



# ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА  
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ  
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ  
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ  
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ  
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

**№ 3**  
**2022**

## РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ\*

**Кириленко О.В.,** головний редактор,  
академік НАН України  
**Шидловський А.К.,** академік НАН України  
**Буткевич О.Ф.,** заступник головного редактора, професор  
**Волков І.В.,** член-кор. НАН України  
**Жаркін А.Ф.,** член-кор. НАН України  
**Кенсицький О.Г.,** д-р техн.наук  
**Кондратенко І.П.,** член-кор. НАН України  
**Кузнецов В.Г.,** член-кор. НАН України,  
**Липківський К.О.,** заступник головного редактора, професор  
**Мазуренко Л.І.,** професор  
**Мислович М.В.,** професор  
**Михальський В.М.,** член-кор. НАН України  
**Стогній Б.С.,** академік НАН України  
**Шаповал І.А.,** докт.техн.наук  
**Шидловська Н.А.,** член-кор. НАН України  
**Щерба А.А.,** член-кор. НАН України  
**Юрченко О.М.,** д-р техн.наук  
**Городжа Л.В.,** відповідальний секретар  
канд.техн.наук

## EDITORIAL BOARD\*

**Kyrylenko O.V.,** Editor-in-Chief,  
Member of N.A.S.Ukraine  
**Shydlovskiy A.K.,** Member of NAS Ukraine  
**Butkevych O.F.,** Deputy Editor-in-Chief, Professor  
**Volkov I.V.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Zharkin A.F. ,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Kensitskiy O.H.** Dr.Sc. (Eng.)  
**Kondratenko I.P.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Kuznetsov V.H.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Lypkivskiy K.O.,** Deputy Editor-in-Chief,  
Professor  
**Mazurenko L.I.,** Professor  
**Myslovych M.V.** Professor  
**Mykhaskyi V.M.** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Stohnii B.S.,** Member of NAS Ukraine  
**Shapoval I.A.** Dr.Sc. (Eng.)  
**Shydlovska N.A.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Shcherba A.A.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Yurchenko O.M.,** Dr.Sc. (Eng.)  
**Gorodzha L.V.,** Executive Managing Editor,  
Ph.D.

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

## INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

**Kyrylenko O.V.** Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv  
**Shydlovskiy A.K.** Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv  
**Hubanski S.** Professor, Chalmers University of Technology, Sweden  
**Zhuikov V.Ya.** Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv  
**Zagirnyak M.V.** Professor, The Kremenichuk M.Ostrogradskiy National University, Ukraine  
**Clare Jon C.** Professor, The University of Nottingham, Great Britain  
**Kulyk M.M.** Member of NAS Ukraine, Institute of General Energy of NAS Ukraine, Kyiv  
**Oleshchuk V.** Professor, Institute of Power Engineering of AS Moldova, Kishinev  
**Pavlik M.** Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland  
**Peresada S.M.** Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv  
**Pivniak H.H.** Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine  
**Reztsov V.F.** Corresponding Member of NAS Ukraine, Institute for Renewable Energy of NAS Ukraine, Kyiv  
**Rozov V.Yu.** Corresponding Member of NAS Ukraine, State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS Ukraine, Kharkiv  
**Rossi K.** Professor, The University of Bologna, Italy  
**Sokol Ye.I.** Corresponding Member of NAS Ukraine, National Technical University "Kharkiv Polytechnical Institute", Ukraine, Kharkiv  
**Stakhiv P.H.** Professor, National University "Lviv Polytechnica", Ukraine, Lviv

Журнал "Технічна електродинаміка" включено до Переліку наукових фахових видань України категорія «А», представлений у загальнодержавній реферативній базі даних "УКРАЇНІКА НАУКОВА" та у міжнародних наукометричних базах даних SCOPUS, COMPENDEX, EBSCO, PROQUEST, CROSSREF, INDEX COPERNICUS, DOAJ.

### Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56,

Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57.

Email: [ted@ied.org.ua](mailto:ted@ied.org.ua)

<https://techned.org.ua>

## ЗМІСТ

|  |    |
|--|----|
| <b>75 років Інституту електродинаміки НАН України</b><br>КИРИЛЕНКО О.В. До 75-річчя ІЕД НАН України .....  | 3  |
| <b>Теоретична електротехніка та електрофізика</b><br>SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A., ROZISKULOV S.S., SYNITSYN V.K.<br>Improving the dynamic characteristics of electric discharge installations, which are significantly distant from the spark-erosion load ..... | 16 |
| КУЧЕРЯВА І.М. Способи зменшення магнітного поля підземних силових кабелів в поліетиленових трубах з композиційного магнітного матеріалу .....  | 22 |
| <b>Перетворення параметрів електричної енергії</b><br>BATYGIN Yu.V., SHINDERUK S.O., SHAPLYGIN E.O., FENDRIKOV D.V. Double-circuit resonant electric power amplifier for magnetic-pulse processing of metals .....   | 29 |
| <b>Електроенергетичні системи та устаткування</b><br>КИРИЛЕНКО О.В., ЖУЙКОВ В.Я., ДЕНИСЮК С.П. Використання динамічної тарифікації для оптимізації техніко-економічних показників Microgrid на локальних ринках електроенергії.....                                  | 37 |
| <b>Електротехнологічні комплекси та системи</b><br>БОНДАР О.І., ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., ЖАРКІН А.Ф. Інтенсифікація тепло-масообміну в індукційних каналних печах.....  | 49 |
| ВОІКО М.І., МАКОГОН А.В. Discharge in gas bubbles in water as a source of an intensive factors' complex for water disinfection: comparison experimental and computer modelling results.....  | 56 |
| БЕРЕКА В.О., БОЖКО І.В., КОНДРАТЕНКО І.П. Вплив параметрів руху води на енергоефективність її обробки імпульсним бар'єрним розрядом .....  | 62 |
| <b>Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці</b><br>ВОНАСНЕВ І.В., ВАБАК В.Р., ЗАПОРОZHETS A.O. Novel small-aperture transducers based on magnetostrictive effect for diagnostic systems.....  | 69 |
| КАРАСІНСЬКИЙ О.Л., ТЕСИК Ю.Ф., МОРОЗ Р.М. Апроксимація обвідних квазісинусоїдальних цифро-аналогових сигналів .....  | 79 |

CONTENTS

**75 years of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine**

KYRYLENKO O.V. To the 75th anniversary of the Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine.....3

**Theoretical electrical engineering and electrophysics**

SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A., ROZISKULOV S.S., SYNYTSYN V.K. Improving the dynamic characteristics of electric discharge installations, which are significantly distant from the spark-erosion load.....16

KUCHERIAVA I.M. Methods for mitigation of magnetic field generated by underground power cables in polyethylene pipes made of composite magnetic material .....22

**Conversion of electric energy parameters**

BATYGIN Yu.V., SHINDERUK S.O, CHAPLYGIN E.O., FENDRIKOV D.V. Double-circuit resonant electric power amplifier for magnetic-pulse processing of metals .....29

**Electric power systems and installations**

KYRYLENKO O.V., ZHUIKOV V.YA., DENYSIUK S.P. Use of dynamic tariffication for optimization Microgrid technical and economic indicators in local electricity markets ..... 37

**Electrotechnological complexes and systems**

BONDAR O.I., GORYSLAVETS YU.M., ZHARKIN A.F. Intensification of heat and mass transfer in induction channel furnaces.....49

BOIKO M.I., MAKOGON A.V. Discharge in gas bubbles in water as a source of an intensive factors' complex for water disinfection: comparison experimental and computer modelling results.....56

BEREKA V.O., BOZHKO I.V., KONDRATENKO I.P. Influence of parameters of water movement at its treatments on energy efficiency pulse barrier discharge.....62

**Information-measuring systems in power engineering**

BOHACHEV I.V., BABAK V.P., ZAPOROZHETS A.O. Novel small-aperture transducers based on magnetostrictive effect for diagnostic systems.....69

KARASINSKIY O.L, TESIK YU.F., MOROZ R.M. Approximation envelopes of quasi-sinusoidal digital-analog signals.....79

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ

Редактор І.О. БРАГІНЕЦЬ

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 5 від 26.05.2022 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».

