-24 April 2015. P. 486–491. DOI:10.1109/ELNANO.2015. 7146935.

Надійшла 31.05.2018
Received 31.05.2018

УДК 621.316.5

ВДОСКОНАЛЕННЯ МОНІТОРИНГУ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ МЕХАНІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ВИМИКАЧІВ

А.В. Панов, пров. інж**, В.І. Паньків** асп.**, М.Ф. Сопель**, докт. техн. наук, **Є.М. Танкевич**, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна
e-mail: av-panov@ukr.net

На основі розгляду структури, фізичних процесів та функціонування блока керування та привідного механізму високовольтного вимикача виконано аналіз діагностичних показників і показників моніторингу та способів їх визначення з точки зору інформативності, обґрунтованості та ефективності використання в системах онлайн моніторингу вимикачів. Запропоновано метод і алгоритм комплексного автоматичного визначення показників моніторингу механічних елементів вимикача включно і ряду нових, запропонованих у роботі показників, що стосуються котушок вимкнення/вмикання, таких як локальні екстремуми струмів і відповідні їм моменти часу, активний опір, індуктивність та стала часу затухання струму котушок. Бібл. 13, рис. 6.
Ключові слова: високовольтний вимикач, блок керування, привідний механізм, технічний стан, моніторинг.

Вступ. Високовольтні вимикачі (ВВ) є критично важливим обладнанням в електроенергетичних системах (ЕЕС). Вони слугують зв'язком між генерацією та споживанням електроенергії, відповідно надійність і продуктивність їх функціонування значно впливають на надійність та стабільність самої ЕЕС. З метою забезпечення надійної і стабільної експлуатації ВВ проводяться їх регулярний огляд та обслуговування, що є не завжди економічно виправданим, оскільки відбувається або надлишок обслуговування, або воно недостатнє, результатом чого є можлива відмова вимикача.

Узагальнена статистика пошкоджень ВВ [1] свідчить про те, що найбільш ймовірними чинниками відмови вимикача є механічні пошкодження або зношення елементів привідного механізму чи контактної системи. Застосування системи моніторингу параметрів вимикача дає змогу отримувати значний перелік корисної інформації про технічний стан (ТС) у вигляді показників моніторингу (ПМ), подальша обробка якої дає змогу не тільки виявляти можливі пошкодження окремих частин вимикача, але й заздалегідь прогнозувати можливі відмови без виведення його з експлуатації. Зазначимо, що під показником моніторингу розуміється властивість (величина) об'єкта моніторингу, обрана для його спостереження та оцінювання стану за часом або простором [2].

Технічний стан елементів і вимикача в цілому зазвичай визначається шляхом обробки даних вимірювання та моніторингу, отримуваних від різних елементів вимикача за процесів його вмикання/вимикання. Так, у працях [3-7], де об'єктом дослідження є струми котушок вмикання/вимикання, аналізуються різні діагностичні показники, пов'язані зі значеннями характерних точок кривих струмів (екстремумів) або ж з різними періодами часу, отримуваними в результаті цифрової обробки кривих цих струмів. У працях [8, 9] як джерело інформації використана крива руху основних контактів вимикача. У першій з них діагностичними показниками є швидкість руху основних контактів та відстань, яку вони проходять під час свого руху, в другій – тривалість специфічних чотирьох періодів часу, що характеризують рух контактів, та їх зміни в подальших операціях вмикання/вимикання.

У працях [10–13] описано способи отримання параметрів моніторингу на основі використання та аналізу інформації, одержаної від двох джерел в їх різних комбінаціях. У [10] запропоновано спосіб отримання діагностичних параметрів шляхом поєднання інформації, одержаної від струмів котушок вмикання/вимикання та кривої руху основних контактів вимикача, в [11] – струмів котушок та струму привідного механізму, в [12] – струмів котушок та положення допоміжних контактів, у [13] – кривої руху основних контактів та положення допоміжних контактів. Поглиблений аналіз зазначених праць показує, що не всі пропоновані

© Панов А.В., Паньків В.І., Сопель М.Ф., Танкевич Є.М., 2018

й розглядаємі в них контрольовані параметри і характеристики ВВ, що стосуються його блока керування та приводного механізму, і відповідні їм показники моніторингу є достатньо обґрунтованими, інформативними та реально доступними, для того щоб їх використання в алгоритмі розпізнавання стану ВВ, реалізованому в системі моніторингу, забезпечило належну якість моніторингу.

Мета роботи: оцінювання можливостей існуючих способів отримання моніторингових даних про ТС ВВ, пошук і обґрунтування нових ПМ, розробка методу і алгоритму комплексного визначення ПМ ТС механічних елементів ВВ з пружинним приводом, використання яких в системах комплексного он-лайн моніторингу забезпечить підвищення інформативності моніторингу та достовірності даних про ТС ВВ, якості його ТО, а відтак і надійності функціонування.

Структура, фізичні процеси та функціонування блока керування та привідного механізму вимикача. На рис. 1 зображена схема кіл керування вимикача з пружинним привідним механізмом для вимкненого стану. Як видно з рис. 1, коло керування складається з самої пружини (spring, S), двигуна для накопичення енергії в пружині (motor, M), додаткових контактів (auxiliary contacts, AC), котушок (соленоїдів) вмикання (close coil, CC) і вимикання (trip coil, TC) та реле захисту від повторного замикання допоміжних контактів (anti pumping relay, AR) [3]. Котушки вмикання/вимикання є ідентичними та являють собою обмотку, навиту навколо сталевого осердя (плунжера), який здатний рухатись вздовж обмотки. Додаткові контакти можуть знаходитись у двох станах: «розімкнуто» та «замкнуто». Зміна положень контактів не відбувається миттєво, а з певною затримкою часу. Енергія, необхідна для операцій вмикання/вимикання, зберігається в пружині, яка стискається за допомогою електричного двигуна. Впродовж операції вмикання пружина рухає валом керування, який приводить у дію систему тягових стержнів, спричиняючи при цьому переміщення основного рухомого контакту та заведення пружини вимикання. Пружина вимикання зберігатиме енергію до наступної події розмикання контактів (вимкнення вимикача).

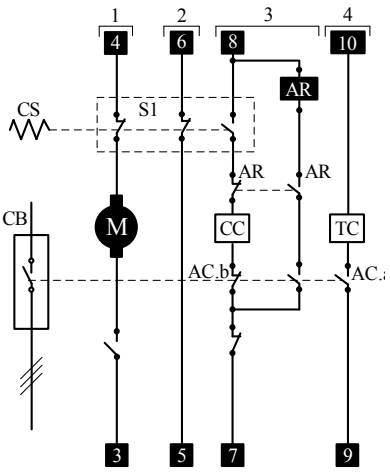


Рис. 1

Аналізуючи основні елементи кола керування вимикача та їх функції, розглянемо процес вимкнення (рис. 2) та визначимо його можливості, як джерела моніторингових даних про ТС вимикача. Ініціатором цього процесу є створений безпосередньо релейним захистом, автоматикою чи опосередковано диспетчером бінарний сигнал (логічна одиниця), який подається в коло керування вимикача на момент часу t_0. З невеликою затримкою часу $t_0 - t_1$ на контакти 9-10 кола 4 (рис. 1) подається напруга від підстанційної акумуляторної батареї живлення вторинних кіл. Оскільки додатковий контакт «а» є нормально замкнутим для режиму вимкнення вимикача, в колі 4 з моменту часу t_1 через котушку вимкнення починає протікати струм. Протікаючи через котушку, струм створює в ній потокозчеплення, яке, взаємодіючи з плунжером, утворює навколо нього електромагнітне поле та індукує в ньому електромагнітну рушійну силу. Внаслідок цього плунжер починає свій рух в бік засувки, який на початкових етапах є сповільненим через вплив на плунжер протидіючих електромагнітній рушійній силі в котушці сил тертя та земного тяжіння, що зменшує швидкість стрімкого зростання струму котушки. Відображенням цього є характерна початкова ділянка кривої струму котушки з дотичною 1 до неї.

У разі перевищення створеними електромагнітним полем і електромагнітною рушійною силою протидіючих сил тертя та тяжіння рух плунжера стає рівномірним, а струм котушки зростає, на що вказує лінійна ділянка кривої струму з дотичною 2 до неї. У міру виходу плунжера з котушки електромагнітне поле між ними зменшується і відповідно зменшується електромагнітна рушійна сила, що спричинила рух плунжера. Проте вплив сил тяжіння та тертя на плунжер все ж таки залишається і це відображатиметься на формі кривої струму котушки дещо повільнішим зростанням струму (дотична 3) і досягнення ним свого першого пікового значення I_{p1}.

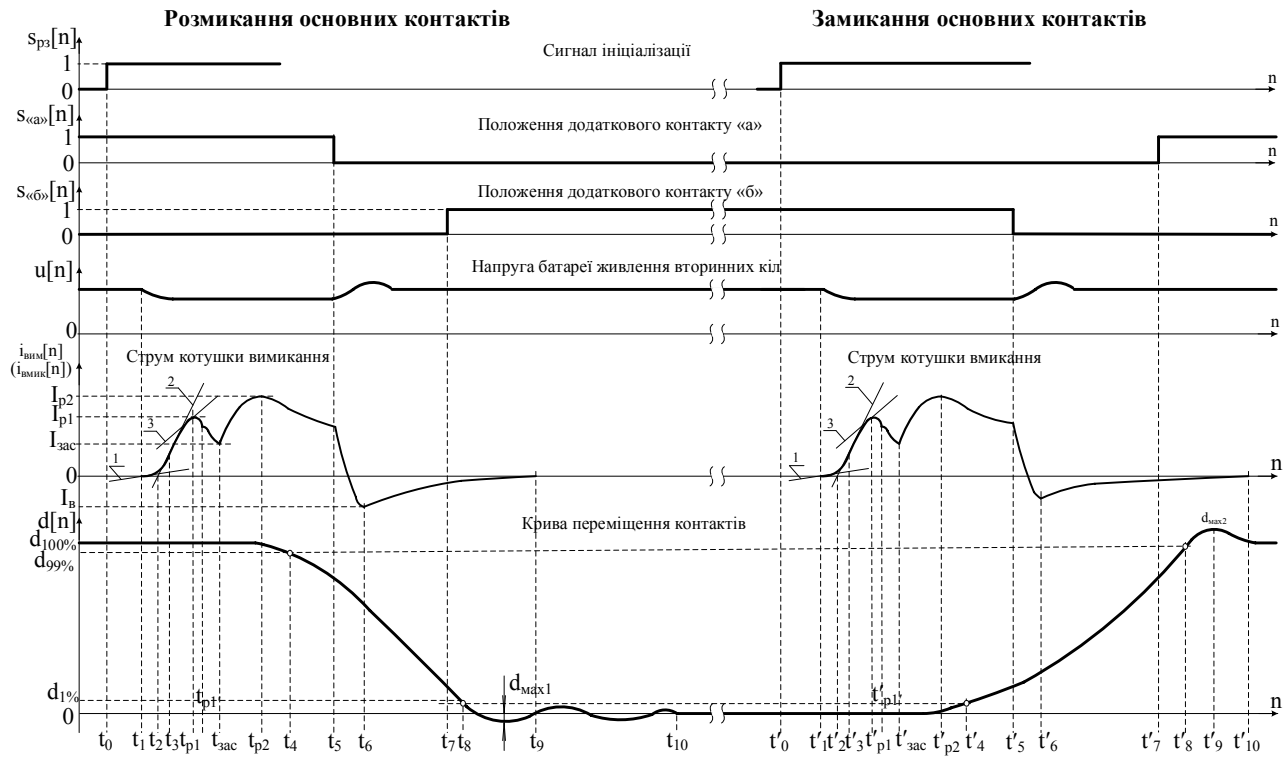


Рис. 2

Через інтервал часу $t_1 - t_{p1}$ плунжер досягає немагнітного штовхача або зажимної планки (залежно від конструкції), які переміщують засувку. Поєднання інерційної маси плунжера з немагнітним штовхачем, планкою та основною засувкою спричиняє значну протидіючу електромагнітному полю силу і його послаблення, що відображається зменшенням значення струму до локального мінімуму $t_{зас}$. Інтервал часу $t_{p1} - t_{зас}$ – це час взаємодії плунжера з немагнітним штовхачем, зажимною планкою та засувкою. Повне зміщення засувки звільняє шлях плунжеру і відповідно він починає вільно рухатись під дією електромагнітного поля, що відображається на кривій струму різким зростанням його значення до глобального максимуму I_{p2} на момент t_{p2}.

На момент часу t_{p2} на плунжер починає діяти механізм стримування його руху і повернення в початкове положення, що відображається на кривій струму поступовим плавним зменшенням його значення на інтервалі $t_{p2} - t_5$.

Зміна положення засувки звільняє накопичену енергію заведеної пружини вимикання і приводить у дію механізм керування ВВ. Відповідно починає рухатися основний рухомий контакт, а також з певною затримкою часу змінюється положення додаткового контакту «а» з стану «замкнуто» на стан «розімкнуто».

Проміжок часу $t_{зас} - t_4$ відповідає часу реакції заведеної пружини та механізму керування щодо приведення в дію основного рухомого контакту. t_4 – зафіксований момент проходження основним рухомим контактом деякої відстані від початкової позиції (наприклад, 1 чи 0,5 % усього шляху), яка засвідчує початок його руху. Проміжок часу $t_{зас} - t_5$ – це час реакції заведеної пружини та механізму керування щодо зміни положення додаткового контакту «а». Розмикання додаткового контакту «а» свідчить про зняття напруги з кола 4 (рис. 1) і зникнення електромагнітного поля, спричиненого дією напруги підстанційної акумуляторної батареї живлення.

У цьому випадку під дією протидіючої електромагнітному полю сили утримувача плунжера відбувається його різке затягування (рух у зворотному напрямку) назад в котушку, цим самим індукуючи електромагнітну рушійну силу в котушці, протилежну раніше створюваній. На кривій струму рис. 2 цей процес відображається різким зниженням значення стру-

му і зміною його полярності на інтервалі часу $t_3 - t_6$. Далі плунжер перебуває в стані спокою. За проміжок часу $t_6 - t_9$ відбувається вільне затухання струму в колі з індуктивністю та опором, якими характеризується сама котушка.

Інтервал часу $t_4 - t_8$ можна вважати часом руху основних контактів. Момент часу t_6 відповідає 99 % пройденої відстані основним рухомим контактом, тобто це момент, коли він практично дійшов положення «розімкнуто». Зрозуміло, що позиція рухомого контакту в момент t_8 не є його дійсною кінцевою позицією через можливі коливання контакту, проте таке визначення цього моменту, як і моменту початку руху контакту t_4 прийнято з метою уникнення неадекватних вимірювань і забезпечення їх єдності.

На проміжку часу $t_8 - t_{10}$ відбувається затухання коливань основного рухомого контакту, зумовлених дією його амортизатора.

Оскільки механізм керування поєднує в собі рухомий основний контакт та додаткові контакти «а» і «б», то після проходження основним рухомим контактом майже всієї відстані до положення вимкнуто, змінює своє положення додатковий контакт «б» з стану «розімкнуто» на «замкнуто». В праці [13] для випадку, якщо криву руху неможливо зареєструвати (відсутній датчик), пропонується використовувати для аналізу тривалість часового проміжку $t_5 - t_7$, який відповідає часу зміни положень обох додаткових контактів.

Як було зазначено вище, у випадку автоматичного повторного ввімкнення або видачі опосередковано диспетчером команди за необхідності вмикання вимикача, буде сформований сигнал – логічна одиниця на замикання його основних контактів. Відповідно цей процес можна розглядати в новому часовому просторі, присвоївши початку сигналу ініціалізації момент часу t_0' (права частина рис. 2). У цьому разі напруга від підстанційної акумуляторної батареї живлення подається на затискачі 7-8 кола 3 (рис. 2) і, оскільки положення додаткового контакту «б» є замкнутим, у колі 3 (через котушку вмикання) протікатиме струм. Далі в механізмі керування і механічних елементах вимикача відбуватимуться процеси, аналогічні тим, що описані для операції вимикання. Криві, що характеризують ці процеси, показані на правій частині рис. 2.

Показники моніторингу механічних елементів ВВ. Оцінимо можливості отримання моніторингових даних про ТС його механічних елементів з представлених на рис. 2 окремих складових процесу вимкнення ВВ. Інтервал часу $t_0 - t_1$ від моменту видачі сигналу ініціації процесу вимкнення в коло керування вимикача до моменту подачі напруги від підстанційної акумуляторної батареї живлення вторинних кіл пропонується визначати лише в [4, 12], проте не вказано, про що може свідчити цей ПМ.

У працях [3, 5, 6] для діагностування механічних відмов вимикача пропонується визначати перше пікове значення струму котушки I_{p1}, а також час його досягнення як інтервал часу $t_0 - t_{p1}$, який включає в себе й інтервал $t_0 - t_1$, що не дає змоги ідентифікувати останній окремо. А це є важливим для моніторингу, оскільки аналіз відхилень дотичних 1, 2, 3 до кривої струму (похідної струму) на трьох різних її ділянках може вказувати не лише на зміну сили тертя на рух плунжера, а відповідно на необхідність поповнення чи заміни мастила. Зазначимо, що такі показники моніторингу, як похідні струму котушки, відповідні дотичним 1, 2, 3, можуть свідчити не лише про зміни сили впливу тертя на рух плунжера і брак мастила (за умов сталої напруги живлення і незмінного опору котушки), а також і про зміни електричного опору котушки (за умов стабільності впливу сили тертя на рух плунжера).