Підписано до друку 27.05.2022. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 10,3. Тираж 190 прим. Зам. 22. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

Поліграфічна дільниця Інституту електродинаміки НАН України 03057, м. Київ, пр. Перемоги, 56.

## ДО 75-РІЧЧЯ ІНСТИТУТУ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ

**О.В. Кириленко**\*, академік НАН України  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [ied1@ied.org.ua](mailto:ied1@ied.org.ua)

*Стисло розглянуто історію та здобутки Інституту електродинаміки НАН України за 75 років його існування, пов'язані зі становленням і розвитком наукових досягнень в галузях енергетики, електротехніки та енергетичного машинобудування України. Бібл. 65.*

**Ключові слова:** Інститут електродинаміки НАН України.

У цьому році виповнюється 75 років від дня створення Інституту електродинаміки НАН України. Перед тим, як зупинитися на основних результатах наукової діяльності інституту, варто зробити короткий екскурс до його історії [1]. 5 травня 1947 р. рішенням Ради Міністрів Української РСР Інститут енергетики АН УРСР був розділений на два самостійні інститути: Інститут електротехніки та Інститут теплоенергетики АН УРСР. З цього часу практично і починається історія Інституту електродинаміки НАН України. Новоутворений Інститут електротехніки до кінця 1947 р. повністю розгорнув свою роботу. На цей час у його складі вже було п'ять лабораторій: регулювання та моделювання, струмів високої частоти, електричних станцій і енергосистем, електричних вимірювань, автоматики і електроапаратури, а у 1948 р. інституту була передана ще електролабораторія у м. Харкові. На 1 січня 1948 р. в Інституті електротехніки працювало 57 співробітників, у тому числі 15 наукових працівників, 11 інженерів та 5 аспірантів.

Післявоєнна відбудова промисловості, в першу чергу електроенергетики, України вимагала широких наукових досліджень у різних галузях електротехніки, енергетичного машинобудування, розв'язання різноманітних проблем загальної енергетики України. Інститут очолив і всебічно розвивав проведення зазначених наукових досліджень. На 1 січня 1961 р. в інституті було вже 6 лабораторій, в яких працювало 180 співробітників основного штату та навчалося в аспірантурі 25 аспірантів. Наукові кадри інституту поповнювалися переважно за рахунок припливу талановитої молоді з різних ВУЗів України. В той же час почалася реорганізація інституту. На базі лабораторій було створено наукові відділи. Інститут електротехніки у 1963 році було перейменовано у Інститут електродинаміки АН УРСР.

Наукова діяльність інституту остаточно була спрямована на підвищення ефективності процесів генерування, передавання, перетворення та використання електричної енергії. Така спрямованість вплинула на формування структури інституту та визначення основних напрямів наукової діяльності. Зазначені наукові напрями, які було сформовано в перші 15 років діяльності інституту, на сьогодні залишилися майже без змін:

- режими електроенергетичних систем і об'єктів та керування ними;
- перетворення і стабілізація параметрів електромагнітної енергії;
- системи та комплекси електромеханічного перетворення енергії;
- інформаційно-вимірювальні системи і метрологічне забезпечення в електроенергетиці.

**Науковий напрям – режими електроенергетичних систем і об'єктів та керування ними.**

Зазначений напрям наукових досліджень Інституту електродинаміки НАН України, за яким працюють три відділи (моделювання електроенергетичних об'єктів та систем, автоматизації електричних систем, оптимізації систем електропостачання), безпосередньо стосується режимів

електроенергетичних систем (ЕЕС) і об'єктів. Еволюційний розвиток ЕЕС відбувається завдяки новим результатам наукових досліджень та розробок, що знаходять практичне використання в електроенергетиці, призводячи до покращення властивостей та показників функціонування ЕЕС. Фундаторами цього напрямку досліджень були видатні вчені – академіки В.М. Хрущов та С.О. Лебедев, класичні праці яких з дослідження та розрахунку режимів ЕЕС широко відомі і набули подальшого розвитку в Інституті. Дослідження у цьому напрямі продовжили: докт.техн.наук Л.В. Цукернік, докт.техн.наук І.М. Сирота, академіки НАН України Б.С. Стогній та О.В. Кириленко, член-кореспондент НАН України В.Г. Кузнецов, докт.техн.наук А.М. Авраменко, докт.техн.наук О.Ф. Буткевич, канд.техн.наук В.О. Крилов, докт.техн.наук П.О. Черненко, канд.техн.наук В.Л. Прихно, докт.техн.наук Ю.І. Тугай, докт.техн.наук Є.М. Танкевич, докт.техн.наук М.Ф. Сопель, докт.техн.наук В.В. Павловський, докт.техн.наук І.В. Блінов та інші.

У 75-у річницю створення Інституту слід згадати хоча б узагальнено (викладення більшого за тематикою та обсягом матеріалу потребує іншого формату публікації, не зіставного з форматом даної статті) тематику виконаних в Інституті досліджень та розробок, що сприяли не лише формуванню, але і подальшому розвитку даного наукового напрямку, оскільки саме зі створенням під керівництвом С.О. Лебедева першої на європейському континенті цифрової електронної обчислювальної машини "МЕСМ" та введенням її у 1951 р в експлуатацію задля розв'язання практичних задач і було започатковано використання цифрових електронних обчислювальних машин для дослідження режимів ЕЕС та засобів керування ними. В інституті було виконано піонерські роботи із застосування зазначених машин для розрахунків ustalених режимів ЕЕС. На шляху, що почався формально 75 років тому (а фактично навіть трішки раніше), було одержано численні результати, що набули наукового визнання та практичного використання в ЕЕС, і такий процес триває.