У [7] пропонується фіксувати як ПМ час спрацювання засувки, що визначається як час від моменту t_{p1}' раптового зменшення швидкості плунжера після його удару в засувку, який належить часовому проміжку $t_{p1} - t_{зас}$, до моменту $t_{зас}$, досягнення ними двома упору. Як видно з рис. 2, на кривій струму котушки цей процес відображається майже непомітним горизонтальним відрізком. Це неуніверсальний і непродуктивний ПМ, оскільки його значення залежить від типу приводу, в якому можуть бути плунжер і засувка або плунжер, штовхач і засувка. До того ж він важко ідентифікується математичними методами. Натомість доціль-

но визначати час спрацювання засувки (час взаємодії плунжера з немагнітним штовхачем, заживною планкою і засувкою $t_{p1} - t_{зас}$) як інтервал між моментом досягнення струмом першого пікового значення I_{p1} і локального мінімуму $I_{зас}$. Збільшення періоду цього часу сигналізуватиме про появу певних проблем, пов'язаних з цими елементами (залипання засувки, необхідність заміни мастила та ін.). При цьому також доцільно здійснювати паралельний контроль значення $I_{зас}$, оскільки його зменшення у разі наступних розмикань основних контактів, зменшення свідчитиме про більшу протидіючу силу інертній масі плунжера та електромагнітній силі, яка призводить його рух.

Збільшення періоду часу $t_{зас} - t_4$ між моментом зміни положення засувки $t_{зас}$ і моментом початку руху основним контактом t_4 і періоду $t_{зас} - t_5$ між моментом зміни положення засувки $t_{зас}$ і моментом t_5 зміни положення додатковим контактом «а» може свідчити про певні недоліки в механізмі керування, який складається з набору стержнів та їх з'єднань, втрату пружиною еластичності або залипання додаткового контакту.

За умов відсутності датчика руху основного контакту для визначення таких показників он-лайн моніторингу стану привідного механізму і кола керування ВВ як інтервал часу $t_4 - t_8$ від моменту t_4 початку руху основного контакту до моменту t_8 досягнення кривою руху мінімального значення (операція вимкнення) та інтервал часу від моменту t_4' початку руху основного контакту до моменту t_8' досягнення кривою руху максимального значення (операція вмикання) в [13] пропонується контролювати періоди часу дії додаткових контактів. Отже, йдеться про використання наближених значень зазначених ПМ , оскільки в такому разі не враховується затримка часу від початку руху основного контакту t_4 до зміни положення додаткового контакту t_5.

У працях [6, 10] для оцінювання стану вимикача через струми його котушок вмикання/вимикання пропонується як ПМ друге пікове значення струмів t_{p2}, але не йдеться на які дефекти чи відмови в механічних елементах вимикача цей ПМ може вказати. Дійсно, це є характерна точка на кривій струму, яка розмежовує дві важливі для моніторингу ділянки, аналіз особливостей яких може бути джерелом корисної додаткової інформації. Перша з них – це зростання струму до максимуму на інтервалі $t_{зас} - t_{p2}$, що характеризує вільний рух плунжера під дією електромагнітного поля котушки після повного зміщення засувки, друга – це повільне спадання струму на інтервалі $t_{p2} - t_5$, що характеризує силу, стримуючу рух плунжера і повернення його в початкове положення після повного зміщення засувки.

Корисну інформацію про стан вимикача можна також отримати контролюючи значення локального мінімуму струму $t_{зас}$ котушки, що відповідає моменту повного зміщення засувки. Зменшення значення цього мінімуму порівняно з його нормальним значенням вказуватиме на зростання сили, протидіючої інертній масі плунжера та електромагнітній силі, яка спричиняє його рух.

На думку деяких дослідників, ПМ можуть бути період часу від моменту t_5 розмикання додаткового контакту «а» до моменту t_9 повного затухання струму котушки [7], інтервал $t_4 - t_8$ – час руху основного контакту під час операції відмикання – час між вибраними точками 99 і 1 % на кривій руху контакту, інтервал $t_4' - t_8'$ – час руху основного контакту під час операції замикання [7, 9]. При цьому не вказано, на які конкретні пошкодження чи відмови може вказувати зміна значень ПМ, що розглядаються в них.

Автори вважають за доцільне визначати з цієї останньої ділянки кривої струму котушки такі величини, як період $t_6 - t_9$ від моменту досягнення плунжером стану спокою t_6 до моменту t_9 повного затухання струму котушки вимкнення (досягнення ним нульового значення), значення глобального мінімуму струму $I_в$ в момент t_6 зупинки плунжера, а також значення напруги в момент зміни положення додаткового контакту «а». Знання цих величин часу дають змогу розрахувати постійну часу затухання струму котушки, що визначається

співвідношенням її активного опору та індуктивності, а зміни значення цього ПМ при подальших операціях може стати свідченням, наприклад, появи короткозамкнутих витків у котушці. Крім того, зміна складових електричного опору котушки – активного опору та індуктивності чи їх співвідношення у разі подальших перемикань у свою чергу призведе до зміни значень усіх інших, пов'язаних зі струмом котушки, ПМ. Це вказує на важливість здійснення моніторингового контролю постійної часу затухання струму котушки для оцінювання стану механічних елементів вимикача.

Фіксація моментів t_4 і t_8 та часового проміжку $t_4 - t_8$ має бути важливою операцією моніторингу, оскільки дасть змогу визначити швидкість руху основних контактів. Збільшення часу руху основних контактів в операції вимкнення, тобто зменшення їх швидкості сигналізуватиме про довший час горіння дуги і відповідно швидшу ерозію основних контактів або про можливе зростання сил тертя. І навпаки, зменшення часу руху основних контактів в операції вмикання свідчитиме про збільшення швидкості руху основних контактів і буде сигналом про сильніший від нормального удар основного рухомого контакту в амортизатор і зростання його механічного напруження.

На можливість використання для контролю стану амортизатора часу руху основних контактів $t_4 - t_8$ за операції вимкнення, тобто інтервалу часу між вибраними точками 99 і 1 % на кривій їх руху вказується в праці [9]. Зміна значення цього ПМ порівняно з нормальним його значенням може свідчити про послаблення дії амортизатора.

На думку авторів, для контролю стану амортизатора важливо і можливо також контролювати період часу затухання вільних коливань основного контакту $t_8 - t_{10}$ від моменту часу t_8, що відповідає практично розімкнутим контактам вимикача, до моменту закінчення взаємодії амортизатора та основного рухомого контакту t_8, де розрахована швидкість контакту буде стабільно нульовою. Зростання амплітуди коливань на періоді часу $t_8 - t_{10}$ та тривалості цього періоду свідчитимуть про певні недоліки в самому амортизаторі. Контроль часткового виходу рухомого контакту за межі номінальної відстані у разі виконання операції вмикання (точка $d_{\max 2}$, відповідна моменту t_9', може дати додаткову інформацію про зношення (ерозію) основного нерухомого контакту).

Корисну додаткову інформацію про стан механічних елементів і механізму керування вимикача можна отримати виконуючи моніторинг відношення деяких періодів часу, наприклад $(t_4 - t_8)/(t_5 - t_7)$. Якщо період часу $t_5 - t_7$ зростатиме, наприклад внаслідок залипання додаткового контакту «б», то відношення $(t_4 - t_8)/(t_5 - t_7)$ зменшуватиметься, що частково дасть можливість ідентифікувати несправність. Проте слід враховувати значення моменту часу t_5 – зміни положення рухомого контакту «а», яка також може статися з запізненням по відношенню до моменту t_4, оскільки може бути залипання і цього контакту. Тому слід накладати додаткові умови щодо контролю відношення часу $(t_4 - t_8)/(t_5 - t_7)$, здійснюючи одночасний контроль відношення періоду $t_{зас} - t_4$, що характеризує реакцію заведеної пружини та механізму керування на приведення в дію основного рухомого контакту, до інтервалу $t_{зас} - t_5$, який характеризує реакцію заведеної пружини та механізму керування на зміну положення додаткового контакту «а». Якщо це відношення стале для двох послідовних операцій вимикання вимикача, а відношення $(t_4 - t_8)/(t_5 - t_7)$ зменшилось, то це свідчить про залипання додаткового контакту «б». Якщо відношення $(t_{зас} - t_4)/(t_{зас} - t_5)$ змінюється з послідовним вимиканням вимикача, то це свідчить про залипання додаткового контакту «а». В загальному розробка алгоритму розрахунку усіх можливих варіантів і значень зазначених співвідношень та їх аналізу може сприяти обгрунтуванню та розширенню складу ПМ вимикача.

Варто також зазначити, що деякі з окремо взятих розглянутих чи пропонованих ПМ можуть безпосередньо не відображати ТС вимикача, однак їх використання в сукупності з усіма іншими ПМ сприятиме підвищенню якості моніторингу і надійності функціонування вимикача.

Розробка алгоритмів визначення показників моніторингу за його даними. Припустимо, що записані дані процесу вимкнення вимикача містять такі масиви інформації: $t[n]$ – масив значень моментів часу, в які відбирались вибірки значень джерел інформації; $s_{рз}[n]$ – масив значень вибірок бінарного сигналу ініціалізації процесу вимкнення (сигнал від релейного захисту чи диспетчера); $u[n]$ – масив значень вибірок напруги живлення від підстанційної акумуляторної батареї; $s_{"а"}[n], s_{"б"}[n]$ – масиви значень вибірок бінарних сигналів, що описують положення додаткових контактів «а» та «б»; $i_{вим}[n]$ – масив вибірок значень вибірок струму котушки вимкнення; $d[n]$ – масив значень вибірок переміщення рухомого контакту в бік амортизатора.

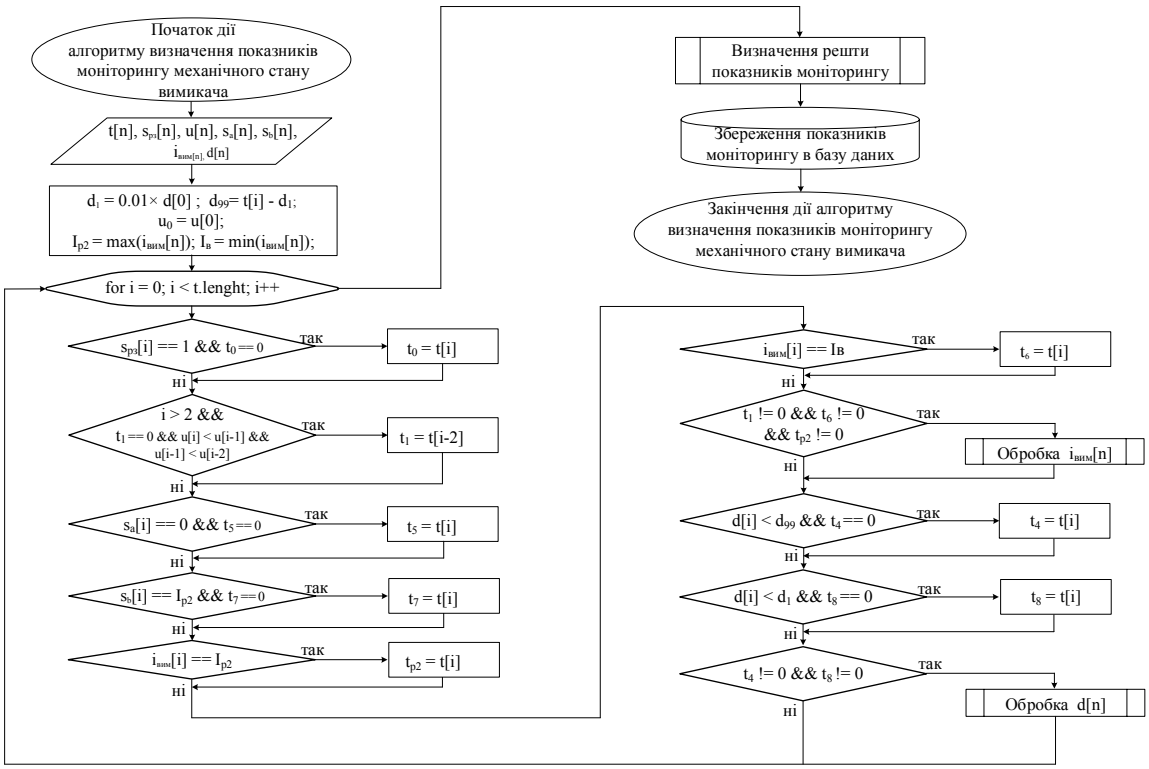
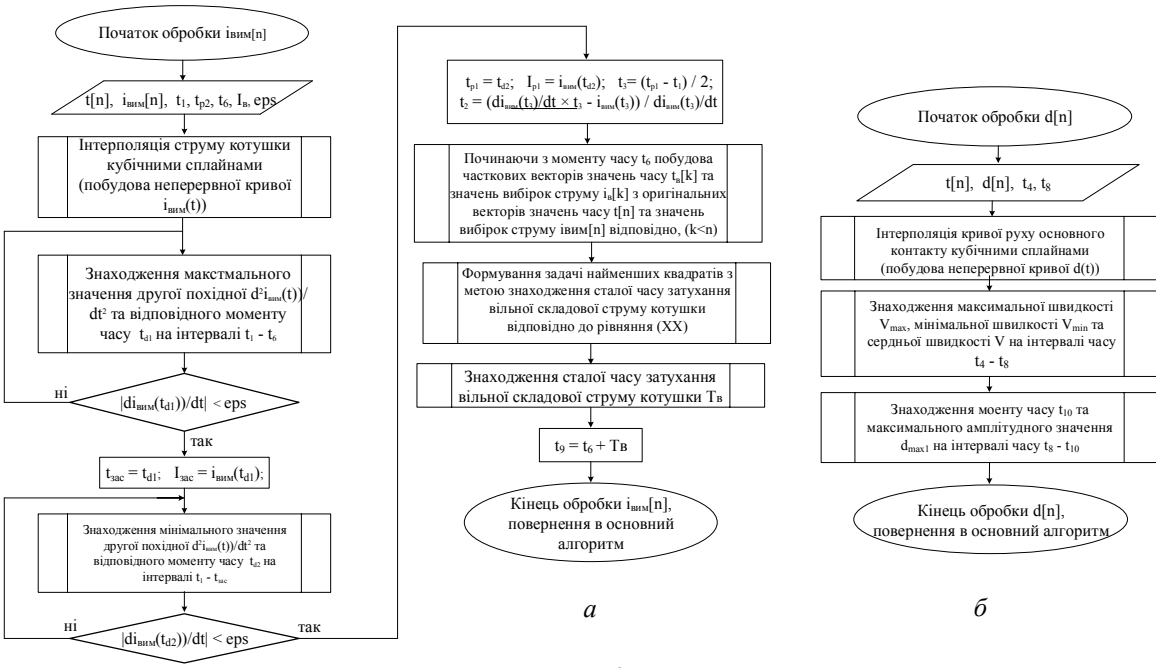


Рис. 3



а *б*

Рис. 4

Алгоритми, які наведено на рис. 3 і 4 *а, б*, описують механізм отримання з даних вимірювань усіх розглянутих показників моніторингу механічного стану вимикача. Для визначення локальних максимуму I_{p1} та мінімуму $I_{зас}$ і відповідних їм моментів часу t_{p1} та $t_{зас}$ кривої струму котушки за наявності лише дискретних значень вибірок струму $i_{вим}[n]$ скористаємося відомими твердженнями – умовами наявності локальних екстремумів функції. Якщо функція в точці має локальний екстремум, то значення її першої похідної в цій точці рівне нулю. Також відомо, якщо в точці, де перша похідна функції рівна нулю, а її друга має додатній характер, то це є точка локального мінімуму, і навпаки, якщо друга похідна функції в точці рівності її першої похідної нулю має від'ємний характер, то це засвідчує локальний максимум функції.

Проте застосування чисельних методів розрахунку першої та другої похідних функцій до дискретних значень вибірок струму у відповідні моменти часу призводить до значних похибок у визначенні ПМ. Тому для згладжування та побудови неперервної функції, що дало б можливість визначення неперервних першої та другої похідних струму, здійснюється інтерполяція дискретних даних струму кубічним сплайном.

Інтерполювавши криву струму та маючи значення моментів часу t_1 та t_{p2}, спершу визначимо момент часу $t_{зас}$, дотримуючись умови $di_{вим}(t)/dt \approx 0$, $d^2 i_{вим}(t)/dt^2 \to \max$ на проміжку часу $t_1 - t_{p2}$. Аналогічно визначимо момент часу t_{p1}, дотримуючись умови $di_{вим}(t)/dt \approx 0$, $d^2 i_{вим}(t)/dt^2 \to \min$ на проміжку часу $t_1 - t_{p2}$. Локалізація періоду часу пошуку локальних екстремумів струмів t_{p1} і $t_{зас}$ у рамках $t_1 - t_{p2}$ значно зменшує кількість обчислень та унеможливлює знаходження помилкових моментів часу, наприклад, поза межами $t_1 - t_{p2}$, де $t > t_{p2}$. Маючи інтерпольовану функцію $i_{вим}(t)$, можна визначити значення струмів у визначені моменти часу $t_{зас}$ та t_{p1}.

Знання моменту часу t_{p1} дає можливість визначити присутність певних протидіючих руху плунжера сил. Для цього визначається середина інтервалу часу $t_1 - t_{p1}$, тобто момент часу $t_3 = (t_{p1} - t_1)/2$, коли подолавши протидіючі сили, плунжер буде рухатись з постійною швидкістю, що відповідає дотичній 2 (рис. 2) та наведеним вище твердженням. Перетин дотичної 2 з віссю абсцис, де $f(x) = 0$, дає можливість, скориставшись рівнянням дотичної в точці до кривої, що має вигляд

$$f(x) = y(x_0) + \frac{dy(x_0)}{dx}(x - x_0),$$

визначити момент часу t_2, коли плунжер починає рухатися стабільно швидко,

$$t_2 = \frac{di_{вим}(t_3)/dt \cdot t_3 - i_{вим}(t_3)}{di_{вим}(t_3)/dt}$$

та час $t_1 - t_2$ затримки плунжера на подолання протидіючих його руху сил тертя.

Як приклад, для струмів котушок вимкнення, показаних на рис. 5 *а* та *б*, значення t_2 відповідно становлять 0,00124 с та -0,00061 с. Для випадку *б* знак «мінус» свідчить про те, що протидіючих руху плунжера сил не було і він вільно рухався в бік засувки. Проте у випадку *а*, де явно видно певну затримку плунжера в часі, значення t_2 має додатній характер і вказує на необхідність перевірки ТС плунжера, наприклад, якості його змащування.