Однією із важливих задач планування та реалізації електричних режимів ЕЕС (а саме з досліджень режимів ЕЕС, як вже зазначалося, і було започатковано науковий напрям) є задача визначення запасу статичної стійкості ЕЕС в таких режимах. Розв'язання цієї задачі має свою історію з часів колишнього СРСР, яка стосується як формування самої методики аналізу стійкості складних ЕЕС, так і розрахунку критеріїв аперіодичного та коливного порушення стійкості. Розділи цієї історії також "писалися" в Інституті виконанням досліджень та розробленням відповідних програмних засобів аналізу статичної, а згодом і динамічної стійкості, розрахунку аварійних режимів складних автоматично регульованих ЕЕС, які було впроваджено в ЕЕС колишнього СРСР. Було також одержано вагомий теоретичні результати та розроблено відповідні програмні засоби для розрахунків складнонесиметричних режимів, визначення для складних електричних систем уставок струмових захистів від КЗ на землю, максимальних струмових захистів і дистанційних захистів від усіх видів коротких замикань, зокрема в мікропроцесорних терміналах 7SA513 і 7SA522 фірми Siemens, REL521(511) та REL670 фірми ABB, L60 фірми General Electric, враховуючи особливості цих захистів та вимог до їх функціонування за умов експлуатації в ЕЕС України [2].

Також Інститутом зроблено вагомий внесок в дослідження, що стосуються оцінювання стану ЕЕС, з розробленням комплексу відповідних програмних засобів, найбільшого поширення серед яких в ЕЕС набув програмний комплекс "КОСМОС". Було виконано дослідження та розроблення програм з прогнозування обсягів електроспоживання ЕЕС на різних рівнях часової декомпозиції керування [3], що дало змогу визначити способи з підвищення точності відповідних прогнозів, зокрема з використанням методики ієрархічного прогнозування. Задля підвищення точності короткострокового прогнозування обсягів виробленої електроенергії джерелами відновлюваної енергії розроблено відповідні моделі з використанням штучних нейронних мереж глибокого навчання [4]. Для посилення функціональних можливостей систем моніторингу та автоматизованих систем оперативно-диспетчерського керування з мінімізацією негативного впливу людського чинника на адекватність та ефективність прийняття рішень з керування, досліджено підходи до створення інтелектуальних засобів оброблення та використання інформації в системах автоматизованого оперативного керування електроенергетичних об'єктів та електричних мереж у вигляді "Систем підтримки оперативного персоналу у прийнятті рішень", що стали їхнім "інтелектуальним розширенням". Було розроблено технологію побудови таких систем для автоматизованого розв'язання складних задач оперативного керування, для яких були відсутні засоби автоматизованого розв'язання, що могло призводити до помилок оперативно-диспетчерського персоналу, насамперед у разі виникнення аварійних ситуацій [5]. Принципи та технологічні рішення щодо побудови таких систем та різні варіанти їхніх реалізацій було впроваджено на об'єктах і в електричних мережах України та за її межами.

Звертаючись до першої половини вже пройденого 75-річного шляху, очевиднішою стає значущість одержаних в Інституті результатів, які залишаються слугувати електроенергетиці, набувши хрестоматійного значення для широкого кола фахівців електроенергетиків. Наприклад, внаслідок виконаних досліджень процесів замикання на землю в мережах з ізольованою нейтраллю під керівництвом докт.техн.наук І.М. Сироти було розроблено теорію трансформаторів струму (ТС) нульової послідовності та ТС з підмагнічуванням кабельного та шинного типів, створено низку захистів від замикань на землю в мережах 6-35 кВ, а також захисти від замикань на землю генераторів. Наприкінці 1960 р. під керівництвом академіка НАН України Б.С. Стогнія (на той час – ще канд.техн.наук) були розпочаті і виконані глибокі наукові дослідження високовольтних вимірювальних перетворювачів струму та напруги – основних джерел вимірювальної інформації про режими роботи електроенергетичних об'єктів. Внаслідок таких досліджень розроблено теорію, принципи побудови, методи випробування та нове покоління вимірювальних перетворювачів струму, що вперше у вітчизняній практиці високовольтних вимірювань струму забезпечили нормовані метрологічні характеристики як в усталених, так і перехідних режимах ЕЕС. Вагомим практичним результатом цих робіт стала організація на базі виробничого об'єднання "Запоріжтрансформатор" серійного виробництва каскадних триступеневих ТС для першої у світі лінії електропередачі напругою 1150 кВ Екібастуз-Урал.

Було розроблено наукові засади побудови багатофункціональних мікропроцесорних систем, призначених задля розв'язання широкого кола актуальних задач моніторингу [6] та діагностування електроенергетичних об'єктів і систем, з урахуванням технологічних особливостей функціонування ЕЕС та можливостей удосконалення систем оперативного та автоматичного керування на всіх рівнях ієрархії керування. Розроблено і широко впроваджено у виробництво апаратно-програмні комплекси різного функціонального призначення (14 типів), об'єднані загальною назвою "Регіна", до яких належить і інформаційно-діагностичний комплекс "Регіна", призначений для реєстрації аналогових та дискретних сигналів, аналізу розвитку аварійних ситуацій, оцінювання функціонування пристроїв релейного захисту та автоматики, визначення місця пошкодження у разі коротких замикань на лініях електропередачі, визначення залишкового ресурсу високовольтних вимикачів, побудови добової відомості режимів та багато іншого. З часом було проведено дослідження та створено на базі сімейства комплексу "Регіна" системи автоматичного контролю ізоляції під робочою напругою за параметром "комплексна провідність" трансформаторів струму, лінійних ізоляторів та високовольтних ввідів силових трансформаторів, пристроїв для діагностування стану високовольтних вимикачів з визначенням ресурсу спрацьовування [7].

З появою технології векторних вимірювань параметрів режиму було розроблено високоточні засоби моніторингу у вигляді електровимірювальних реєструвальних пристроїв (ЕВРП) "Регіна-Ч", що функціонують в масштабі реального часу з "прив'язкою" до супутникових сигналів точного часу [8]. На базі ЕВРП "Регіна-Ч" в ОЕС України створено та введено в дію першу чергу системи моніторингу електромеханічних перехідних режимів ЕЕС. З урахуванням можливості одержання якісно нової інформації у вигляді векторів напруги, вимірюваних у різних точках об'єднаної енергосистеми (ОЕС) України, у відділі, очолюваному академіком НАН України О.В. Кириленком, було розроблено спеціальні моделі задля визначення в реальному часі допустимості поточних режимів ОЕС України за запасами статичної стійкості. З використанням зазначених результатів, вперше на теренах пострадянського простору створено і впроваджено в Кримській енергосистемі сучасну систему моніторингу з контролем в реальному часі допустимості її поточних режимів, зокрема і за запасами статичної стійкості в контрольованому перетині з іншою ("материковою") частиною ОЕС України. З використанням результатів векторних вимірювань ЕВРП "Регіна-Ч" параметрів режиму ОЕС України було досліджено процеси виникнення низькочастотних електромеханічних коливань (НЧК), зокрема і тих, що мали місце в ОЕС України [9], визначено вимоги до методів і засобів аналізу та оцінювання в реальному часі безпеки коливного порушення стійкості, яку становлять для енергооб'єднань такі коливання [4, 10], розроблено відповідні засоби аналізу та оцінювання в реальному часі НЧК з їх використанням у складі програмних засобів ЕВРП "Регіна-Ч". Виконано дослідження стійкості за частотою ОЕС України, передбачаючи її ізольований режим роботи та значну частку відновлюваних джерел енергії в структурі її генеруючої потужності [4].

Під керівництвом член-кореспондента НАН України В.Г. Кузнецова виконано низку комплексних досліджень, зокрема з аналізу та координованої оптимізації режимів ЕЕС, з підвищення надійності розподільних мереж на базі методів контролю стану ізоляції з розробленням відповідних

методів раннього діагностування її стану. Іншу низку досліджень та відповідних розробок було підпорядковано вирішенню проблеми покращення показників якості електроенергії, зокрема створення високоефективних коригуючих пристроїв для електричних мереж низької напруги, схемно-технічних рішень з комплексного обмеження несиметрії та несинусоїдальності напруги на тягових підстанціях залізниць, симетруючих пристроїв для широкого класу однофазних навантажень та інше. Задля вирішення іншої проблемної задачі з підвищення надійності функціонування ЕЕС виконано ґрунтовні дослідження умов виникнення небезпечних ферорезонансних процесів та розроблено заходи, що дають змогу запобігти появі таких процесів чи їх придушенню у разі виникнення [11]. З урахуванням різних схемно-режимних умов ЕЕС та співвідношень параметрів виконано комплекс досліджень, за яких можливе виникнення небезпечних резонансних процесів в ЕЕС, внаслідок чого розроблено засоби визначення умов ефективного використання пристроїв керованої комутації для зменшення амплітуд параметрів режиму та тривалості перехідних процесів в ЕЕС [12, 13].

Розвиток ЕЕС більшості країн світу відбувається у напрямі декарбонізації та створення максимально ефективної структури генеруючих потужностей зі значною часткою відновлюваних джерел енергії (ВДЕ). З урахуванням зазначених тенденцій досліджувалися також варіанти подальшого розвитку і ОЕС України [14-16], зокрема і за умов об'єднання ринку електричної енергії України з ринками країн Європи [17]. Було виконано дослідження впливу зростання частки ВДЕ в структурі генеруючої потужності ОЕС України та виробленої ними електроенергії на ринкову вартість електроенергії в Україні [18] та режими ОЕС України під час балансування стохастичних змін потужності ВДЕ. Встановлено, що спорудження системи накопичувачів електроенергії, призначеної для балансування стохастичних змін потужності ВДЕ в ОЕС України, без урахування впливу їх розподілу (за місцем та потужністю) на навантаження контрольованих перетинів ОЕС України може призводити до наднормативного переобтяження окремих контрольованих перетинів ОЕС України внаслідок ввімкнення зазначених накопичувачів. Щоб уникнути небезпеки таких переобтяжень із загрозою порушення стійкості ОЕС України, розроблено метод та комплекс програмних засобів для визначення оптимального розподілу (за місцем та потужністю, запобігаючи зазначеним переобтяженням) в ОЕС України таких накопичувачів [19]. З урахуванням потреби запровадження нових механізмів задля забезпечення надійного функціонування ОЕС України за умов подальшого розвитку ВДЕ також досліджено питання економічної доцільності використання систем накопичення електроенергії в розподільних електричних мережах для регулювання їхніх режимів [20, 21].

**Науковий напрям – перетворення і стабілізація параметрів електромагнітної енергії** – в інституті започаткував чл.-кор. АН України О.М. Мілях, а продовжили і розвинули: академіки НАН України А.К. Шидловський і А.Ф. Жаркін, члени-кореспонденти НАН України І.В. Волков, В.Г. Кузнецов, Б.П. Борисов, А.А. Щерба, Н.А. Шидловська, В.М. Михальський, І.П. Кондратенко та В.О. Новський, к.т.н. Ю.І. Драбович, доктори технічних наук К.О. Липківський, М.М. Юрченко, І.В. Мостовяк, Е.М. Чехет, В.С. Федій, В.М. Ісаков, М.С. Комаров, В.Б. Павлов, Ю.М. Гориславець, О.Д. Подольцев, О.Є. Антонов, І.М. Кучерява, Н.І. Супруновська, О.М. Юрченко, І.А. Шаповал, С.М. Захарченко, В.В. Мартинов, Ю.В. Руденко та інші. За цим напрямом отримано фундаментальні результати [23], які дали змогу інституту стати провідною науковою установою не тільки в Україні, але й серед країн колишнього СРСР та далекого зарубіжжя.

За останні п'ять років з цього наукового напрямку проведено комплекс теоретичних і експериментальних досліджень з розробки ефективних засобів перетворення електромагнітної енергії, забезпечення електромагнітної сумісності та взаємодії широкого класу перетворювачів електромагнітної енергії як з системою електропостачання, так і з енергомісткими технологічними навантаженнями [24-39]. Подальший розвиток отримала теорія активної фільтрації багатofазних систем електроживлення, спрямована на мінімізацію потужності втрат у лінії передачі. Розроблено комбіновану систему керування паралельним активним фільтром у системі координат методу двох ватметрів, яка залежно від умов використання реалізує одну з чотирьох стратегій активної фільтрації. Створено моделі технологічного обладнання з компонуванням елементів силової схеми із дотриманням вимог щодо мінімізації активних втрат потужності та розробленні відповідного обладнання [26]. Визначено найбільш ефективні умови роботи джерел розподіленої генерації з позицій підвищення однорідності графіків електричного навантаження мережі, зростанні її пропускної спроможності [28]. Розроблено алгоритми керування фізичними процесами в електроплавильних установках, для яких створено нові електромагнітні системи та системи їх живлення на основі напівпровідникових перетворювачів, які здатні реалізувати зазначені алгоритми



керування. Це дає змогу суттєво підвищити ефективність технологічних процесів плавлення та оброблення чорних і кольорових металів та сплавів, у тому числі тугоплавких металів і сплавів відповідального призначення, а також покращити якість металевих виробів [29, 30]. Створено нові методи зниження рівня магнітного поля біля трифазних високовольтних кабельних ліній і розрахункову модель для визначення необхідних характеристик і конфігурацій композиційних магнітних екранів для зменшення рівня магнітного поля до чинних санітарних норм [37-39].

Визначено основні положення концепції живлення магнітно-напівпровідникових імпульсних перетворювачів від відновлюваних джерел енергії, розроблено їхні математичні моделі, а також проведено розрахунки режимів роботи та взаємного впливу. Розроблено принципи побудови енергоефективних пристроїв регулювання та стабілізації параметрів електричної енергії в розрядно-імпульсних системах плазмоерозійної обробки гетерогенних струмопровідних середовищ. Розроблено нові системи фазового автоматичного підстроювання частоти високочастотних транзисторних інверторів установок індукційного нагрівання з послідовним резонансним контуром на виході та керуванням інвертора за допомогою модуляції щільності імпульсів.

Під керівництвом член-кореспондента НАН України А.А. Щерби отримано наукові результати з розвитку методів багатомасштабного моделювання та електротеплових аналогій для розрахунку взаємно зв'язаних мультифізичних процесів в установках термообробки металів для потреб кабельної промисловості України. Впровадження результатів підвищило на 10-15% енергоефективність і на 50% ресурс установок виготовлення мідної та алюмінієвої катанок для виробництва кабелів світового рівня якості зі зшитою поліетиленовою (ЗПЕ) ізоляцією на заводі "Південкабель" (м. Харків). Використання вказаних методів також спрощує оцінку надійності та ресурсу вказаних кабелів у системах електропостачання воєнного сьогодення.