Вагоме значення в моніторингу ВВ має контроль опору та індуктивності котушки вимкнення/вмикання, оскільки це дає змогу відслідковувати появу короткозамкнених витків у котушці, що негативно впливає на подальшу працездатність кола керування і вимикача в цілому. Визначення цих величин здійснюється на основі розгляду процесу зникнення струму в котушці після зміни положення додаткового контакту «а» і зняття напруги батареї живлення вторинних кіл як процесу затухання вільної складової струму у колі з постійним струмом та раптовим розмиканням контактів, що описується таким рівнянням: $i_в(t) = A \cdot e^{-t/T_в}$, де A –

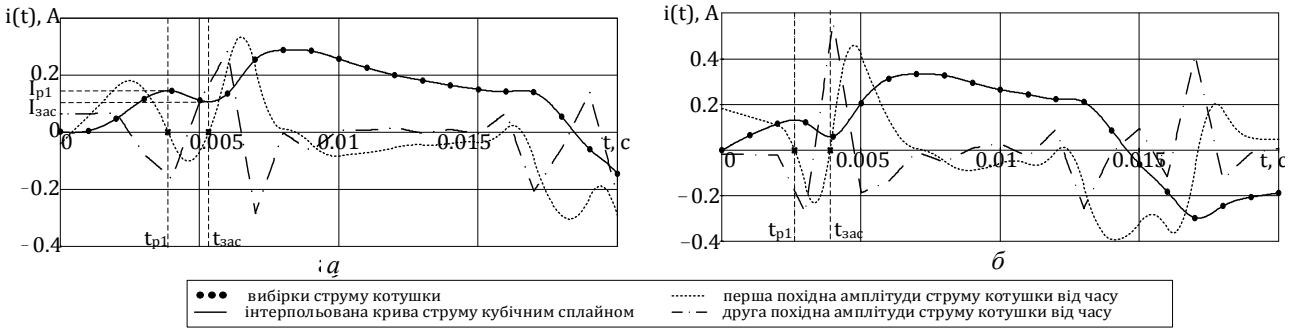


Рис. 5

стала інтегрування, яка в цьому випадку рівна значенню $I_в$, тобто глобальному мінімуму повного струму котушки, а $T_в$ – постійна часу затухання вільної складової струму, яка залежить від параметрів R та L котушки і є невідомою.

Для цього задача знаходження значення постійної затухання $T_в$ відповідно до методу найменших квадратів представляється в такому вигляді: $\sum_{p=0}^{k}[i_в[p]-i_в(t_в[p])]^2=\sum_{p=0}^{k}\left[i_в[p]-I_в e^{-t_в[p]/T_в}\right]^2\to\min$,

де $i_в[p]$ – вектор значень вибірок струму котушки $i_{вим}[n]$, починаючи з моменту часу $t_б$; $t_в[p]$ – вектор значень перерахованих моментів часу вектора $t[n]$ по відношенню до осі ординат, починаючи з моменту часу $t_б$. Розв'язок задачі найменших квадратів дає можливість точно знайти сталі часу котушок вимкнення/вмикання вимикача.

Наприклад, для струмів котушок вимкнення рис. 4 *а* і *б* розраховані таким способом постійні часу мають значення 0,00656 с та 0,00875 с відповідно. Достовірність розрахованих значень постійних часу $T_в$ підтверджена побудованими відповідними їм апроксимуючими кривими струмів $i_в(t)$ (рис. 6).

Виходячи з припущення, що глобальне пікове значення I_{p2} на момент часу t_{p2} це є значення струму в колі постійного струму з опором лише самої котушки, утримуюча плунжер сила починає втягувати плунжер назад у котушку з певною затримкою часу після t_{p2}, що пояснюється майже рівномірним «пагорбом» навколо пікового значення I_{p2} (див. рис. 2), можна визначити опір самої котушки як $R=u[t_{p2}]/i_{вим}[t_{p2}]$. Знаючи опір R котушки та її постійну часу $T_в$, можна визначити значення індуктивності котушки $L=T_в\cdot R$.

За цим же алгоритмом обробляються дані кривої руху вимикача та визначаються відстані, пройдені головним контактом за визначені періоди часу, максимальна, мінімальна та середня його швидкості руху, тривалість переміщення основного контакту вимикача, тривалість коливального процесу дії амортизатора та максимальна амплітуда дії амортизатора.

Усі одержані ПМ записуються і зберігаються в базі даних подій вимикачів, де з подальшим накопиченням даних аналізуються на предмет відхилення порівняно з нормальними значеннями у разі приблизно однакових рівнів зафіксованої початкової напруги $u[t_0]$.

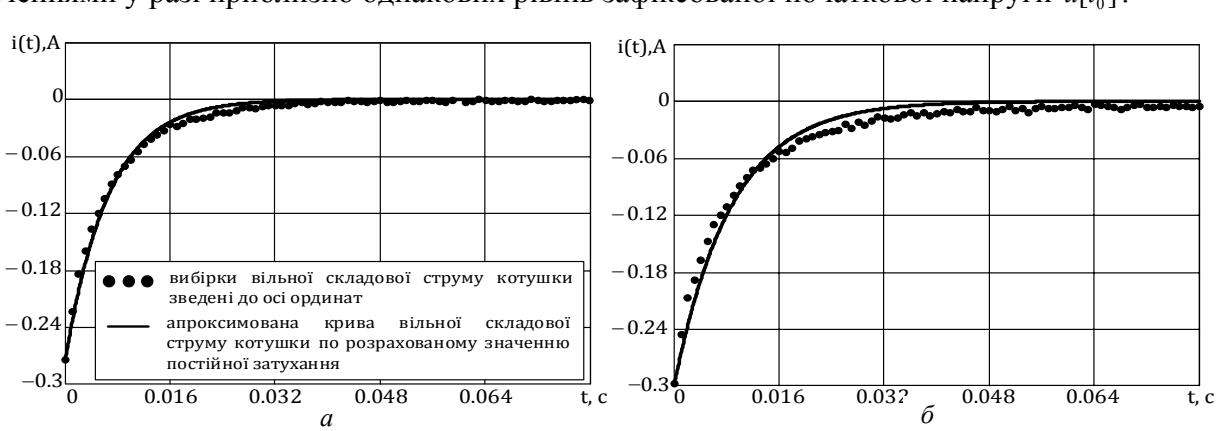


Рис. 6

Ведення бази даних є дуже важливою функцією моніторингу, оскільки накопичення в процесі експлуатації даних моніторингу, особливо у випадках поломок і відмов, з постійною їх обробкою сучасними методами злиття даних, з використанням нечіткої логіки та нейронних мереж надасть можливості розробки чітких критеріїв, відповідно до яких можна буде сформувати судження про критичність відхилення того чи іншого показника моніторингу механічного стану вимикача і більш грамотно запобігти його пошкодженням чи відмовам.

Висновки. У результаті дослідження структури, фізичних процесів і функціонування блока керування та приводного механізму вимикача оцінено можливості окремих складових (етапів) процесів його вимкнення/вмикання і відповідних їм параметрів та характеристик в отриманні моніторингових даних про ТС вимикача.

На основі проведеного аналізу результатів цілого ряду головним чином закордонних досліджень, присвячених методам виявлення пошкоджень і відмов різних елементів ВВ, встановлено, що показниками моніторингу ТС ВВ можуть бути такі властивості (величини) їх механічних елементів:

- параметри струмів котушок вмикання/вимикання (амплітуди, початкові значення, миттєві значення, мінімальні значення, постійна часу затухання) і параметри кривої переміщення (руху) основних контактів (довжина шляху переміщення, постійна часу затухання);
- функціонали струмів котушок вмикання/вимикання (максимальні значення, діючі значення, похідні струмів);
- складові струмів котушок вмикання/вимикання (аперіодичні, гармонічні);
- параметри складових струмів котушок вмикання/вимикання (початкове значення і постійна часу затухання вільної складової);
- характер зміни струмів котушок вмикання/вимикання (усталений, аперіодичний, довільної форми, шум) і зміни (форма) кривої переміщення основних контактів та її окремих ділянок (усталений, коливальний, затухаючий);
- моменти часу, що пов’язані з деякими характерними точками кривих струмів котушок вмикання/вимикання (максимумів, мінімумів, різких змін), і моменти, пов’язані з деякими характерними точками кривої переміщення основних контактів (початок руху, закінчення руху контактів);
- часові інтервали, що відносяться до певних відрізків кривих струмів котушок вмикання/вимикання (зростання, спадання струму), та інтервали, що відносяться до певних відрізків кривої переміщення основних контактів (між моментами початку і закінчення руху, коливальний рух).

Аналіз відомих ПМ механічних елементів вимикача способів отримання виявив необхідність розширення та обґрунтування переліку ПМ та методів їх отримання з метою підвищення достовірності даних і якості моніторингу.

Розроблено метод та алгоритм визначення більш як 20-ти ПМ механічних елементів ВВ, що ґрунтується на використанні інформації, отримуваної в результаті комплексної обробки сигналів ініціації руху та кривої руху основних контактів, сигналів про положення додаткових контактів, струму.

1. Rubanenko O. E., Mysenko S. V. Implementation coordination and reliability insuring of SF6 circuit breakers under operation conditions. *Visnyk Khmelnytskogo Nacionalnogo Universytetu.* No. 1, 2013. Pp. 135–139. (Ukr)
2. Kutin V. M., Rubanenko O. E., Mysenko S. V. Determination of the technical state of high-voltag SF6 circuit breakers under operating conditions. *Visnyk Nacionalnogo Teknicnogo Universytetu "Kharkivskogo Politeknichnogo Instytutu"*. 2014. Issue 60. P. 57–67. (Ukr)
3. Razi-Kazemi A. A., Vakilian M. Niayesh K., Lehtonen M. Data mining of online diagnosed waveforms for probabilistic condition assessment of SF6 circuit. *IEEE Transaction on power delivery*. 2015. Vol. 30, № 3. P. 1354–1362. (Eng)
4. Johan H., Mousavi M. J. Coil current analysis method for predictive maintenance of circuit breakers : 2008 IEEE/PES *Transmission and distribution conference and exposition* (21-24 April 2008, Chicago, USA). Chicago, USA, 2008. P. 1–7. (Eng)
5. Rao P., Huang J., Hu X., Xiao J. Testing of breakers using coil current characteristics analysis : 2009 IEEE *International conference on control automation* (9-11 December 2009, Christchurch, New Zeeland). Christchurch, New Zeeland, 2009. (Eng)

6. Razi-Kazemi A. A., Vakilian M., Niayesh K., Lehtonen M. Circuit breaker automated failure tracking based on coil current signature. *IEEE Transaction on power delivery*. 2014. Vol. 29, № 1. P. 283–290. (Eng)
7. Scott M. S., Stephen D. J. McArthur, Bruce S., James R. McDonald, Angus C. Providing decision support for the condition-based maintenance of circuit breakers through data mining of trip coil current signatures. *IEEE Transaction on power delivery*. 2007. Vol. 22, № 1. P. 178–186. (Eng)
8. Fan Y., Xiaoquang H. Research on the mechanical state parameter extraction method of high voltage circuit breakers : 10th IEEE International conference on industrial informatics (25-27 July 2012, Beijing, China). Beijing, China, 2012. P. 1062–1066. (Eng)
9. Rusek B., Balzer G., Holstein M., Claessens M.-S. Timings of high voltage circuit breaker. *Electric power systems research*. 2008. Vol. 78. P. 2011–2016. (Eng)
10. Mei F., Zhu K., Zheng J., Zhu M. Design of high voltage vacuum circuit breaker's on-line monitoring and fault diagnosis system : 2016 IEEE *Advanced information management, communicates, electronic and automation control conference* (3-5 October 2016, Xi`an, China). 2016. P. 408–413. (Eng)
11. Watanabe T., Sugimoto T., Imagawa H. Chan K. K., Chew T. Y. Qin S. Z. Practical application of diagnostic method of circuit breaker by measuring three current waveforms: 2008 *International conference on condition monitoring and diagnosis* (21-24 April 2008, Chana, Beijing). Chana, Beijing, 2008. P. 398–401. (Eng)
12. Kezunovic M., Sevcik D. R. Automated circuit breaker monitoring and analysis : *IEEE Power engineering society summer meeting* (21-25 July 2002, Chicago, USA). Chicago, USA, 2002. P. 559–564. (Eng)
13. Razi-Kazemi A. A. Applicability of auxiliary contacts in circuit breaker online condition assessment. *Electric power systems research*. 2015. Vol. 128. P. 53–59. (Eng)

УДК 621.316.5

А.В. Панов, вед. инж., **В.И. Панькив**, асп., **М.Ф. Сопель,** докт. техн. наук, **Е.Н. Танкевич**, докт. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МОНИТОРИНГА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

На основе рассмотрения структуры, физических процессов и функционирования блока управления и приводного механизма высоковольтного выключателя выполнен анализ диагностических показателей и показателей мониторинга, а также способов их определения с точки зрения информативности, обоснованности и эффективности использования в системах он-лайн мониторинга выключателей. Предложены метод и алгоритм комплексного автоматического определения показателей мониторинга механических элементов выключателя, включая и ряд новых, предложенных в работе, показателей, касающихся катушек включения/включения, таких как локальные экстремумы токов и соответствующие им моменты времени; активное сопротивление, индуктивность и постоянная времени затухания тока катушек. Библ. 13, рис. 6.

Ключевые слова: высоковольтный выключатель, блок управления, приводной механизм, техническое состояние, мониторинг.

A.V. Panov, V.I. Pankiv, M.F. Sopel, E.M. Tankevych
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

MONITORING IMPROVEMENT OF TECHNICAL CONDITION OF HIGH-VOLTAGE CIRCUIT BREAKER MECHANICAL ELEMENTS

Based on the consideration of the structure, physical processes and functioning of the control unit and drive mechanism of the high-voltage circuit breaker, an analysis of the diagnostic indicators and indicators of monitoring and the methods of their determination from the point of view of information value, justification and efficiency of use in the circuit breaker on-line monitoring systems has been made. The method and algorithm of complex automatic determination of monitoring parameters of circuit breaker mechanical elements, including a number of new indicators which are offered in the paper, related to trip/close coils such as local extremes of currents and their corresponding time instants, active resistance, inductance and time constant of the coil current are proposed. References 13, figures 6.

Key words: high-voltage circuit breaker, control unit, drive mechanism, technical condition, monitoring.

Надійшла 05.09.2018
Received 05.09.2018

TRANSIENT ANALYSIS IN PWM INVERTER BASED ON TWO DIMENSIONAL LAPLACE TRANSFORM

I.Ye. Korotyeyev[1*], M. Klytta[2]**
1 – University of Zielona Góra, Institute of Electrical Engineering,
Podgórna, 50, 65-246 Zielona Góra, Poland,
e-mail: I.Korotyeyev@iee.uz.zgora.pl
2 – University of Applied Sciences Mittelhessen, Department of Electrotechnics and Information Technology,
Wiesenstrasse, 14, 35-390 Giessen, Germany,
e-mail: Marius.Klytta@ei.thm.de

An analysis of transient and steady-state behaviours in PWM inverter circuits is connected with a calculation of processes with different frequencies. In order to analyze such systems an extension of ordinary differential equations with one time variable to partial differential equations with two time variables is used. The solution of a resulting partial differential equation is obtained by using the two-dimensional Laplace transform. The finding of a transient process is connected with the necessity of residuum calculation for part of poles. This feature depends on choose of a part of plane of the independent variables. An expression for a transient process is obtained for different intervals of voltage supply. References 3, figures 4.
Key words: transient process analysis, two dimensional Laplace transform.

Introduction. Processes in inverters with pulse-width modulation (PWM) are considered in different works. One of the often used circuits is a single phase half bridge DC-AC inverter shown in Fig. 1. Forming of harmonic output signals can be obtained by comparing a high frequency saw-tooth ramp voltage with a low-frequency sinusoid of the wished harmonic.

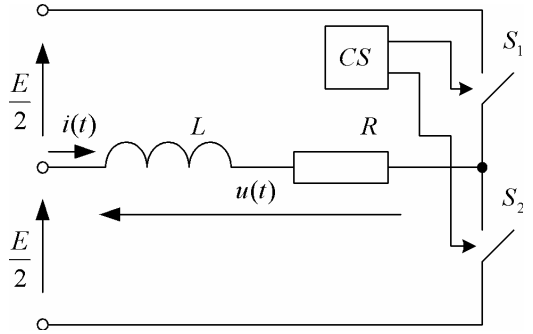


Fig. 1

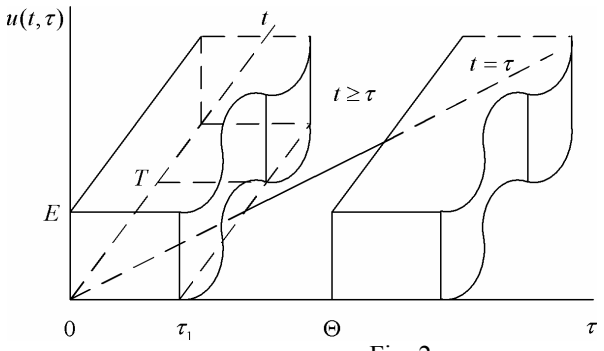


Fig. 2

In order to analyze a voltage in the inverter a method based on double Fourier series [1] is applied. An extension of differential equations with one independent variable of time t to equations with two independent variables of time t and τ [2] is used for determine a periodic steady-state behavior in circuits of an inverter.

For exploration of all processes in the circuit of the inverter it is also important to investigate a transient process. For the system with two time variables the two-dimensional Laplace transform should be applied. Using the two-dimensional Laplace transform there are specificity in obtaining both components: the steady-state and the transient behavior. In regards to finding the steady-state behavior a procedure is based on residues calculation with respect to poles of a supply voltage and control system. In case of the transient process a different procedure should be applied.