Значимо, що самовіддана праця колективу заводу "Південкабель" (стратегічного партнера нашого інституту), незважаючи на сучасну значну небезпеку для працюючих і періодичну руйнацію будівельних конструкцій і обладнання підприємства, забезпечує безперервну роботу атомних та інших електростанцій і постійне відновлення електроенергозабезпечення у Харкові та інших містах, селищах і підприємствах України. Практично обґрунтовано, що використання кабелів зі ЗПЕ ізоляцією в електроенергосистемі є одним з найбільш ефективних методів підвищення її стійкості та надійності. Це підтверджує своєчасність розробки та впровадження в серійне виробництво вітчизняної високоякісної кабельно-провідникової продукції, за яку автори розробки – співробітники інституту і заводу "Південкабель" отримали Державну премію України в галузі науки і техніки.

На даний час заплановано удосконалити методи діагностики надійності та ресурсу установок виготовлення високоякісних мідної та алюмінієвої катанок для виробництва вітчизняних кабелів зі ЗПЕ ізоляцією, Планується також дослідити вплив якості електроенергії на надійність і ресурс кабельних ЛЕП у сучасних умовах експлуатації. Буде також створено високоефективну електророзрядну установку для отримання українським підприємством "Голдсідс" поверхнево активних компонентів мінеральних добрив для підвищення продуктивності сільськогосподарських культур в умовах вітчизняного сьогодення.

Під керівництвом член-кореспондента НАН України В.М. Михальського розроблено нові ефективні методи керування напівпровідниковими перетворювачами та електромеханічними системами для забезпечення їх електромагнітної сумісності з джерелами електроенергії (в тому числі з відновлюваними) за підтримки заданих параметрів вихідної енергії. Зокрема розроблено наукові основи створення комплексів генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення з перетворювачами у колах ротора і статора, що дає змогу створювати комплекси генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації струму. Авторів розробки "Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення" відзначено Державною премією України в галузі науки і техніки.

У подальшому заплановано розробити алгоритми керування напівпровідниковими перетворювачами, адаптивними до зміни параметрів мережі живлення, використовуючи декомпозицію складових повної потужності, задля досягнення енергоощадного ефекту передачі електроенергії в мережах із розосередженою генерацією, що дасть змогу підвищити показники якості електроенергії в точках загального приєднання.

Під керівництвом академіка НАН України А.Ф. Жаркіна розроблено принципи побудови та алгоритми керування новою комбінованою системою регульованого електроприводу на основі двигунів постійного струму з високоефективними системами збудження на постійних магнітах і

мотор-колесами, що забезпечує високу мобільність електротранспортного засобу подвійного призначення. Результати впроваджено на низці підприємств України для створення військових транспортних засобів.

Розроблено засоби керованого електромагнітного перемішування рідкого металу, необхідного для електронно-променевого плавлення і лиття тугоплавких і хімічно активних металевих сплавів, що збільшує у 2-3 рази масу металевих заготовок відповідального призначення та підвищує їхні механічні властивості. Створено електротехнологічну установку ЕТУ-250 (потужністю до 250 кВт) індукційної електротермічної обробки металевих деталей і вузлів при ремонті енергетичного і транспортного обладнання подвійного призначення. В порівнянні з традиційними установка підвищує продуктивність праці в 1,5-2 рази, споживаючи на 20-30% менше електроенергії та поліпшуючи екологію виробництва.

Під керівництвом член-кореспондентів НАН України І.П. Кондратенка та В.М. Михальського розроблено принципи побудови генераторів розрядних імпульсів струму, призначених для електродинамічної обробки конструктивних матеріалів і зварних з'єднань відповідальних конструкцій. Розроблені генератори забезпечують вихідні імпульсні струми амплітудою до 10 кА і є конкурентоспроможними на світовому ринку. Разом з Інститутом електрозварювання імені Є.О. Патона розпочато роботи з виготовлення електротехнічного обладнання на базі створених генераторів для підприємств аерокосмічної галузі Китайської Народної Республіки [35].

Під керівництвом д.т.н. О.М. Юрченка розвинуто теорію побудови транзисторних перетворювачів для індукційного нагрівального обладнання в напрямках підвищення частоти вихідного струму до 1МГц і більше, реалізації модульної структури систем керування та напівпровідникових перетворювачів із двочастотним вихідним струмом для термообробки деталей неоднорідних циліндричних форм [36]. Крім того отримано результати з удосконалення методів і технічних засобів підвищення ефективності напівпровідникових високочастотних перетворювачів напруги потужних систем живлення електронно-променевого та плазмового технологічного обладнання для інтенсифікації та підвищення продуктивності і якості відповідних технологічних процесів.

**Науковий напрям – системи та комплекси електромеханічного перетворення енергії.** Значний внесок вчені інституту зробили у наукові дослідження, пов'язані з підвищенням ефективності та надійності процесів електромеханічного перетворення енергії. Основоположником цього напрямку був член-кореспондент НАН України І.М. Постніков. Під його керівництвом та керівництвом його учнів академіка НАН України Г.Г. Щастливого, докт. техн. наук А.І. Ліщенко, А.А. Войтеха, А.М. Кравченка, О.І. Тітко, Г.М. Федоренка, В.І. Виговського, В.І. Смородіна, В.І. Кисленка, А.О. Афоніна, П.Ф. Вербового, Л.І. Мазуренка та багатьох інших отримано важливі наукові і практичні результати, створено наукову школу.

За останні роки отримано значний науковий доробок. Питання вдосконалення потужних турбогенераторів і гідроенергетичних машин вирішувалися під керівництвом член-кореспондента НАН України О.І. Тітко його колегами д.т.н. Г.М. Федоренком, д.т.н. О.Г. Кенсіцьким, д.т.н. К.А. Кучинським та іншими [40, 41]. На основі фундаментальних досліджень електромагнітних віброзміщуючих сил та статистичного моделювання вібраційних процесів турбогенераторів (ТГ) України визначено, що наявність дефектів в статорі за відповідних умов слабо впливає на вертикальні складові віброзміщень підшипників ротора, де встановлено датчики штатної системи контролю. На основі цього фізичного явища розроблено новий ефективний спосіб діагностики і вперше введено критеріальну функцію вертикальних віброзміщень в навантажувальних режимах і режимі холостого ходу та розроблено критерій граничного накопичення дефектів статора і методику визначення залишкового ресурсу ТГ. Дослідження енергоблоків ТЕС України зі статистичними даними «передісторії» в 10–20 років показали, що застосування цієї розробки на практиці дасть змогу майже повністю виключити аварійні ситуації та відмови ТГ з великими об'ємами відновлюваних робіт та отримати економію витрат на ремонтні роботи в десятки мільйонів гривень за рік.

Інститут електродинаміки у творчому співтоваристві з ДП з-д «Електроважмаш» та фахівцями Дністровської ГАЕС виконав роботу щодо доведення до проектних параметрів найпотужнішого в Європі гідроенергетичного двигуна типу СВО 1255/255-40 УХЛ4. В результаті досліджень теплових та вентиляційних процесів статора і ротора в різних режимах навантаження встановлено суттєву залежність максимальних температур елементарних провідників стержнів обмотки статора ТГ від коефіцієнта теплопровідності корпусної ізоляції обмотки. Спільно з ІНМ й ІТТФ НАН України запропоновано технологію нової ізоляції з підвищенням теплопровідності у 2÷2,2 рази, застосування

якої в гідрогенераторах знизить максимальні температури на 23 – 25 °С, а навантаження в режимі двигуна підвищить на 10% або підвищить ресурс машин до 10%.

Під керівництвом д.т.н. О.Є. Антонова колективом співробітників (д.т.н. І.С. Петухов, д.т.н. К.П. Акинін, к.т.н. В.Г. Кіреєв, к.т.н. А.А. Філоменко) розвинуто теорію магнітоелектричних машин з однією та кількома ступенями свободи ротора [42-45], започатковану ще член-кореспондентом АН УРСР О.М. Міляхом. Розвинуто метод моделювання електромагнітних процесів в нелінійних середовищах.

За останні шість років на основі керованих електроприводів з магнітоелектричними двигунами впроваджено: активну систему просторової орієнтації наносупутника в Національному технічному університеті «КПІ ім. І.Сікорського»; систему обертання приладу сканування атмосфери Землі космічного базування з активною компенсацією реактивного моменту виконавчого двигуна в Головній астрономічній обсерваторії НАН України; привод слідкуючої системи спеціального призначення на підприємстві «Квант радіолокація» та електронний перетворювач для безконтактного магнітоелектричного тахогенератора спеціального призначення на Науково виробничому підприємстві «ЕДМ-2016»; прилади (2 типи) для медичних та косметологічних застосувань на Науково-практичній фірмі «Елерон», зразки яких неодноразово експонувалися на вітчизняних і міжнародних виставках.

Активно проводяться дослідження в галузі розробки та створення електромеханотронних перетворювачів енергії (ЕМПЕ) нового покоління з використанням постійних магнітів (ПМ), які характеризуються підвищенням ККД та питомої електромагнітної потужності, зниженням рівня втрат, зменшенням шумів та вібрацій. Цей напрямок був започаткований д.т.н. А.О. Афоніним та розвинутий в наукових працях д.т.н. В.В. Гребенікова, к.фіз.-мат.н. Р.В. Гамалії.

Розроблено наукові засади створення оптимальних структур магнітних систем ЕМПЕ нового покоління, що характеризуються покращеним використанням активної частини, малими масами та габаритами. Застосування друкованих обмоток в електричних машинах з постійними магнітами та осьовим магнітним потоком дозволило зменшити їхній осьовий розмір та збільшити щільність струму в обмотках і за рахунок цього суттєво підвищити питомі характеристики. Розроблено нові структури магнітних систем електричних машин з постійними магнітами та магнітними редукторами, що забезпечують підвищення питомих показників (кВт/кг, Нм/кг) та дають змогу створювати електропривод транспортних засобів з покращеними енергетичними показниками та електричні генератори для вітроустановок нового покоління [46-50].

Одним із напрямків роботи відділу електромеханічних систем в останні роки є розробка нових електромеханічних перетворювачів для електроприводу та електроенергетики вентильно-індукторного типу (д.т.н. Л.І. Мазуренко, д.т.н. О.В. Бібік, к.т.н. М.О. Шихненко). Розвинуто теорію вентильно-індукторних машин в напрямку розробки математичних моделей, ефективних принципів керування, уточнення характеру протікання електромеханічних процесів в режимах двигуна та генератора. Встановлено вплив параметрів на робочі та енергетичні характеристики. Розроблено дослідні зразки вентильно-індукторного двигуна для насосного обладнання циркуляційного та поршневого типу та вентильно-індукторного стартер-генератора для систем запуску двигунів внутрішнього згоряння і газотурбінних двигунів автономних енергоустановок та транспортних засобів [51-53].

В Інституті електродинаміки розроблено основи теорії автономних асинхронних генераторів та машино-вентильних комплексів на базі цих генераторів. Цей напрямок був започаткований д.т.н. А.І. Ліщенком [54] та розвинутий в наукових працях д.т.н. В.А. Лісника, д.т.н. Л.І. Мазуренка, к.т.н. О.В. Джури. Отримані результати досліджень стали основою для розробок нових асинхронних зварювальних генераторів та автономних електрогенеруючих систем постійного і змінного струму. Розроблено дослідні зразки асинхронного вентильного зварювального генератора, двопостового асинхронного зварювального генератора, асинхронного вентильного генератора з векторними керуванням і системи живлення постійного струму на основі цих генераторів. Такі системи є перспективними для побудови корабельних дизельних систем електрозабезпечення оскільки дають змогу суттєво зменшити витрати палива і масу електрогенеруючого обладнання та характеризуються покращеною якістю електромеханічних процесів порівняно з системами на основі синхронних генераторів. Розроблено і виготовлено дослідний зразок багатofункціонального автономного агрегата з асинхронним генератором і бензиновим приводним двигуном, який забезпечує однофазне живлення навантаження змінним струмом і використовується також як пусковий пристрій для транспорту та розроблено його дослідно-конструкторську документацію. Ще одним з продовжень започаткованого напрямку стала тематика з досліджень гібридних електрогенеруючих систем

живлення змінного струму, які будуються з застосуванням міні-, мікро-ГЕС, вітроустановок, дизельних агрегатів і накопичувачів енергії [55, 56].

У колі проблем ефективного використання енергетичних ресурсів важливе місце займають асинхронні двигуни (АД). Питання вдосконалення конструкції і режимів експлуатації цих двигунів викладено у роботах д.т.н. О.М. Поповича, д.т.н. О.В. Бібік, к.т.н. Ю.В. Шуруба, к.т.н. І.В. Голованя. Розроблено ефективні засоби створення АД для електромеханічних і електромеханотронних систем. Вдосконалення засобів здійснено у напрямку підвищення адекватності і ефективності математичних засобів дослідження та проектування АД завдяки розширеному врахуванню особливостей фізичних процесів електромеханічного перетворення енергії у АД: нелінійності та несиметрії електромагнітних параметрів, просторової та часової несинусоїдності процесів, що забезпечує вимоги дослідження АД з підвищеним ступенем використання електротехнічних матеріалів, складними схемами обмоток статора. Розвинуто методологію вдосконалення АД з урахуванням особливостей їхніх робочих режимів у складі електромеханічної системи. Із використанням можливостей польового аналізу набули розвитку засоби і методи створення АД (зокрема, вбудованих, із масивними елементами магнітопроводу) підвищеної ефективності для регульованих систем із напівпровідниковими перетворювачами, періодичним та стохастичним навантаженням, інтенсивних динамічних режимів роботи [57-62].