In this article a procedure directed to find the transient process for systems described by differential equations with two time variables will be shown. In order to find the transient process, the two dimensional Laplace transform is used. The problem based on finding boundary conditions is considered and the second based on using the two dimensional Laplace transform is presented. Originals are found only to parts of poles of Laplace transform. In the next step, expressions for the transient current in a *R-L* load is determined.

Mathematical model. The switches s_1 and s_2 shown in Fig. 1 are ideal, turned on and off alternately according to control signals. Processes in the circuit are described by the differential equation

© Korotyeyev I.Ye., Klytta M., 2018
ORCID ID: * http://orcid.org/0000-0002-7990-5413; ** http://orcid.org/0000-0002-6832-0145

$$L\frac{di(t)}{dt} = -Ri(t) + u(t), \tag{1}$$

where $i(t)$ is a current, $u(t)$ is a voltage on the output of the inverter.

Since the voltage $u(t)$ is periodical, as shown in Fig. 2, therefore it is possible to find processes in the *R-L* load by the extension of the differential equation (1) with one independent variable of time t to the equation with two independent variables of time, i.e. t and τ [2]

$$L\frac{\partial i(t,\tau)}{\partial t} + L\frac{\partial i(t,\tau)}{\partial \tau} = -Ri(t,\tau) + u(t,\tau). \tag{2}$$

We solve the differential equation (2) using use the two-dimensional Laplace transform [3]

$$F(s,q) = \int_0^\infty \int_0^\infty f(t,\tau)e^{-st-q\tau}\,d\tau dt.$$

Using this transform to (2) yields

$$L(s+q)I(s,q) = -RI(s,q) + LI(s,0) + U(s,q), \tag{3}$$

where $U(s,q)$ and $I(s,q)$ are images of the voltage $u(t,\tau)$ and current $i(t,\tau)$. In (3) we assume that initial condition is $i(0,\tau) = 0$.

A solution of such an equation takes the form

$$I(s,q) = \frac{E}{sq\left[L(s+q)+R\right]} + \frac{LI(s,0)}{L(s+q)+R}, \tag{4}$$

where $U(s,q) = E/(sq)$ in the interval $0 \le \tau \le \tau_1$, $\tau_1 = \sigma + K\cos\omega t$, σ is an average value of a modulating signal, K is an amplitude of a modulating signal, $I(s,0)$ is an image of the current $i(t,0)$, $\omega = 2\pi/T$. It should be noted that $\sigma \le \Theta/2$.

In order to find an original to (4) we should select the appropriate region of the plane (t,τ). For the part of the plane (t,τ) with $t \ge \tau$ a transient process is founded by calculation of the residues at the points

$$q = -s - R/L, \qquad s = 0, \qquad q = 0, \tag{5}$$

which for the interval $0 \le t \le \tau_1$ yields

$$i(t,\tau) = e^{-\frac{R}{L}\tau} i(t-\tau,0) + \frac{E}{R}\left(1 - e^{-\frac{R}{L}\tau}\right).$$

For the interval $\tau_1 \le \tau \le \Theta$ the voltage $u(t,\tau) = 0$, therefore a transient process has the form

$$i(t,\tau) = i(t-\tau,\tau_1)e^{-\frac{R}{L}(\tau-\tau_1)}. \tag{6}$$

Substituting the boundary condition in the result (6) one obtains the following expression

$$i\left(t^*,\tau^*\right) = e^{-\frac{R}{L}(\tau^*-\tau')}\left[\frac{E}{R}\left(1 - e^{-\frac{R}{L}\tau'}\right)\right].$$

In this expression τ' determinates as a result of solving the equation $\sigma + K\cos\omega t' = t' - \left(t^* - \tau^*\right)$ and $\tau' = \sigma + K\cos\omega t'$ as shown in Fig. 3. This is connected with the fact that the argument of the boundary condition $i(t-\tau,0)$ is the difference of two time variables t and τ.

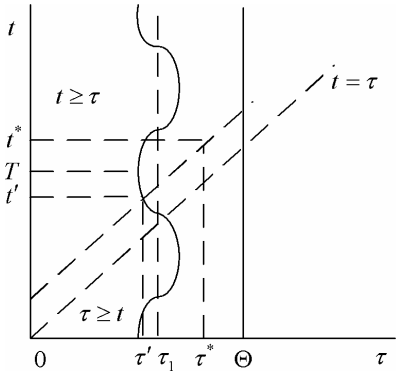


Fig. 3

Results of calculation. Let us calculate the transient process for following parameters: $R = 1{,}1\ \Omega$; $L = 0{,}9$ mH; E=100 V; $T = 20$ ms; $\Theta = T/100$ ms; $K = 0{,}1\Theta$ ms; $\sigma = \Theta/2$ ms. In the first interval $0 \le \tau \le \tau_1$ the current $i(0,\tau) = 0$. The time waveform of the transient process for $0 \le \tau \le 2\Theta$ is shown in Fig. 4.

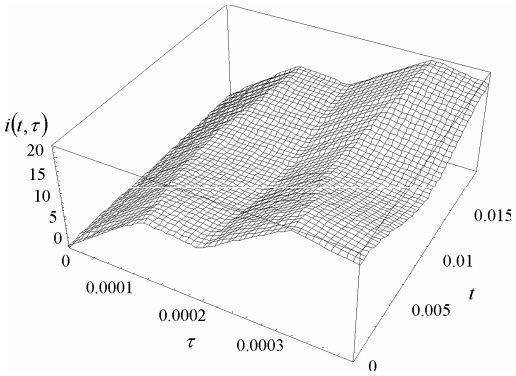


Fig. 4

It should be noted that a transient current in the circuit of the inverter can be obtained by equating $t = \tau$. In order to check the obtained results a numerical method is used. This comparing shows correspondence between both calculation results.

Conclusions. In this paper the procedure for finding transient processes in circuits of an inverter with a sinusoid PWM control has been presented. The procedure takes into account that finding of the transient behaviour could be considered either for $t \geq \tau$ or for $\tau \geq t$ part of the (t, τ) plane. The boundary conditions correspond for $i(t-\tau)$ or $i(\tau - t)$ with difference arguments. This defines the procedure of the residues calculation and use of the boundary conditions. The obtained results have been compared with results obtained by the numerical calculation of this transient process. It showed correspondence of both results.

1. Holmes D. Grahame, Lipo Thomas A. Pulse width modulation for power converters. Theory and practice. IEEE Press Series on Power Engineering. Hoboken, NJ: John Wiley, 2003. 744 p.
2. Korotyeyev I., Zhuikov V., Kasperek R. Electrotechnical systems. Calculation and analysis with Mathematica and PSpice. London: CRC Press, 2010. 256 p.
3. Ditkin V.A., Prudnikov A.P. Operational Calculus in Two Variables and its Application. London: Pergamon Press, 1962. 167 p.

УДК 621.314
І.Є. Коротєєв[1], М. Клітта[2]
1 – Зеленогурський університет, Інститут промислової електроніки,
вул. Подгурна, 50, 65-246, Зелена Гура, Польща
2 – Міттелхессенський університет прикладної науки,
вул. Весенстрассе, 14, 35-390, Гіссен, Німеччина
АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНОГО ПРОЦЕСУ В ІНВЕРТОРІ З ШІМ НА БАЗІ ДВОВИМІРНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ЛАПЛАСА
Аналіз перехідних і встановлених режимів у ланцюгах інвертора з ШІМ пов'язаний з розрахунком процесів з різними частотами. Для аналізу таких систем застосовується процедура розширення від диференціальних рівнянь з однією змінною часу до диференціальних рівнянь з частковими похідними (у часткових похідних) і двома змінними часу. Розв'язок диференціального рівняння в часткових похідних знаходиться із використанням двовимірного перетворення Лапласа. Пошук перехідного процесу пов'язаний з необхідністю обчислення відрахувань для частини полюсів. Ця властивість залежить від вибору частини площини незалежних змінних. Вираз для перехідного процесу отримано для різних інтервалів напруги живлення. Бібл. 3, рис. 4.
Ключові слова: аналіз перехідного процесу, двовимірне перетворення Лапласа.

УДК 621.314
И.Е. Коротеев[1], М. Клитта [2]
1 – Зеленогурский университет, Институт промышленной электроники,
ул. Подгурная, 50, 65-246, Зеленая Гура, Польша.
2 – Миттелхессенский университет прикладной науки,
ул. Весенстрассе, 14, 35-390, Гиссен, Германия
АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В ИНВЕРТОРЕ С ШИМ НА ОСНОВЕ ДВУМЕРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЛАПЛАСА
Анализ переходных и установившихся режимов в цепях инвертора с ШИМ связан с расчетом процессов с различными частотами. Для анализа таких систем применяется процедура расширения дифференциальных уравнений с одной переменной времени до дифференциальных уравнений с частными производными и двумя переменными времени. Решение дифференциального уравнения в частных производных находится с помощью двумерного преобразования Лапласа. Нахождение переходного процесса связано с необходимостью вычисления вычетов для части полюсов. Это свойство зависит от выбора части плоскости независимых переменных. Получено выражение для переходного процесса для разных интервалов питающего напряжения. Библ. 3, рис. 4.
Ключевые слова: анализ переходного процесса, двумерное преобразование Лапласа.

Надійшла 05.03.2018
Recieved 05.03.2018

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

УДК 621.365.5 : 004.94

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ, ТЕПЛОВЫЕ И ГИДРОДИНАМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ИНДУКЦИОННОМ НАГРЕВЕ ВЫХОДНОГО КАНАЛА СТЕКЛОВАРЕННОЙ ПЕЧИ

И.В. Волков, чл.-корр. НАН Украины, **А.Д. Подольцев**, докт. техн. наук,
И.Н. Кучерявая, докт. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина
ig.volkov@ukr.net

Разработана и реализована математическая модель взаимосвязанных электромагнитных, гидродинамических и тепловых процессов при индукционном нагреве выходного канала стекловаренной печи. Трехмерная модель и созданная на ее основе компьютерная методика позволяют определять оптимальные режимы нагрева расплавленного стекла путем выбора расположения индуктора и его параметров, достигая при этом требуемой температурной однородности расплава и его высокого качества. Библ. 17, рис. 7, таблица.

Ключевые слова: электромагнитные, тепловые и гидродинамические процессы, мультифизические задачи, индукционный нагрев, расплавленное стекло, выходной канал стекловаренной печи, компьютерное моделирование.

Введение. Стекольное производство включает выработку листового, сортового стекла и стеклянных изделий с помощью стекловаренных печей [1, 2]. В технологическом процессе изготовления изделий из стекла происходят плавление сырья (шихты) и варка жидкого стекла в печах при высоких температурах (до 2000^0C).

Электрическая варка является перспективным способом производства различных видов стекол и имеет достаточно широкое распространение [3–6]. Она предполагает подвод электрического тока к расплаву с помощью контактов (через молибденовые или графитовые электроды). При этом происходит нагрев и варка стекла.

Электрические печи по сравнению с другими видами печей имеют ряд преимуществ – меньшие размеры, бóльшая производительность, экономичность, экологичность, простота регулируемости. Коэффициент полезного действия электрических печей достигает 50–60%.

Стекольные заводы в Украине для нагрева и плавления сырья используют исключительно природный газ [7]. В условиях высокого уровня потребления газа (до 3 млрд.куб.м в год) перевод промышленных стекловаренных печей на питание электроэнергией представляется важным шагом в экономическом и энергетическом плане.

В Институте электродинамики НАН Украины созданы теоретические основы использования электроэнергии (вместо газа) в стекловаренных печах и принципы разработки электротехноло-

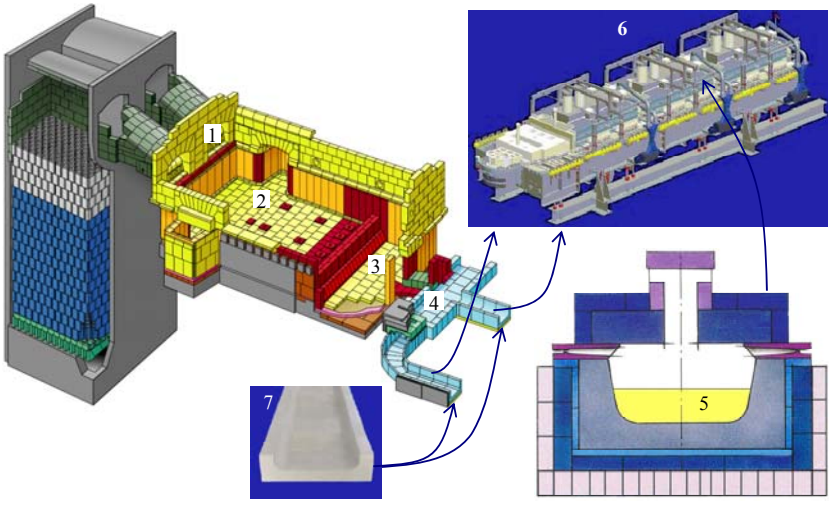


Рис. 1

© Волков И.В., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н., 2018

гического оборудования для реализации нагрева в печах стекломассы. Предлагаемый метод основан на индукционном нагреве стекла, в том числе на одном из последних этапов производства – в выработочных каналах, после которых либо вытягивается листовое стекло, либо изготавливаются стеклоизделия.

На рис. 1 показана регенеративная стекловаренная печь, представляющая собой наиболее распространенный тип крупных непрерывно действующих печей для стекольного производства. Шихта загружается в печь через загрузочный карман (1) в торце варочной части (2). Под воздействием высокой температуры шихта превращается в расплавленную стекломассу, которая сначала движется в студочную часть (3), где обеспечивается снижение температуры расплава до необходимой для выработки изделий. После этого происходит распределение (4) стекломассы (5) по выработочным каналам (6) и ее продвижение по рабочим концам каналов (7) вплоть до линии окончательного производства из расплава готовых стеклоизделий.

На этапе выхода расплавленной стекломассы из рабочих каналов распределение температуры в ее объеме должно быть как можно более равномерным [8]. Для оценки степени однородности температуры на выходе из выработочных каналов вводится показатель термической однородности, который рассчитывается по результатам прямых измерений и может достигать 95% [8].

Объектом исследования данной работы являются взаимосвязанные электромагнитные, тепловые и гидродинамические процессы в выработочном канале, по которому проходит расплавленная стекломасса на завершающем этапе стекловарения и в котором используется дополнительный нагрев стекла индуцированными токами среднего диапазона частоты.

Применению дополнительного электронагрева стекломассы посвящены, например, работы [5, 6], в которых излагается теория пламенно-электрической варки стекла. Показано, что использование дополнительного электронагрева в печах позволяет снизить удельный расход тепла, улучшить качество стекломассы. Вопросы гомогенизации расплавленного стекла в стекловаренных печах изложены в [5, 6, 8]. Теплообменные процессы и температурные режимы стекловаренных печей исследуются в работах [9, 10]. Компьютерное моделирование трехмерных гидродинамических процессов, тепловых потоков и температурного поля в объеме всей стекловаренной печи выполняется в статьях [11, 12] – для газовой печи и в [13] – для электропечи.

Целью настоящей работы является создание математических основ и средств компьютерного моделирования для нахождения оптимальных режимов индукционного нагрева стекломассы, непрерывно движущейся в выходном канале стекловаренной печи.

Проводится компьютерное моделирование и численное исследование мультифизических процессов (электромагнитных, тепловых и гидродинамических), оказывающих влияние на потоки жидкого стекла и его нагрев до заданной температуры. В разработанной модели учитываются различные механизмы передачи тепла – за счет теплопроводности и конвекции.

Математическая модель. Исследуются связанные электромагнитные, гидродинамические и тепловые процессы в области выходного участка стекловаренной печи – в фидерном канале, показанном на рис. 2.

Рис. 2 имеет обозначения: 1 – выработочный канал; 2 – "утеплитель" (термоизолятор); 3 – крышка канала; 4 – расплавленная стекломасса; 5 – воздушная среда; 6 – спиральный индуктор. Справа показана расчетная область задачи, состоящая из 1/2 канала в силу его симметрии.

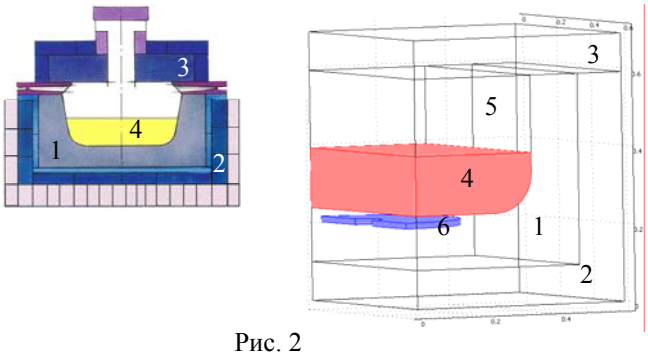


Рис. 2

Непосредственно под каналом с движущимся расплавленным стеклом размещен индуктор, по которому протекает переменный ток. Частота и плотность тока предполагаются заданными.

Для исследования электрофизических процессов строится трехмерная математическая модель в декартовой системе координат относительно переменных – комплекс-

ного магнитного потенциала $\dot{\mathbf{A}}=(\dot{A}_x,\dot{A}_y,\dot{A}_z)$, скорости движения стекла $\mathbf{v}=(v_x,v_y,v_z)$ и его температуры $T=T(x,y,z)$. Рассматривается случай установившегося движения расплава в канале.

Электромагнитная задача определяется уравнениями относительно векторного потенциала, формируемыми различно для различных подобластей (показанных на рис. 2):

$$j\omega\sigma\dot{\mathbf{A}}+\nabla\times(\mu_0^{-1}\nabla\times\dot{\mathbf{A}})=0 \quad \text{в области стекломассы (4);} \tag{1}$$

$$\nabla\times(\mu_0^{-1}\nabla\times\dot{\mathbf{A}})=\dot{\mathbf{J}}_0 \quad \text{в области индуктора (6);} \tag{2}$$

$$\nabla\times(\mu_0^{-1}\nabla\times\dot{\mathbf{A}})=0 \quad \text{в остальных подобластях.} \tag{3}$$

В системе уравнений (1) – (2): σ – электропроводность расплавленного стекла; ω – угловая частота; μ_0 – магнитная проницаемость вакуума; $\dot{\mathbf{J}}_0$ – вектор плотности тока в индукторе; j – мнимая единица.