**Науковий напрям – інформаційно-вимірювальні системи і метрологічне забезпечення в електроенергетиці.** Інститут має значний доробок фундаментальних досліджень в розвитку загальної теорії вимірювальних електричних кіл і електронних пристроїв. Починаючи з 1947 р. колективом вчених під керівництвом члена-кореспондента АН України А.Д. Нестеренка та надалі академіка НАН України Ф.Б. Гриневича розроблено нові принципи побудови різних типів прецизійних приладів для електричних та магнітних вимірювань, створено новий клас цифрових вимірювальних мостів, запропоновано ряд еталонів. В рамках цього напрямку добре відомі наукові праці докторів технічних наук Є.О. Андрієвського, А.Д. Ніженського, А.І. Новіка, М.М. Сурду, З.Я. Монастирського, члена-кореспондента НАН України С.Г. Таранова та багатьох інших. Ними та іншими вченими, що працюють у цьому напрямку, розвинуто теорію, розроблено принципи та запропоновано ефективні технічні рішення побудови вимірювальної апаратури: високоточних перетворювачів параметрів імпедансу мостового типу, в томі числі з можливостями дистанційного вимірювання малих ємностей, індуктивностей, активного опору в датчиках, універсальних та спеціалізованих приладів з технічними характеристиками світового рівня, магнітовимірювальних приладів, лазерних систем визначення відстаней, багатоканальних інформаційно-вимірювальних систем. Створено системи визначення параметрів імпедансу з унікальними характеристиками для національних еталонів пасивних електричних величин, температури та електропровідності рідин кількох країн.

За останній період отримано нові, вагомі результати у створенні сучасних засобів вимірювань з функціональними можливостями і характеристиками на рівні світових досягнень. Запропоновано нові структурні та алгоритмічні методи підвищення точності і швидкодії, розширення частотного діапазону та функціональних можливостей інформаційно-вимірювальних систем. На їх основі розроблено нові засоби для технічної діагностики і моніторингу стану потужного електротехнічного устаткування в енергетиці та в інших галузях промисловості, а також для біотехнологій і медичного використання. Запропоновано нові принципи визначення фазових зсувів сигналів, що, зокрема, використано в розробці лазерної далекомірної системи для визначення відстаней до дифузно-відбиваючої поверхні та параметрів вібрацій безконтактним способом. Розвинуто нові підходи до створення і забезпечення серійнопридатності і техніко-економічної ефективності імпедансометричної апаратури та сенсорних систем з її використанням. На основі уніфікованих базових програмно-апаратних комплексів з відкритою архітектурою створено дослідні серії зразків портативних приладів для оперативних вимірювань та ІВС для багатопараметрового технологічного контролю. Розроблено та практично впроваджено у співробітництві разом з Інститутом молекулярної біології і генетики та з іншими установами НАН України прототипи і серії експериментальних зразків електронних модулів для кількох видів біосенсорних систем, зокрема кондуктометричні та термометричні, що не мають світових аналогів і актуальні для вирішення проблем медицини, біологічної безпеки, моніторингу довкілля.

Розроблено нові принципи побудови засобів автоматизованого вимірювання параметрів високовольтної ізоляції, створено системи моніторингу її стану під робочою напругою. Налагоджено серійний випуск конкурентоспроможних комбінованих приладів для вимірювання комплексу важливих електричних параметрів електроенергетичного обладнання на промисловій частоті, що забезпечує його безперервну діагностику та суттєво зменшує аварійність в енергосистемах країни.

Створено науково-прикладні основи діагностування стану електроенергетичного обладнання на основі аналізу просторового розподілу індукції зовнішніх магнітних полів. Розроблено багатоосові магнітовимірвальні системи та програмно-апаратний комплекс з мобільною системою збору необхідних даних.

Теоретично обґрунтовано принципи побудови адаптивних ІВС для електроенергетики, методи калібрування зразкових генераторів змінного струму по зразковим джерелам постійного струму, методи ітеративного відтворення фізичних величин. Розроблено і серійно впроваджено автоматичні системи обліку та аналізу якості електроенергії, створено низку необхідних для цього еталонів.

Для розвитку еталонної бази енергетики України розроблено нові методи виконання прецизійних вимірювань та принципи побудови необхідних для цього приладів еталонного рівня. Результати цих досліджень впроваджено в провідних метрологічних організаціях України науково-виробничим центром ДП «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України, зокрема в комплексах вимірвальної апаратури для Державного зразка теплотворності матеріалів та Державного еталона температури (Харків, НДІ "Метрологія"), Державних еталонів напруги змінного струму та масштабного перетворювача сили струму на промисловій частоті, еталонів кислотності та щільності розчинів за замовленням ДП "Укрметртестстандарт". Також розроблено і виготовлено серію промислових зразків прецизійного вимірвача параметрів імпедансу в широкому діапазоні частот з метрологічними характеристиками найвищого світового рівня.

Фундаментальні результати досліджень у даному науковому напрямку більш детально висвітлено у [63, 64]. Роботи останнього періоду були відзначені двома Державними преміями України в галузі науки і техніки, результати представлялися на міжнародних виставках найвищого рівня. Основні наукові і практичні результати наведено, зокрема, у [65].

В короткому огляді неможливо перелічити всі результати досліджень вчених Інституту електродинаміки НАН України за 75 років. Однак можна з впевненістю сказати, що вони суттєво вилинули на розвиток вітчизняної енергетики, електротехніки, приладобудування та інших галузей господарства. Про їхню важливість і значення для держави і науки свідчить той факт, що розробки інституту 24 рази були відзначені Державними преміями в галузі науки і техніки та 21 раз преміями імені видатних учених НАН України.

Незважаючи на економічні труднощі, які виникли протягом останнього періоду (скорочення фінансування та повномасштабні воєнні дії з боку РФ), інституту вдалося зберегти значною мірою науково-технічний потенціал. На цей час у 11 наукових відділах працюють 170 наукових працівників, в тому числі чотири академіки НАН України та шість членів-кореспондентів НАН України, 44 доктори технічних наук та 75 кандидатів технічних наук, а також висококваліфікований інженерно-технічний персонал.

Зусилля наукового колективу інституту спрямовані на подальший розвиток фундаментальних досліджень фізико-технічних проблем електроенергетики та вирішення актуальних науково-технічних проблем функціонування паливно-енергетичного комплексу України.

На завершення потрібно зазначити, що в цьому році ОЕС України достроково (на 1 рік раніше) здійснила перехід на синхронну роботу з ENTSO-E, перейшовши до так званого випробувального режиму приєднання ОЕС України, за якого може забезпечуватися можливість надання Україні за певних схемно-режимних умов аварійної допомоги у вигляді обмежених обсягів постачання електроенергії. До режиму синхронної роботи ОЕС України з енергооб'єднанням країн континентальної Європи підготовка відбувалася комплексно і тривалий час. Зокрема, фахівцями Інституту електродинаміки було досліджено наслідки сполучення енергоострова Бурштинської ТЕС з ENTSO-E у сегменті ринку «на добу наперед» [17], розроблено концептуальні основи комплексного оцінювання впливу окремих чинників на процеси ціноутворення в сегментах ринку електричної енергії України, ринку допоміжних послуг [22] та інше. Інституту ВФТПЕ НАН України, і насамперед ІЕД НАН України, докладали зусиль, виконуючи науково-технічні дослідження та розробки за проектами цільових програм наукових досліджень НАН України, кінцевою метою яких було забезпечити набуття ОЕС України характеристик та показників функціонування, що відповідають вимогам ENTSO-E. Ця, безумовно, історична подія відбулася, але на «порядку денному» є багато проблемних питань, що потребують вирішення, в тому числі колективом Інституту електродинаміки НАН України, в повоєнний період, насамперед, з відновлення енергетики країни, що зазнала значних втрат, з визначення та реалізації першочергових заходів та засобів, спрямованих на підвищення живучості та надійної керованості ОЕС України, забезпечуючи потреби в

електроенергії галузей економіки та соціальної сфери та створюючи умови для подальшого інноваційного розвитку ОЕС України, подальшої інтеграції українських ринкових сегментів до ринків електричної енергії європейських країн у відповідності зі світовими тенденціями, національними інтересами та пріоритетами.