В качестве граничных условий задачи задается условие симметрии вдоль вертикальной плоскости симметрии; на внешних границах – условие магнитной изоляции $\mathbf{n}\times\dot{\mathbf{A}}=0$ ($\mathbf{n}$ – единичный вектор внешней нормали к рассматриваемой границе). Отметим, что движение стекломассы в электромагнитной задаче не учитывается, т. к. скорость ее мала и составляет ~ 0,2 м/мин.

Гидродинамическая задача. Течение расплавленного стекла в канале в стационарном режиме описывается уравнениями для несжимаемой жидкости [14]:

$$\rho(\mathbf{v}\cdot\nabla)\mathbf{v}=\nabla\cdot[-p\mathbf{I}+\eta(\nabla\mathbf{v}+(\nabla\cdot\mathbf{v})^T)]+\mathbf{F}, \tag{4}$$

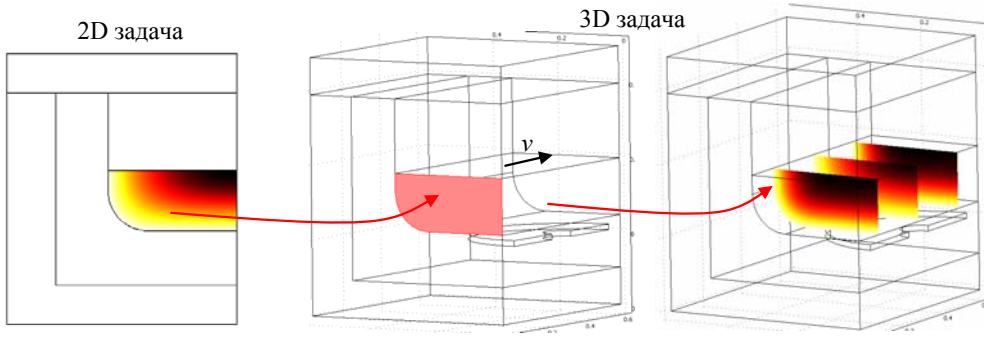
$$\nabla\cdot(\rho\,\mathbf{v})=0. \tag{5}$$

Первое уравнение представляет собой уравнение Навье-Стокса, второе – уравнение неразрывности. Неизвестными являются: $\mathbf{v}$ – вектор скорости и p – давление расплава. Кроме того в (4)–(5) η обозначает динамическую вязкость расплавленного стекла; ρ – его плотность; $\mathbf{I}$ – единичный тензор; $\mathbf{F}=(F_x,F_y,F_z)$ – объемная плотность электромагнитных сил, определяемая как

$$\mathbf{F}=\mathrm{Re}[\dot{\mathbf{J}}\times\overset{*}{\mathbf{B}}], \tag{6}$$

где $\dot{\mathbf{J}}=-j\omega\sigma\dot{\mathbf{A}}$ – вектор плотности индуцированного тока в расплаве; $\dot{\mathbf{B}}=\mathrm{rot}\,\dot{\mathbf{A}}$ – вектор магнитной индукции; Re обозначает действительную часть комплексной величины, "*" – комплексно-сопряженную величину.

Граничные условия гидродинамической задачи определяются следующим образом. На входной поверхности задается распределение скорости, полученное в результате предварительного решения гидродинамической задачи в двумерной области канала со стеклом. Согласно принятой схеме решения, показанной на рис. 3, передача данных из двумерной задачи в трехмерную осуществляется путем задания распределения скорости на входе в канал для решения задачи в трехмерной постановке.



а *б* *в*

Рис. 3

Вспомогательная гидродинамическая задача решается только в подобласти, соответствующей стекломассе, и позволяет найти установившееся движение вязкой несжимаемой жидкости в бесконечно длинном канале согласно [14, уравнение (43)]:

$$\eta\left(\frac{\partial^2 \mathbf{v}}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 \mathbf{v}}{\partial y^2}\right)=\frac{dp}{dz}. \qquad (7)$$

Для двумерной, как и для трехмерной задач приведенные далее граничные условия одинаковы. На поверхности расплава выбирается условие открытой границы, на твердых стенках – отсутствие скольжения ($\mathbf{v}=0$), на плоскости симметрии – условие симметрии ($\mathbf{n}\cdot\mathbf{v}=0$). На выходе из канала (только для трехмерной задачи) указывается граница вытекания жидкости.

Математические формулировки электромагнитной и гидродинамической задач показывают, что они связаны электромагнитной силой $\mathbf{F}$, действующей на расплавленное стекло в канале.

Тепловая задача решается на основе дифференциального уравнения:

$$\rho C_p \mathbf{v}\nabla T-\nabla\cdot\lambda\nabla T=Q. \qquad (8)$$

Здесь ρ, C_p, $\lambda(T)$ – плотность, удельная теплоемкость и теплопроводность расплавленного стекла, соответственно; $\mathbf{v}$ – вектор скорости движения стекла, распределение которого находится в результате решения гидродинамической задачи (4)–(6); Q – удельная мощность источника тепла, обусловливающая индукционный нагрев стекломассы наведенными токами, вычисляемая как

$$Q=\frac{\dot{\mathbf{J}}\cdot\overset{*}{\dot{\mathbf{J}}}}{\sigma}=\mathrm{Re}(\dot{J}_x\overset{*}{\dot{E}}_x+\dot{J}_y\overset{*}{\dot{E}}_y+\dot{J}_z\overset{*}{\dot{E}}_z), \qquad (9)$$

где $\dot{\mathbf{J}}$ – плотность наведенного тока; σ – электропроводность стекломассы; составляющие напряженности электрического поля равны: $\dot{E}_x=-j\omega\dot{A}_x$, $\dot{E}_y=-j\omega\dot{A}_y$, $\dot{E}_z=-j\omega\dot{A}_z$.

Для тепловой задачи на плоскости симметрии и на входной (по отношению к движению стекла) поверхности всей области принимается граничное условие $-\mathbf{n}(-\lambda\nabla T)=0$, на выходной поверхности – такое же условие с указанием на границу вытекания расплава (outlet boundary).

Граничное условие на входе в канал с расплавом определяется по результатам измерений с помощью термопар, размещаемых в стекле, как показано на рис. 4 [8].

На внешних границах расчетной области (показанной на рис. 2) задается условие теплообмена с окружающей средой:

$$\mathbf{n}(-\lambda\nabla T)=k(T-T_0),$$

где k – коэффициент теплоотдачи, значения которого различны для различных граничных поверхностей; T_0 – температура окружающей среды; $\mathbf{n}$ – вектор внешней нормали к границе.

В области водоохлаждаемого индуктора температура полагается равной $T=\mathrm{const}=70\ ^0\mathrm{C}$.

Как видно из формулировки, тепловая задача связана с электромагнитной посредством величины Q в (8) (плотности тока $\dot{\mathbf{J}}=-j\omega\sigma\dot{\mathbf{A}}$ в (9)), а с гидродинамической задачей – учетом скорости движения стекломассы $\mathbf{v}$ в управляющем уравнении (8).

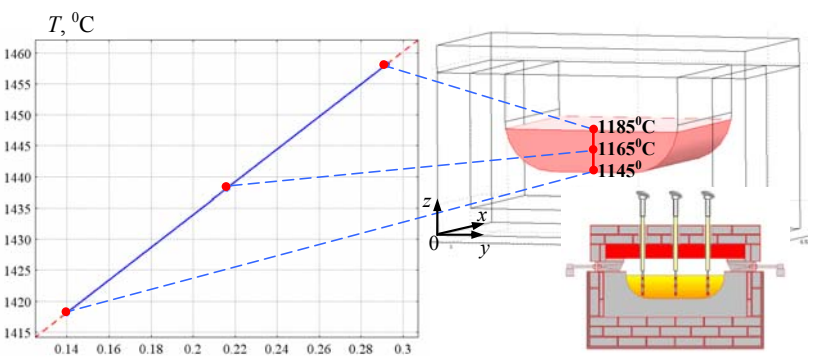


Рис. 4

Таким образом, поставленные электромагнитная, гидродинамическая и тепловая задачи являются взаимосвязанны-

ми мультифизическими задачами [15] и решались совместно методом конечных элементов в программе Comsol [16]. Конечно-элементное разбиение расчетной области принималось одинаковым для всех задач. Рассмотрение процессов в 1/2 части канала позволило задавать достаточно детальное сеточное разбиение области и вместе с тем сократить время расчетов.

Результаты компьютерного моделирования.

Исходные данные. Размеры расчетной области (рис. 2) – 1180 х 620 х 692 мм. Длина участка течения расплава – 620 мм. Уровень заполнения канала расплавленным стеклом (высота подобласти 4 на рис. 2) – 152 мм. Скорость движения стекла – $v_{\max}$ = 0,19 м/мин. Электрофизические характеристики материалов приведены в таблице.

Характеристики	Материал (подобласть согласно рис. 2)			
	расплав (4)	канал (1, 3)	термо-изолятор (2)	воздух (5)
Плотность ρ, кг/м^3	2500	3100	800	1000
Теплопроводность λ, Вт/(м·К);	(6.32)	2,9	0,1	0,026
Теплоемкость C_p, Дж/(кг·К)	730	1300	1300	1000
Электропроводность σ, (Ом·м)$^{-1}$	10	0	0	0
Динамическая вязкость η, Па·с	10	—	—	—

Заданные частота тока в индукторе – 10^4 Гц и плотности тока $J_0 = 2\cdot10^6$ А/м^2. Теплопроводность расплавленного стекла определяется зависимостью [5]

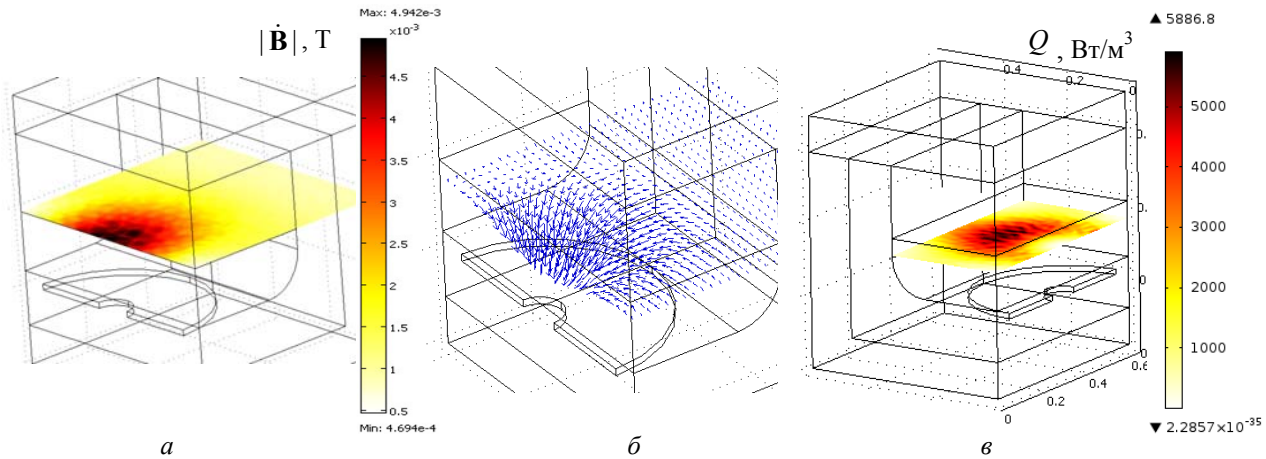
$$\lambda(T) = 1{,}34 + 0{,}0017 \cdot T, \qquad (10)$$

где температура T выражается в ^{0}C.

Результаты электромагнитных расчетов представлены на рис. 5. Это распределение магнитной индукции $|\dot{\mathbf{B}}|$ в цвете и стрелками на поверхности расплавленной стекломассы (рис. 5 *а, б*) и джоулевых потерь Q в центральном по высоте (z = 0,346 м) сечении области с расплавом (рис. 5, *в*).

Результаты показывают, что магнитное поле $|\dot{\mathbf{B}}|$ в расплаве достигает максимума в области над центральной частью индуктора. Плотность тока $|\dot{\mathbf{J}}|$, как и джоулевы потери Q, также концентрируются в зоне непосредственно над индуктором (рис. 5).

Распределения скорости (в цвете) в двух сечениях выработочного канала по ходу движения стекла показаны на рис. 6 *а*. Для наглядности отображена область всего канала, а не его половины, как для всех остальных случаев. Показаны неоднородность распределения вектора $\mathbf{v}$ по поперечному сечению канала, наименьшие значения скорости в пристеночных областях и максимальные значения в центре канала вблизи открытой поверхности расплава.



а *б* *в*

Рис. 5

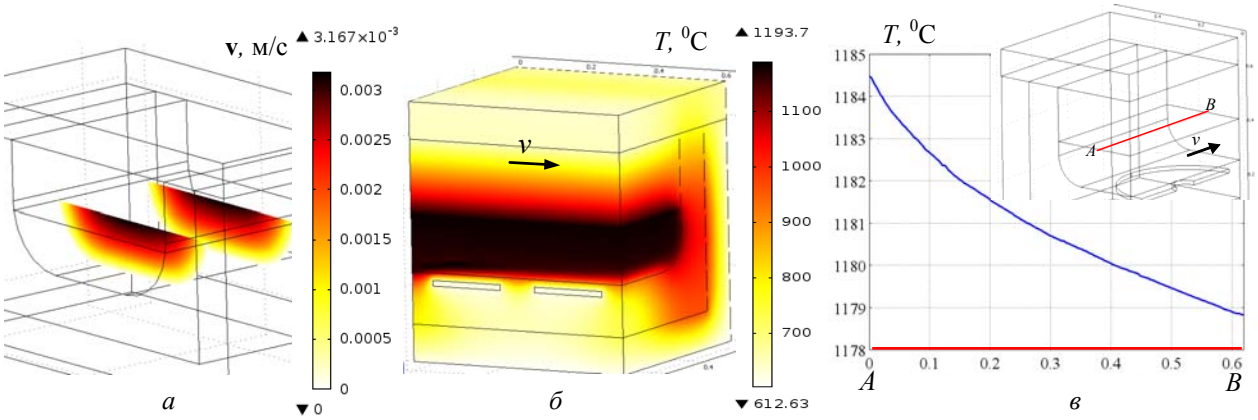


Рис. 6

Относительно температуры отметим, что в качестве распределения температуры на входе в область с расплавленным стеклом задавалось полученное экспериментальным путем изменение температуры по линейному закону (рис. 4). В таком случае картина температурного поля во всем объеме расчетной области приведена на рис. 6 *б*. Заметим, что самые нижние слои расплава имеют более низкую температуру из-за расположенного вблизи водоохлаждаемого индуктора с заданной температурой 70^0C. Уменьшение температуры по ходу движения жидкости из-за близости индуктора показано на рис. 6 *в*.

Для подтверждения достоверности не только качественных результатов тепловых расчетов, но и количественных результатов для исследуемого выходного канала стекловаренной печи проведено их сравнение с экспериментальными данными из [17]. С этой целью разработана модель выходного канала печи без индуктора. В канале осуществляется охлаждение предварительно нагретой массы стекла согласно данным рис. 4.

Результаты расчетов средней по поверхности мощности теплового потока показаны на рис. 7. Здесь значения теплового потока на единицу поверхности, проходящего через отмеченные границы, для расчетной модели без индуктора и для стекловаренной печи фирмы Saint-Gobain SEFPRO с газовым подогревом [17] приведены на рис. 7 *а* и *б*, соответственно. Расхождение расчетных и экспериментальных данных достигает до 18,2%.

Отметим, что предлагаемая математическая модель позволяет рассчитывать различные режимы индукционного нагрева при различном расположении индуктора в области канала.

Выводы. Разработаны трехмерная математическая модель и компьютерная методика расчета взаимосвязанных электромагнитных, гидродинамических и тепловых процессов при индукционном нагреве выработочного канала стекловаренной печи. Проведенное сравнение численных и экспериментально полученных значений плотности теплового потока подтверждает достоверность разработанной методики (расхождение результатов на уровне не более 18,2 %).

Предлагаемые математическая и компьютерная модели позволяют определять путем выбора расположения индуктора и его параметров такие режимы нагрева, которые обеспечивают высокую однородность распределения температуры в объеме расплавленного стекла для дальнейшего изготовления стеклоизделий высокого качества.

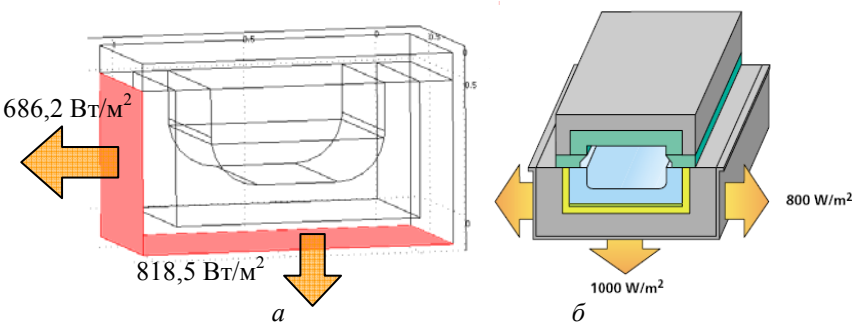


Рис. 7

Результаты работы подтверждают принципиальную возможность и эффективность использования индукционного нагрева выходного канала стекловаренной печи непрерывного действия.

1. Гинзбург Д.Б. Стекловаренные печи. Москва: Стройиздат, 1967. 340 с.
2. Гулоян Ю.А. Технология стекла и стеклоизделий. Владимир: Транзит-Икс, 2003. 480 с.
3. Манвелян М.Г., Мелик-Ахназарян А.Ф., Костанян К.А., Налчаджян С.О., Эрзнкян Е.А. Электроварка стекла. Ереван: Армгиз, 1962. 222 с.
4. Плюма Э. Совершенствование и перспективы развития стекловаренных печей. Москва: 1977. 80 с.
5. Станек Я. Электрическая варка стекла / Под ред. Ю.А. Гулояна. Москва: Легкая индустрия, 1979. 248 с.
6. Doyle P.J. Electricity in the glass industry: 1981–2000. *Glass.* 1982. V. 59, No. 5. P. 193–199.
7. Ассоциация предприятий стекольной промышленности "Стекло Украины" – http://sklo.kiev.ua/index.php?mid=82&language=ru
8. Groessler J. Thermal homogeneity index – the real truth. – https://www.researchgate.net/publication/268054958_Thermal_Homogeneity_Index_-_The_real_truth
9. Захариков Н.А. Теплообменные процессы в стекловаренных печах. Киев: Гостехиздат, 1962. 246 с.
10. Товажнянский Л.Л., Кошельник В.М., Соловей В.В., Кошельник А.В. Интегрированные энергосберегающие теплотехнологии в стекольном производстве. Харьков: НТУ "ХПИ", 2008. 628 с.
11. Pilon L., Zhao G., Viskanta R. Three-dimensional flow and thermal structure in glass melting furnaces. Part I: Effect of the net heat flux distribution. *Glass Science and Technology.* 2002. Vol. 75, No. 2. P. 55–68.
12. Pilon L., Zhao G., Viskanta R. Three-dimensional flow and thermal structure in glass melting furnaces. Part II: Effect of batch and bubbles. *Glass Science and Technology*. 2002. Vol. 75, No. 3. P. 115–124.
13. Choudhary M.K. Three-dimensional mathematical model for flow and heat transfer in electric glass furnaces. *Heat Transfer Engineering*. 1985. Vol. 6, No. 4. P. 55–65.
14. Лойцянский Л.Г. Механика жидкости и газай. Москва: Наука, 1978. 736 с.
15. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. Киев: Ин-т элеткродинамики НАН Украины, 2015. 305 с.
16. Comsol multiphysics modeling and simulation software – http://www.comsol.com/
17. The use of refractories for container glass furnaces. – Буклет фирмы Saint-Gobain SEFPRO, 2009. 27 p. – http://www.sefpro.com/

УДК 621.365.5 : 004.94

І.В. Волков, чл.-кор. НАН України, **О.Д. Подольцев**, докт. техн. наук**, І.М. Кучерява,** докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ, ТЕПЛОВІ ТА ГІДРОДИНАМІЧНІ ПРОЦЕСИ ПРИ ІНДУКЦІЙНОМУ НАГРІВІ ВИХІДНОГО КАНАЛУ СКЛОВАРНОЇ ПЕЧІ

Розроблено і реалізовано математичну модель взаємозалежних електромагнітних, гідродинамічних і теплових процесів у разі індукційного нагрівання вихідного каналу скловарної печі. Тривимірна модель і створена на її основі комп'ютерна методика дають змогу визначати оптимальні режими нагріву розплавленого скла шляхом вибору розташування індуктора і його параметрів, досягаючи при цьому необхідної температурної однорідності розплаву та його високої якості. Бібл. 17, рис. 7, таблиця.

Ключові слова: електромагнітні, теплові та гідродинамічні процеси, мультифізичні задачі, індукційний нагрів, розплавлене скло, вихідний канал скловарної печі, комп'ютерне моделювання.

I.V. Volkov, O.D. Podoltsev, I.M. Kucheriava
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

ELECTROMAGNETIC, THERMAL AND HYDRODYNAMIC PROCESSES AT INDUCTION HEATING OF OUTPUT CHANNEL OF GLASS MELTING FURNACE

The mathematical model of coupled electromagnetic, hydrodynamic and thermal processes at induction heating of output channel of glass melting furnace is developed and realized. The three-dimensional model and computer technique give a possibility to find the optimal conditions for molten glass heating by right location of inductor, its parameters in order to provide the temperature homogeneity of the glass melt and its high quality. References 17, figures 7, table.

Key words: electromagnetic, thermal and hydrodynamic processes, multiphysics problems, induction heating, molten glass, output channel of glass melting furnace, computer modeling.

1. Ginsburg D.B. Glass melting furnaces. Moskva: Stroiizdat, 1967. 340 p.
2. Guloian Yu.A. Technology of glass and glass products. Vladimir: Transit-Iks, 2003. 480 p.
3. Manvenian M.G., Melik-Akhnazarian A.F., Kostanian K.A., Nalchadzhian S.O., Erznkian E.A. Electric melting of glass. Erevan: Armgiz, 1962. 222 p.
4. Pliuma E. Improvement and prospects for development of glass melting furnaces. Moskva: 1977. 80 p.
5. Stanek Ya. Electric melting of glass / Ed. by Yu.A. Guloyan. Moskva: Legkaia industriia, 1979. 248 p.
6. Doyle P.J. Electricity in the glass industry: 1981–2000. *Glass.* 1982. V. 59, No. 5. P. 193–199.
7. Association of glass-industry plants "Glass of Ukraine" – http://sklo.kiev.ua/index.php?mid=82& language=ru
8. Groessler J. Thermal homogeneity index – the real truth. – https://www.researchgate.net/publication/268054958_Thermal_Homogeneity_Index_-_The_real_truth

9. Zajharikov N.A. Heat-exchange processes in glass melting furnaces. Kyiv: Gostekhizdat, 1962. 246 p.
10. Tovazhnianskii L.L., Koshelnik V.M., Solovei V.V., Koshelnik A.V. Integrated energy-efficient thermal technologies in glass production. Harkov: NTU "HPI", 2008. 628 p.
11. Pilon L., Zhao G., Viskanta R. Three-dimensional flow and thermal structure in glass melting furnaces. Part I: Effect of the net heat flux distribution. *Glass Science and Technology.* 2002. Vol. 75, No. 2. P. 55–68.
12. Pilon L., Zhao G., Viskanta R. Three-dimensional flow and thermal structure in glass melting furnaces. Part II: Effect of batch and bubbles. *Glass Science and Technology*. 2002. Vol. 75, No. 3. P. 115–124.
13. Choudhary M.K. Three-dimensional mathematical model for flow and heat transfer in electric glass furnaces. *Heat Transfer Engineering*. 1985. Vol. 6, No. 4. P. 55–65.
14. Loitsianskii L.G. Mechanics of liquid and gases. Moskva: Nauka, 1978. 736 p.
15. Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2015. 305 p.
16. Comsol multiphysics modeling and simulation software – http://www.comsol.com/
17. The use of refractories for container glass furnaces. – Saint-Gobain SEFPRO, 2009. 27 p. – http://www.sefpro.com/

Надійшла 05.07.2018
Received 05.07.2018

УДК 621.314

ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА ДЛЯ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ З СТАБІЛІЗАЦІЄЮ ПОТУЖНОСТІ НАВАНТАЖЕННЯ

Г.С. Бєлоха[*], канд. техн. наук, **Д.І. Морозов**[**], канд. техн. наук
Донбаський державний технічний університет,
м. Лисичанськ, пр. Перемоги, 84. 93100, Україна
e-mail:pointage13@gmail.com

Наведено резонансний інвертор напруги для індукційного нагрівання з стабілізацією потужності навантаження. Керування вихідною потужністю досягається за рахунок зміни форми напруги, що подається на резонансний контур. Запропонований принцип керування потужністю дає змогу інвертору працювати на резонансній частоті для всіх рівнів вихідної потужності. Керування температурою нагрівання здійснюється шляхом регулювання потужності навантаження резонансного інвертора. Наведено результати моделювання резонансного інвертора, а також спосіб визначення резонансних характеристик інвертора з використанням аналітичних розрахунків, заснованих на визначенні характеристик за першою гармонікою вихідної напруги. Бібл. 6, рис. 4.
Ключові слова: резонансний інвертор, індукційне нагрівання, стабілізація потужності.

Введення. Нагрівання металу є розповсюдженим технологічним процесом. Вибір методу нагрівання металу істотно впливає на якість нагрівання. Одним з його методів є індукційне нагрівання, яке широко використовується в промисловості завдяки його перевагам, таким як безпека нагріву, безконтактність й ефективність у порівнянні з іншими класичними методами. Електрична енергія, що подається в індуктор, перетворюється на теплову енергію заготівки через електромагнітне поле без будь-якого фізичного з'єднання з заготівкою. Для отримання бажаного рівня температури на заготівці параметри навантаження мають контролюватися за допомогою електроенергії, що їй передається.

Для індукційного нагрівання використовуються транзисторні або тиристорні резонансні інвертори [1], які за схемотехнікою можуть бути мостові, напівмостові з різними законами керування для забезпечення стабілізації параметрів навантаження, таких як напруга навантаження (для поверхневого гартування), струм навантаження (для максимального нагрівання) або потужність навантаження (для рівномірного нагрівання) [2, 3].

Високочастотне індукційне нагрівання застосовується у різних технологічних операціях, у тому числі й для нагрівання заготівок перед подальшою пластичною деформацією.

© Бєлоха Г.С., Морозов Д.І., 2018
* ORCID ID : https://orcid.org/0000-0003-4277-367X; ** ORCID ID : https://orcid.org/0000-0003-4018-4054

Для таких операцій потрібна висока робоча температура, для якої робоча частота має вибиратися залежно від розміру деталі та її параметрів.

Для якісного нагрівання заготівок потрібно контролювати їх температуру нагрівання [4]. Контроль температури заготівки фізично доцільніше проводити поза індуктором, тобто вимірювати температуру на його виході. Систему керування температурою заготівки необхідно будувати як систему регулювання температури на виході індуктора.

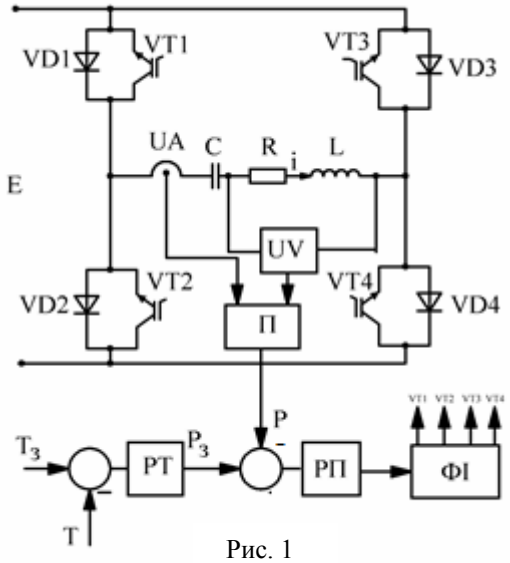


Рис. 1

Об'єктом керування є система «джерело енергії – індуктор – рухома заготівка». Джерелом енергії в системі є резонансний інвертор. У феромагнітних матеріалах електричний опір і магнітна проникність залежать від температури. Отже, повний опір змінюється протягом циклу нагрівання. Через зміни повного опору зміниться потужність навантаження, що не бажано. Тому для якісного та рівномірного нагрівання як джерело живлення вибрано резонансний інвертор, який є інвертором напруги та працює в режимі джерела потужності з можливістю регулювання та стабілізації потужності в навантаженні.

Мета роботи – розробка резонансного інвертора зі стабілізацією потужності навантаження, який використовується в установці індукційного нагрівання для забезпечення необхідної температури заготівки та отримання його регулювальних характеристик.

Матеріали досліджень. Функціональна схема запропонованого резонансного інвертора та його системи керування показана на рис. 1. Інвертор є мостовим інвертором напруги на IGBT транзисторах VT1…VT4 зі зворотними діодами VD1…VD4. Така силова схема була вибрана за рахунок можливості реалізації вихідної потужності більш ніж 100 кВт [5, 6].

Навантаженням резонансного інвертора є індуктор та заготівка, які представлені електричною схемою заміщення у вигляді послідовного з'єднання еквівалентних активного опору R та індуктивності L, що враховують параметри індуктора та заготівки. Ємність С у контурі навантаження вибирається для забезпечення резонансу на частоті f=1 кГц.

Керування резонансними перетворювачами можна здійснювати зі змінною або постійною частотою перемиканням вентилів. Оскільки головним недоліком методів зі змінною частотою є змінна робоча частота інвертора, що вимагає більш складної фільтрації пульсацій вихідної напруги і впливає на визначення параметрів системи, то керування запропонованим інвертором відбувається з постійною частотою.

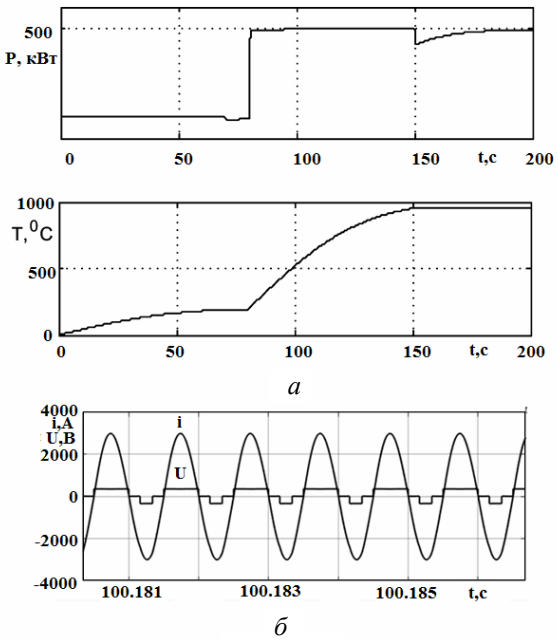
На транзистори VT1 та VT4 подаються імпульси з постійною частотою, рівною частоті резонансу, і незмінною тривалістю, а на транзистори VT2 та VT3 – імпульси різної тривалості для реалізації зміни форми напруги. На виході інвертора при цьому утворюється прямокутна форма змінної напруги з амплітудою, близькою до значення напруги живлення інвертора. Під впливом вихідної напруги виникають резонансні коливання в контурі навантаження.

Вихідна напруга інвертора згідно з режимами його роботи

$$U = \begin{cases} E & \text{при} \quad 0 \le \omega t \le \pi \\ 0 & \text{при} \quad \pi < \omega t < \pi + \alpha \ \text{ и } 2\pi - \alpha < \omega t < 2\pi \\ -E & \text{при} \quad \pi + \alpha \le \omega t \le 2\pi - \alpha \end{cases}, \qquad (1)$$

де α – кут комутації; E – напруга живлення інвертора; $\omega = 2\pi f$ – резонансна частота.

Для забезпечення необхідного розподілу температури у рухомій в індукторі заготівці динаміка задання на температуру має відповідати динаміці її реальної зміни. Сигнал не можна подати в систему стрибком, це може призвести до роботи резонансного інвертора з максимальною потужністю, що спричинить відхилення температури на ділянках заготівки від необхідних значень – локальне перегрівання або локальне збільшення градієнта температу-



а

б

Рис. 2

ри. З цією метою використовується задавач температури $T_з$. Температура T вимірюється за допомогою дистанційного датчика поверхневої температури заготівки на виході індуктора.

Для заготівки як об'єкта потужність індуктора є вхідним впливом, а температура – вихідною координатою. Задання на потужність резонансного інвертора є сигнал з регулятора температури (РТ), який є ПІ-регулятором. Температура задання (сигнал $T_з$) подається з пристрою за програмою нагрівання. Сигнал з регулятора температури є сигналом задання потужності. Потужність навантаження вимірюється за допомогою датчиків струму *UA* в навантаженні і напруги *UV* та блока розрахунку активної потужності П. Контроль активної потужності здійснюється регулятором потужності (РП). Сигнал різниці між потужністю задання та потужністю навантаження подається на регулятор потужності (РП), з його виходу сигнал подається на формувач імпульсів (ФІ).

Вимірювання активної потужності P на навантаженні відбувається способом інтегрування миттєвої потужності за період резонансного процесу (T_p=1/f)

$$P = \frac{1}{\mathrm{T_p}} \int_0^{T_p} uidt \,, \tag{2}$$

де u – миттєве значення напруги навантаження; i – миттєве значення струму в навантаженні.

Згідно з алгоритмом розрахунку інтегратор визначення потужності за виразом (2) щоперіоду обнуляється, а значення при цьому до обнулення передається в пристрій фіксації. Так, значення потужності відстає від реального значення на один період. З огляду на те, що $T_р$ на декілька порядків менше технологічних сталих часу, вимірювання потужності в системі регулювання температури можна вважати безінерційним.

За результатами дослідження резонансного інвертора на рис. 2 *а* представлено процеси роботи резонансного інвертора при двох значеннях температури нагрівання заготівок, які відповідають потужності в навантаженні 100 та 500 кВт. З осцилограм видно, що при заданій потужності навантаження заготівка нагрівається до температури задання. На момент часу t=80 с задання на температуру змінюється, при цьому регулятор температури дає нове значення для потужності навантаження.

На рис. 2 *б* показано роботу інвертора на RL навантаження у разі потужності 500 кВт у навантаженні, представлено струм навантаження і вихідна напруга інвертора у разі наявності резонансу в колі. Однією з характеристик інверторів є регулювальні характеристики.У процесі роботи резонансний інвертор регулює потужність згідно з програмою нагрівання та стабілізує її на заданому рівні при зміненні опору навантаження, яке виникає при нагріванні.

Для визначення регулювальної характеристики треба провести розрахунок за першою гармонікою вихідної напруги. Оскільки вихідна напруга має прямокутну форму, то у разі розкладу в ряд Фур'є амплітуда першої гармоніки вихідної напруги має вид

$$U_{m1} = \frac{4E}{\pi}. \tag{3}$$

Регулювання за принципом дії здійснюється шляхом змінення тривалості імпульсу негативної півхвилі вихідної напруги, а у позитивної півхвилі тривалість імпульсу постійна. З урахуванням цього вираз (3) має вид

$$U_{m1} = \frac{4E}{\pi} cos^2 \frac{\alpha}{2}. \tag{4}$$

Амплітуда першої гармоніки струму з урахуванням (4) має вид

$$I_m = \frac{4\mathrm{E}}{\pi Z}\cos^2\frac{\alpha}{2} = \frac{4E}{\pi R}\cos^2\frac{\alpha}{2}\cos\varphi, \qquad (5)$$

де φ – кут зсуву між струмом та напругою навантаження; Z – повний опір навантаження ($Z=R/\cos\varphi$).

Активна потужність визначається за виразом

$$P = \frac{I_m^2 R}{2}. \qquad (6)$$

Для отримання регулювальної характеристики замінимо кут регулювання α на відносну тривалість імпульсу за період

$$\gamma = \frac{\pi - \alpha}{\pi}. \qquad (7)$$

Вираз (6) з урахуванням (5) та (7) набуде виду

$$P = \frac{8E^2}{\pi^2 R}\cos^4\frac{\alpha}{2}\cos^2\varphi. \qquad (8)$$

Стосовно максимального значення активної потужності навантаження регулювальна характеристика має вид

$$\mathrm{P}^* = \cos^4\left(\frac{\pi}{2}(\gamma - 1)\right)\cos^2. \qquad (9)$$

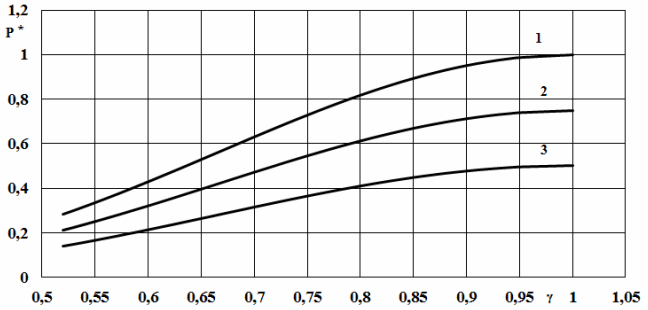


Рис. 3

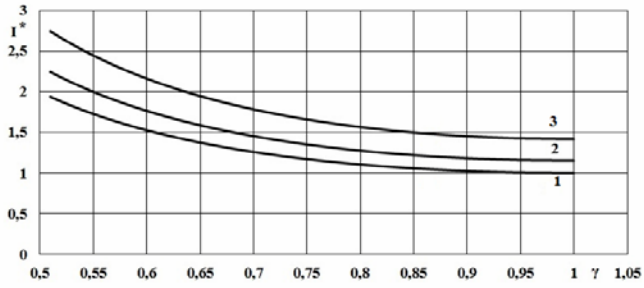


Рис. 4

На рис. 3 наведено сімейство регулювальних характеристик у разі регулювання потужності навантаження для декількох значень cosφ (1 – cosφ=1, 2 – cosφ=π/6, 3 – cosφ=π/4), які отримано згідно з виразом (9). Оскільки позитивна півхвиля напруги не змінює тривалості, то γ може змінюватися від 0,5 до 1.

Згідно з графіком залежності зі зростанням зсуву між напругою та струмом, активна потужність зменшується, бо збільшується повний опір навантаження. Максимальне значення потужності в навантаженні буде при γ=1.

Згідно з системою керування інвертор працює в режимі стабілізації потужності навантаження. Для цього виразимо амплітуду вихідного струму через потужність навантаження:

$$\mathrm{I_m} = \frac{\pi P}{2\mathrm{E}\cos^2\left(\frac{\pi}{2}(\gamma - 1)\right)\cos\varphi}. \qquad (10)$$

У відносних одиницях вираз (10) має вид

$$\mathrm{I}^* = \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}(\gamma - 1)\right)\cos\varphi}. \qquad (11)$$

Графічно регулювальні характеристики згідно з (11) представлено на рис. 4 (1 – cosφ=1, 2 – cosφ=π/6, 3 – cosφ=π/4). Найбільше значення струму буде тоді, коли кут керування буде максимальним, тобто вихідна напруга буде рівною нулю на інтервалі від π до 2π. Чим більший зсув між напругою та струмом, тим більший струм у навантаженні.

Висновки: Розроблено джерело потужності з регулюванням температури нагрівання заготівки та отримано осцилограми його роботи, які підтвердили роботу резонансного інвертора в режимі джерела потужності з регулювання температури нагрівання.

Отримано аналітичні вирази для одержання регулювальних характеристик – залежність потужності навантаження від відносної тривалості імпульсу вихідної напруги інвертора у разі регулювання потужності навантаження, а також залежність відносної амплітуди струму у разі стабілізації потужності навантаження.

1. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учебник. Ч.1. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. 199 с.
2. Burdio J.M. Barbosa P.M., Lee F.C. Comparison of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters. *Center for Power Electronics System sin CPES power electronics seminar by Center for Power Electronics Systems*. 2000. Pp 182–187.
3. Lucia O., Maussio P., Dede E.J., Burdio J. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013. Vol. 61 (n 5). Pp. 2509–2520.
4. Рапопорт Э.Я., Плешивцева Ю.Э. Оптимальное управление температурными режимами индукционного нагрева. Москва: Наука, 2012. 309 с.
5. Белоха Г.С., Морозов Д.И. Резонансный инвертор для индукционного нагрева с регулированием мощности нагрузки. *Электротехнические и компьютерные системы.* 2017. Вып. № 25(101). С. 132–138.
6. Белоха Г.С. Электромагнитно совместимый преобразователь частоты для индукционного нагрева. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут».* Харків: НТУ «ХПІ», 2017. Вип. №27(1249). С. 365–368.

УДК 621.314
Г.С. Белоха, канд. техн. наук, **Д.И. Морозов,** канд. техн. наук
Донбасский государственный технический университет,
г. Лисичанск, пр. Победы, 84. 93100, Украина

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ МОЩНОСТИ НАГРУЗКИ

Представлен резонансный инвертор напряжения для индукционного нагрева, который работает при стабилизации мощности нагрузки. Управление выходной мощностью достигается за счет изменения формы напряжения, подаваемого на резонансный контур. Предложенный принцип управления мощностью позволяет инвертору работать при резонансной частоте для всех уровней выходной мощности. Управление температурой нагрева осуществляется путем регулирования мощности нагрузки резонансного инвертора. Представлены результаты моделирования, а также способ определения резонансных характеристик инвертора с использованием аналитических расчетов, основанных на расчете характеристик по первой гармонике напряжения. Библ. 6, рис. 4.
Ключевые слова: резонансный инвертор, индукционный нагрев, стабилизация мощности.

H.S. Bielokha, D.I. Morozov
Donbass State Technical University,
Lysychansk, Peremohy ave., 84, 93100, Ukraine

INVESTIGATION OF THE RESONANT INVERTER FOR INDUCTION HEATING WITH STABILIZATION OF THE LOAD POWER

Presents voltage source inverter for induction heating applications, which is characterized by the power control based. The output power control is achieved by varying the shape of the voltage up applied to the resonant circuit. This power control strategy allows the inverter to work to the resonance frequency for all output-power levels. Control of the heating temperature is performed by controlling the resonance inverter power load. The simulation results of are presented. The way of determining the resonant inverter properties by using analytical calculations based on the inverter output voltage distribution on the first harmonic of is presented. References 6, figures 4.
Key words: resonant inverter, induction heating, power stabilization.

1. Zinovev G.S. Fundamentals of power electronics. Part 1. Novosibirsk: Izd-vo NGTU, 1999. 199 p. (Rus).
2. Burdio J.M. Barbosa P.M. Lee F.C. Comparison of fixed-frequency control strategies for ZVS DC/DC series resonant converters. *Center for Power Electronics System sin CPES power electronics seminar by Center for Power Electronics Systems*. 2000. P 182–187.
3. Lucia O., Maussio P., Dede E.J., Burdio J. Induction heating technology and its applications: past developments, current technology, and future challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013. Vol. 61 (n5). Pp. 2509–2520.
4. Rapoport E. Ya., Pleshivtseva Yu. E.Optimum control of temperature modes of induction heating. Moscow: Nauka, 2012. 309 p. (Rus)
5. Beloha G.S., Morozov D.I. Resonance inverter for induction heating with stabilization of the load power. *Elektrotehnicheskie i kompyuternyie sistemyi*. 2017. №25(101). P. 132–138.(Rus)
6. Beloha. G. S. Electromagnetically compatible frequency converter for induction heating. *Visnik Natsionalnogo tehnichnogo universitetu «Harkivskiy politehnichniy institut».* Harkiv: NTU «HPI», 2017. №27(1249). P. 365–368. (Rus)

Надійшла 02.03.2018
Received 02.03.2018

УДК 620.171/1.; 621.313; 536.2

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ УПРУГИХ ВОЛН

А.Д. Городжа, канд. техн. наук, **К.А. Городжа**, канд. техн. наук, **Б.О. Трощинский**, инж., **О.А. Погребный**, инж.
Киевский национальний университет строительства и архитектуры,
пр. Воздухофлотский, 31, Киев-37, 03037, Украина
e-mail: gorodzha@knuba.edu.ua

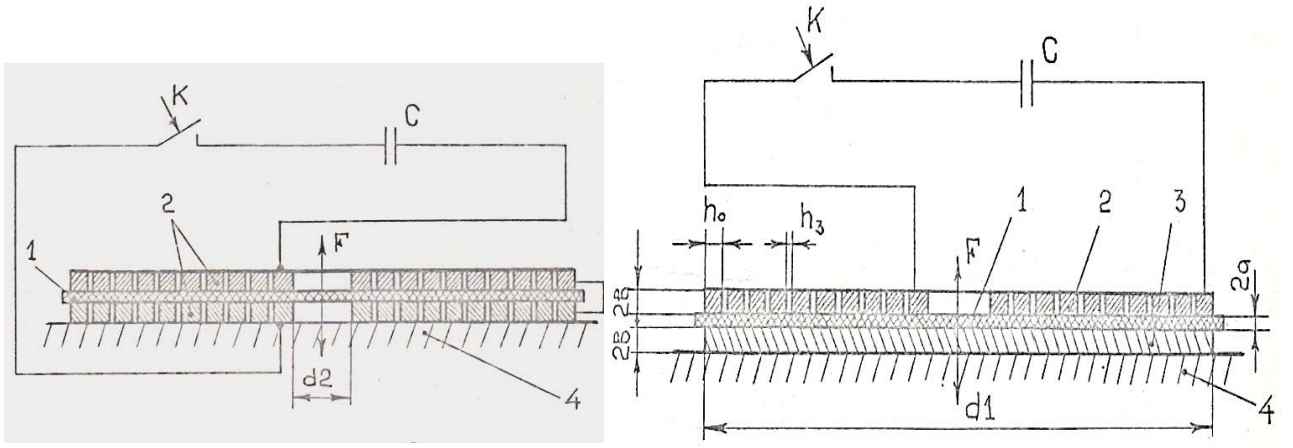
Рассмотрена возможность применения импульсных электро- и индукционно-динамических излучателей для возбуждения волновых процессов в бетонной конструкции при диагностике ее состояний на основе эхо-метода. Описана упрощенная методика расчета функциональной зависимости от времени электромагнитной силы при подключении такого преобразователя к предварительно заряженной конденсаторной батарее. Учтено неравномерное распределение плотности тока по сечению проводников излучателя, а также использовано приближение относительно малого изменения подвижной части за время протекания разрядного тока, что позволяет рассматривать разрядную цепь с постоянными электрическими параметрами. Определены условия получения максимального значения силы при заданных геометрических размерах излучателя. Библ. 6, рис. 3.
Ключевые слова: импульсный электродинамический излучатель, разрядный ток, электромагнитная сила, волновые механические процессы, диагностика бетонных конструкций.

Введение. В дефектоскопии линейно-протяженных бетонных конструкций, доступных со стороны одного торца буронабивных свай и столбов, применяется эхо-метод с ударным возбуждением упругих волн. Возможности метода значительно повышаются при использовании нормированных по амплитуде (F) и длительности (t) параметров ударных импульсов [1]. Для экспериментальных исследований метода требуется преобразователь (излучатель), способный передавать в конструкцию нормированные по амплитуде мощные механические импульсы, параметры которых в процессе испытаний могут изменяться в пределах: F = (1,0 - 10) кН; t = (0,1- 2,0) 10 с. При этом излучатель должен в обследуемой конструкции возбуждать упругую волну с плоским передним фронтом, по форме близкую к колоколообразной, которая при распространении в упруговязкой среде искажается незначительно. Близкую форму импульса в виде затухающей "квадратичной синусоиды" способны возбуждать импульсные электродинамические излучатели (ИЭИ), основанные на взаимном отталкивании противоположно текущих токов, при предельном случае апериодического разряда конденсатора [2]. Конструкция ИЭИ может быть выполнена без применения и с применением ферромагнитного магнитопровода в индукторе. Последние, которые чаще называют индукционно-динамические двигатели (преобразователи), возбуждают ударные импульсы длительностью более одной миллисекунды с повторными циклами работы [3, 4]. Излучатели без магнитопровода характеризуются высоким быстродействием и значительной импульсной механической мощностью, но обладают относительно низким КПД (8...10) % и применяются редко, в основном в научных исследованиях [5].

Целью статьи является разработка упрощенной методики расчета параметров ИЭИ без ферромагнитного магнитопровода, позволяющей оценивать возможности использования этих излучателей в экспериментальных исследованиях массивных бетонных конструкций различного назначения с помощью эхо-метода.

Описание методики расчета. Конструктивно рассматриваемый ИЭИ (рис.1) может состоять из двух спиральных обмоток 2, прилегающих друг к другу через изоляционную пластину 1, либо одной обмотки и токопроводящего диска 3. В обоих случаях ударный импульс F передается в обследуемую конструкцию 4 вследствие взаимного отталкивания двух обмоток или отталкивания обмотки и диска в результате протекания разрядного тока конденсатора С. Если излучатель содержит одну спиральную обмотку и токопроводящий диск (рис. 1 *б*), то в этом случае излучатель можно представить как трансформатор с замкнутой

© Городжа А.Д., Городжа К.А., Трощинский Б.О., Погребный О.А., 2018



а *б*

Рис. 1

накоротко вторичной обмоткой. Магнитное поле, создаваемое спиральной обмоткой, возбуждает в диске противоток, пропорциональный току, протекающему по обмотке. Поэтому при определении электродинамической силы, действующей в электромеханической системе, и характера изменения ее во времени будем исходить из выражения [6]

$$F = \frac{\partial W_m(i,x)}{\partial x} = \frac{i^2}{2}\frac{\partial L(x)}{\partial x}, \tag{1}$$

где W_m – энергия магнитного поля; i – ток, протекающий через излучатель; $L(x)$ – индуктивность излучателя, зависящая от величины зазора между обмотками; x – координата, в направлении которой действует сила. В начальном состоянии $x = 2a$ (рис. 1).

Вторым уравнением для электромеханической системы при разряде конденсаторной батареи будет уравнение, составленное по второму закону Кирхгофа для неразветвленной цепи разрядного контура:

$$i\frac{dL}{dt} + L\frac{di}{dt} + iR + \frac{1}{C}\int idt = 0, \tag{2}$$

где $L = L_{изл} + L_{р.ц.}$ – эквивалентная индуктивность разрядного контура, состоящая из индуктивности излучателя и суммарной индуктивности соединительных проводов и конденсатора; R – эквивалентное сопротивление контура, состоящее из активных сопротивлений излучателя, конденсатора и соединительных проводов; С – емкость конденсатора.

Третье уравнение – уравнение динамики в общем случае имеет вид

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + D\frac{dx}{dt} + Kx + F_0 = F, \tag{3}$$

где m – масса подвижной обмотки или пластины; D – коэффициент, характеризующий изменения силы сопротивления движению при изменении скорости перемещения; K – коэффициент упругости пружины, возвращающей подвижную катушку в исходное состояние; F_0 – начальная сила прижатия, действующая на подвижную катушку.

Точное аналитическое решение системы уравнений (1)...(3) в динамике затруднительно, т.к. неизвестен закон изменения индуктивности и активного сопротивления в процессе разряда конденсатора. В процессе разряда распределение тока по сечению обмоток неравномерное из-за скин-эффекта и эффекта близости, которые в свою очередь зависят от зазора между обмотками. Все это ведет к изменениям индуктивности и сопротивления обмоток излучателя, от которых зависят разрядный ток, а соответственно и форма механического импульса. Поэтому для нахождения функциональной зависимости от времени электромагнитной силы в работе использовались допущения, справедливые при малом смещении подвижного элемента излучателя (по отношению к первоначальной величине зазора):

- приращение электромагнитной энергии в результате изменения зазора является величиной постоянной;

- величина эквивалентной индуктивности в выражении (2) полагается постоянной ($L_{изл.}$=const);

- активное сопротивление $R_{р.ц.}$ и индуктивность $L_{р.ц.}$ разрядной цепи, а также длительность импульса сжатия и требуемые параметры излучателя $d1$ и $d2$ (см. рис. 1) полагаются известными.

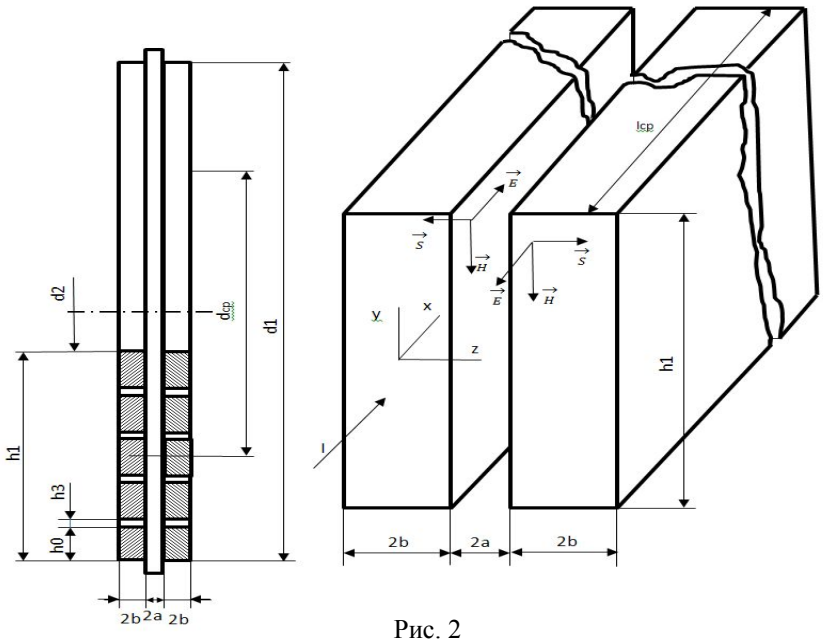


Рис. 2

Спиральные обмотки излучателя рассматриваются как две плоские шины, близко расположенные одна к другой. Одна шина является прямым проводом, другая – обратным (рис. 2). В момент включения конденсатора ток в обмотках будет равномерно распределен по радиусу и в зазоре между шинами возникнет сильное магнитное поле, которое зависит от радиуса обмоток и частоты тока. Если при постоянном токе в обмотке поле по зазору равномерно, то в случае импульсного тока за счет эффекта экранирования обмоток поле изменяется обратно пропорционально радиусу. При этом индуктивность рассеяния излучателя будет меньше, чем в случае равномерного распределения индукции по зазору. Если расстояние между обмотками (2а) меньше или такого же порядка, как и толщина спирали (2в), и намного меньше высоты h, то индукцию в зазоре можно считать равномерной. При учете гиперболического распределения напряженности магнитного поля в зазоре [6], сила удара несколько уменьшится, но уменьшится и индуктивность, что повлечет за собой увеличение силы тока и компенсирует уменьшение силы удара. Следовательно, напряженность магнитного поля в зазоре между обмотками можно определить по формуле

$$H = \frac{i}{h} = \frac{iw}{h_1}, \tag{4}$$

где w – количество витков спиральной обмотки излучателя, приведенное к одной обмотке; $h_1 = \frac{d_1 - d_2}{2}$ – высота обмотки. Тогда магнитная энергия излучателя W_m будет равняться

$$i^2 \frac{L(s)}{2} = \frac{\mu_0 H^2}{2} V = \frac{\mu_0 i^2 w l 2a}{2h_1} \quad , \tag{5}$$

где $V = \frac{2al}{h_1}$ – объем магнитного поля в зазоре между обмотками; $l = \frac{\pi(d_1 + d_2)}{2}$ – средняя длина витка.

Из выражения (5) видно, что индуктивность рассеяния, зависящая от величины зазора $2a = x$, равна

$$L(x) = \frac{\mu_0 w^2 l 2a}{h_1}, \tag{6}$$

откуда приращение электромагнитной энергии излучателя будет равно

$$\frac{dL(x)}{dx} = \frac{\mu_0 w^2 l}{h_1}. \tag{7}$$

Будем считать, что при толщине обмотки, равной глубине проникновения электромагнитного поля в металл обмотки, картина распределения поля быстро устанавливается. Её

можно принять такой же, как и в случае протекания по обмоткам противоположно направленных синусоидально изменяющихся во времени токов. Тогда распределения напряженности магнитного H_c и электрического E полей по сечению обмоток определяются следующими выражениями [6]:

$$H_c = -\frac{iw}{2}\frac{shp(b+z)}{sh2pb}; \tag{8}$$

$$E = \frac{p}{q}\frac{iw}{h_1}\frac{chp(b+z)}{sh2pb}, \tag{9}$$

где $$p = \sqrt{j\omega\gamma\mu_a} = \sqrt{\gamma\omega\mu_a e^{j45^\circ}} = \sqrt{\gamma\omega\mu_a}^{\frac{1+j}{\sqrt{2}}} = k(1+j); \tag{10}$$

γ – удельная проводимость материала обмотки; $\mu_\alpha = \mu_0 + \mu$ – абсолютная магнитная проницаемость воздуха и материала обмоток; $\omega = 2\pi\frac{1}{T} = \frac{\pi}{\tau_H}$ – угловая частота при длительности требуемого механического импульса τ_H, равной времени первого полупериода разрядного тока.

Применяя теорему Умова-Пойтинга в комплексной форме, определим полное внутреннее сопротивление одной обмотки:

$$Z_{\text{ВН}} = \frac{EHhL}{i^2} = \frac{EHh_{01}L}{i^2 w} = \frac{EHh_{01}wl}{i^2 w} = \frac{w^2}{\gamma h_{01}}\frac{p}{th2b} = \frac{w^2 l}{\gamma h_{01}}\frac{\sqrt{\gamma\omega\mu_\alpha}}{th2b}e^{j45^\circ}, \tag{11}$$

где $h_{01} = h_1 - (w-1)h_3$ – высота обмотки без зазора между витками; l – длина спиральной обмотки.

Заметим, что гиперболический тангенс от комплексного аргумента $pb = kb + jbk$ является комплексом и имеет вид

$$thpb = th(kb + jbk) = \frac{sh2kb + j\sin 2kb}{ch2kb + \cos 2kb}. \tag{12}$$

Если $th2pb = 1$, то, умножив выражение (11) на два, найдем полное внутреннее сопротивление обмоток излучателя

$$Z_n = 2\frac{w^2 l\sqrt{\gamma\omega\mu_\alpha}}{\gamma h_{01}}e^{j45^\circ} = \frac{w^2 l\sqrt{2\gamma\omega\mu_\alpha}}{\gamma h_{01}}. \tag{13}$$

Следовательно, активное и реактивное сопротивления равны между собой:

$$\left|R_{изл}\right| = \left|\text{X}_{\text{изл}}\right| = \frac{\text{w}^2 l}{\gamma h_{01}}\sqrt{2\gamma\omega\mu_\alpha}, \tag{14}$$

тогда внутренняя индуктивность обмоток излучателя будет равняться

$$L_{вн} = \frac{\text{X}_{\text{изл}}}{\omega} = \frac{\text{w}^2 l}{\gamma\omega h_{01}}\sqrt{2\gamma\omega\mu_\alpha}, \tag{15}$$

а полная индуктивность излучателя определится как сумма выражений (6) и (15):

$$L_{изл} = \frac{\text{w}^2 l(\mu_0 2\alpha\gamma\omega h_{01} + h_1\sqrt{2\gamma\omega\mu_\alpha})}{\gamma\omega h_1 h_{01}}. \tag{16}$$

Выражения (13) и (16) справедливы в случае, если толщина обмоток равна или больше глубины проникновения поля в металл обмотки, которое определяется из условия $e^{-k\Delta} = e^{-1}$ [6].

Отсюда следует, что $k\Delta$=1 или

$$\Delta = 2b = \frac{1}{k} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\gamma\omega\mu_a}{2}}}. \tag{17}$$

Согласно уравнению (2) ток в излучателе изменяется по закону «затухающей синусоиды» $i(t) = l_m e^{-\beta t} \sin \omega t$, тогда квадрат тока будет иметь вид «квадратичной затухающей синусоиды»:

$$i^2 = l_m^2 e^{-2\beta t} \sin^2 \omega t, \tag{18}$$

где $l_m = U_0 \sqrt{\frac{C}{L}}; \beta = \frac{R}{2L}; \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \beta^2}; \omega = \sqrt{\frac{1}{LC}}$; U_0 – начальное напряжение на конденсаторе; t – текущее время, изменяющееся от 0 до ∞.

Подставив выражение (18) в уравнение (4) с учетом формул (7) и (16), получим зависимость электродинамической силы, действующей в излучателе, от времени

$$F = \frac{U_0^2 C}{2L} \frac{\mu_0 w^2 l}{h_1} \exp\left[\frac{Rt}{L}\right] \sin^2 \omega t, \tag{19}$$

где $C = \frac{4L}{\omega^2 4L^2 + R}$ – емкость конденсатора, при которой механический импульс будет иметь заданную длительность.

Взаимное перемещение обмоток излучателя в общем случае определяется из уравнения (3). В частном случае, когда нет пружин (K=0), начальное притяжение (сила веса подвижной катушки) компенсируется реакцией опоры (F=0) и демпфирования практически нет (D=0), уравнение (3) имеет следующий вид:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} = \frac{F}{m}. \tag{20}$$

Считая, что с момента времени t=0 между обмотками действует прямоугольный импульс силы отталкиваний, по величине равный среднему значению силы, действующей за первый полупериод разрядного тока, величина взаимного перемещения обмоток излучателя определится из решения следующего выражения при нулевых начальных условиях:

$$\Delta x = \frac{F_{cp}}{m} \frac{t^2}{2} = \frac{F_{cp} \tau^2}{2m}. \tag{21}$$

Среднее значение силы, действующей в излучателе за время первого полупериода разрядного тока, можно получить, проинтегрировав (18) по времени и подставив полученный результат в уравнение (1):

$$F_{cp} = 0.5 \frac{dL(x)}{dx} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \frac{U_0^2 C}{L} e^{-2\beta t} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt =$$

$$= \frac{U_0^2}{2L\tau} \left[\frac{1}{4\beta} \left(1 - e^{-2\beta\tau}\right) - \frac{e^{-2\beta\tau}}{4\beta^2 + 4\omega^2} \left(\omega \sin 2\omega\tau - \beta \cos 2\omega\tau\right) - \frac{\beta}{4\beta^2 + 4\omega^2} \right] \frac{dL(x)}{dx}. \tag{22}$$

Из уравнения (2) определяется первый максимум разрядного тока

$$I_{m1} = U_0 \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-2\beta t_{\max}}. \tag{23}$$

Здесь $t_{\max} = \frac{1}{\omega} archg \frac{\omega}{\beta}$ – время, соответствующее первому максимуму разрядного тока.

Подставив l_{m1} в (1) с учетом (7), (14), (16), получим выражение для определения максимального значения электродинамической силы

$$F_{m1} = \frac{N_c L(x)}{L 2\alpha} \exp\left[-\frac{w^2}{L} \left(\frac{t_{\max} l \sqrt{2\gamma\omega\mu_\alpha}}{\gamma h_{01}} + \frac{R_{рц}}{w^2} \right) \right]. \tag{24}$$

Таким образом, максимальная величина электродинамической силы преимущественно зависит от энергии конденсатора $W_c = \frac{U_0^2 C}{2}$ и от величины зазора 2а, а также определяется

двумя безразмерными множителями. Первый из них зависит от отношения величины индуктивности в зазоре *L(s)* к эквивалентной индуктивности разрядного контура L . Второй множитель представляет собой экспоненциальную функцию, характеризующуюся коэффициентом затухания разрядного контура. Так как в уравнении (24) величина $\frac{R_{рц}}{w^2}$ ничтожно мала, то при известных W_c, (2 а), (2 в), l, h_1 электродинамическая сила становится зависящей от соотношения $\frac{w^2}{L}$:

$$F_{m1} = \frac{N_c \mu_0 l}{h_1} \frac{w^2}{L} \exp\left[-\frac{w^2}{L} B \right], \tag{25}$$

где

$$B = \frac{t_{\max} l \sqrt{2\gamma\omega\mu_0}}{\gamma h_{01}} . \tag{26}$$

По приведенной методике были рассчитаны параметры нескольких опытных образцов излучателей диаметром 0,25 м, количеством витков спиральной обмотки и предназначенных для возбуждения импульсов сжатия длительностью 50, 100, 200 и 500 мкс. Для каждого образца определены оптимальное количество витков спиральной обмотки и емкость накопительного конденсатора, при которых сила отталкивания между пластиной и спиралью в импульсе заданной длительности имеет максимальное значение. Как видно из графической зависимости $F(t)$, приведенной на рис. 3, электродинамическая сила в своём развитии имеет форму затухающей "квадратичной синусоиды" и, как показали экспериментальные исследования излучателя на стальном волноводе, аналогичную форму имеет упругая волна сжатия, возбуждённая в твердом теле. В экспериментальных исследованиях использовался стальной стержень диаметром 0,3 м и длиной 4,0 м.

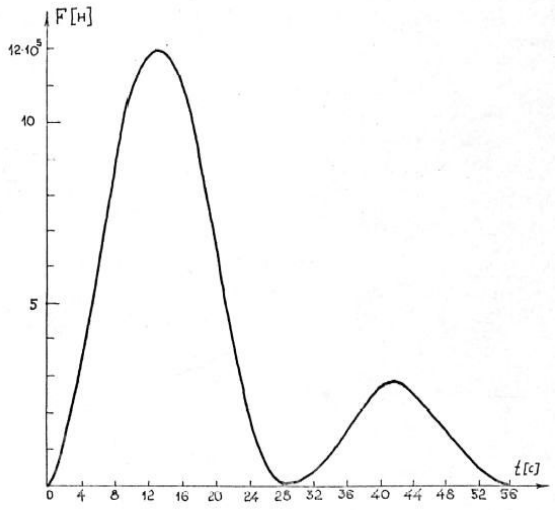


Рис. 3

Выводы. Анализ предварительных исследований показал, что ИЭИ, построенный из одной спиральной обмотки и токопроводящей пластины, может быть эффективен для возбуждения в бетонной конструкции относительно коротких (до 200 мкс) импульсов. Для получения импульсов большей длительности и для поддержания требуемой его мощности необходимо использовать высоковольтные конденсаторы большой ёмкости. В случае необходимости возбуждения силовых импульсов большей длительности 1...5 мс более эффективно использование индуктора с ферромагнитным магнитопроводом.

1. Барашиков А.Я., Городжа А.Д. Интегральная оценка качества железобетонных конструкций с помощью эхо-метода. Сборник научных трудов. *Надежность и долговечность машин и сооружений*. 1988. Вып. 14. С. 37–46.
2. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Стахов С.В. Основы теории цепей. Москва: Энергия,1975. 752 с.
3. Ивашин В.В., Карковский Л.И. Выбор рациональной геометрии магнитопровода индукционно-динамического двигателя с немагнитным якорем. *Электротехника*. 1981. № 8. С. 30–33.
4. Болюх В.Ф., Олексеенко С.В., Щукин И.С. Влияние параметров ферромагнитного сердечника на эффективность индукционно-динамического двигателя. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2012. № 6. С. 20–27.
5. Рой Н.А. Импульсные электродинамические излучатели. *Акустический журнал*. 1970. Том XVI. Вып. 1. С. 121–128.
6. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Москва: Высшая школа. 1973. 752 с.

УДК 620.171/1.; 621.313; 536.2
А.Д. Городжа, канд. техн. наук, **К.А. Городжа**, канд. техн. наук, **Б.О. Трощинський**, інж., **О.А. Погребний**, інж.
Київський національний університет будівництва і архітектури,
пр. Повітрофлотський, 31, Київ-37, 03037, Україна

РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ІМПУЛЬСНОГО ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНОГО ВИПРОМІНЮВАЧА ПРУЖНИХ ХВИЛЬ

Розглянуто можливість застосування імпульсних електро- та індукційно-динамічних випромінювачів для збудження хвильових процесів у бетонній конструкції у разі діагностики її стану на основі ехо-методу. Описано спрощену методику розрахунку функціональної залежності від часу електромагнітної сили у разі підключення такого випромінювача до попередньо зарядженої конденсаторної батареї. Враховано нерівномірний розподіл щільності струму за перетином провідників випромінювача, а також використано наближення щодо малого зміщення його рухомої частини за час протікання розрядного струму, що дає змогу розглядати розрядне коло як коло із постійними електричними параметрами. Визначено умови отримання максимального значення сили у разі заданих геометричних розмірів випромінювача. Библ. 6, рис. 3.

Ключові слова: імпульсний електродинамічний випромінювач, розрядний струм, електромагнітна сила, хвильові механічні процеси, діагностика бетонних конструкцій.

A.D. Horodzha, K.A. Horodzha, B.O. Troshchynskyi, O.A. Pogrebnyi
Kyiv National University of Construction and Architecture,
Povitroflotskyi, 31, Kyiv-37, 03037, Ukraine

CALCULATION OF PARAMETERS OF A PULSE ELECTRODYNAMIC OSCILLATOR TO EXCITE OF ELASTIC WAVES

The possibility of using pulsed electrodynamic and induction-dynamic oscillators for the excitation of wave processes in a concrete structure for diagnosis of its states based on the echo-method is considered. A simplified method for calculating the functional dependence in time of the electromagnetic force when connecting such a converter to a pre-charged capacitor battery is described. The paper takes into account the nonuniform distribution of current density over the cross section of the conductors, and also uses the approximation of a relatively small change in the moving part distance during the discharge current flow, which allows us to consider a discharge circuit with constant electrical parameters. The conditions for obtaining the maximum value of the force are determined for a given geometrical dimensions of the oscillator. References 6, figures 3.

Key words: pulsed electrodynamic oscillator, discharge current, electromagnetic force, mechanical wave processes, diagnostics of concrete structures.

1. Barashikov A.Ya., Horodzha A.D. Integral quality assessment of reinforced concrete structures using the echo method. *Nadezhnost' I dolgovechnost' mashin I sooruzhenii.* 1988. V.14. P. 37–46. (Rus)
2. Zeveke G.V., Ionkin P.A., Netushil A.B., Strahov C.B. Foundation of circuit theory. Moskva: Energiya, 1975. 752 p. (Rus)
3. Ivashin V.V. Karkovski L.I. The choice of the rational geometry of the magnetic induction-dynamic motor with nonmagnetic armature. *Electrotehnika*. 1981. N 8. P. 30–33. (Rus)
4. Bolyuh B.F., Olekseenko C.B., Shchukin I.C. Influence of parameters of a ferromagnetic core on the efficiency of an induction-dynamic motor. Electrotehnika I Electromechanika. 2012. N 6. P. 20–27. (Rus)
5. Roi N.A. Pulsed electrodynamic oscillator. *Akusticheskii zhyrnal*. 1970. V XVI. N. 1. P. 121–128. (Rus)
6. Bessonov L.A. Theoretical electrical engineering. Moskva: Vysshaya shkola. 1973. 752 p. (Rus)

Надійшла 10.10.2018
Received 10.10.2018