## TO THE 75TH ANNIVERSARY OF THE INSTITUTE OF ELECTRODYNAMICS OF THE NAS OF UKRAINE

O.V. Kyrylenko

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

E-mail: [ied1@ied.org.ua](mailto:ied1@ied.org.ua)

*The history and achievements of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine for 75 years of its existence, related to the formation and development of scientific achievements in the fields of energy, electrical engineering, and power engineering of Ukraine, are briefly considered. References 65.*

**Keywords:** Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine.

1. Shidlovsky A.K. Flipping through the pages of history. *Tekhnichna elektrodynamicika*. 2007. No 3. Pp. 3–10. (Ukr)
2. Kolesnikova N.F., Kozlova O.I., Litvinova O.A. Software for calculation and selection of settings of parameters of operation of the phase selector module with load sector. *Pratsi Instytutu elektrodynamicy NAN Ukrainy*. 2019. Vyp. 54. Pp. 29–36. (Ukr)
3. Chernenko P.O., Martyniuk O.V., Miroshnyk V.O. Multifactor modeling and analysis of electrical load of the power system according to long-term prehistory. *Tekhnichna elektrodynamicika*. 2018. No 1. Pp. 87–93. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.087> (Ukr)
4. Kyrylenko O., Zharkin A., Butkevych O., Blinov I., Zaitsev Ie. Power systems research and operation. Selected problems, Springer, 2021. 174 p.
5. Butkevych O.F., Parus Y.V. Operational analysis of the postemergency state of distribution electric networks by means of an intelligent system. *Pratsi Instytutu elektrodynamicy NAN Ukrainy*. 2018. Vyp. 51. Pp. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2018.51.005> (Ukr)
6. Stogniy B.S., Sopol M.F. Fundamentals of monitoring in the power industry. On the concept of monitoring. *Tekhnichna elektrodynamicika*. 2013. No 1. Pp. 62–69. (Ukr)
7. Stognii B., Pankiv V., Tankevych E. Iterative calculation of electromagnetic processes in the current transformer by the approximated magnetization curve. IEEE International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, 2014. Pp. 149–152. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2014.6874168>
8. Stogniy B.S., Sopol M.F., Varsky G.M., Yakovleva I.V. Systems of synchronized measurements in electric power industry. Improving accuracy and metrological support. *Pratsi Instytutu elektrodynamicy NAN Ukrainy*. 2013. Vyp. 35. Pp. 37–47. (Ukr)
9. Butkevich O.F., Pilipenko Y.V., Chizhevsky V.V., Elizarov I.O. Vector measurements of mode parameters and identification of electromechanical vibration modes in the unified power system of Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamicika*. 2017. No 6. Pp. 43–54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.043> (Ukr)
10. Butkevich OF, Kirilenko OV, Lenga OV, Lukyanenko LM, Pavlovsky VV, Stelyuk AO, Chizhevsky VV Ensuring the sustainability of power systems and their associations. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2018. 320 p. (Ukr)
11. Kuznetsov VG, Melnichuk V.A., Tugay I.Y. Ferroresonance phenomena in electrical networks with solar and wind power plants. IV International scientific and technical conf. *Energy Efficiency and Energy Security of Electric Power Systems (EEES-2020)*, Kharkiv, November 10–13, 2020. Pp. 101–102. (Ukr)
12. Tugai Yu.I., Kuchansky V.V., Tugai I.Yu. Application of controlled devices for compensation of charging power of lep nvn in electric networks. *Tekhnichna elektrodynamicika*. 2021. No 1. Pp. 53–56. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.01.053> (Ukr)
13. Shpolyansky O.G. Safe disconnection of SF6 switches in overhead power lines. *Tekhnichna elektrodynamicika*. 2021. No 6. Pp. 51–57. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.051> (Ukr)
14. Kirilenko O.V., Basok B.I., Bazeev E.T., Blinov I.V. Energy of Ukraine and the realities of global warming. *Tekhnichna elektrodynamicika*. 2020. No 3. Pp. 52–61. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.0512> (Ukr)
15. Basok BI, Butkevich OF, Dubovsky SV Technical and economic aspects of assessing the prospects for decarbonization of the unified energy system of Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamicika*. 2021. No 5. Pp. 55–62.

DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.055> (Ukr)

16. Pavlovsky V., Steliuk A., Lenga O., Hrechko V. Frequency stability of the bulk isolated power system with high share of renewables and nuclear generation. Chapter in the book "Power systems research and operation. Selected problems", Springer, 2021. 180 p. URL: [https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-030-82926-1\\_8](https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-030-82926-1_8). (accessed at 05.05.2022)

17. Blinov I., Kyrylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account Power Systems Transmission Network Constraints. Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control. 2022. Vol. 388. Springer, Cham. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1\\_1](https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1)

18. Ivanov G.A., Blinov I.V., Parus E.V., Miroshnik V.O. Component models for the analysis of the impact of renewable energy sources on the market value of electricity. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 72–75. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.072> (Ukr)

19. Butkevich O.F., Yuneeva N.T., Gureeva T.M., Stetsyuk P.I. The problem of the location of electricity storage in the UES of Ukraine, taking into account its impact on power flows in controlled sections. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 46–50. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.046> (Ukr)

20. Kirilenko O.V., Blinov I.V., Parus E.V., Trach I.V. Estimation of efficiency of use of systems of accumulation of the electric power in electric networks. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 4. Pp. 44–54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.044> (Ukr)

21. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchanskyy V., Shkarupylo V. Evaluation of The Efficiency of The Use of Electricity Storage Systems in The Balancing Group and The Small Distribution System. *IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 2021. Pp. 262–265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>

22. Blinov I., Parus E. Approach of Reactive Power Pricing for Ancillary Service of Voltage Control in Ukraine. IEEE International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. 2014. Pp. 145–148. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2014.6874167>

23. Shydlovskyy A.K., Lypkivskyy K.O. Development of research at the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine on the conversion and stabilization of electromagnetic energy parameters. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2007. No 3. Pp. 11–26. (Ukr)

24. Shydlovskyy A.K., Novsky N.O., Zharkin A.F. Stabilization of electric energy parameters in three-phase systems by semiconductor correcting devices. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2013. 378 p. (Ukr)

25. Zagirniak M.V., Klepikov V.B., Kovbasa S.M., Mykhalskii V.M., Peresada S.M., Sadovoi O.V., Shapoval I.A. Energy-efficient electromechanical systems of broad technology purpose. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine, 2018. 310 p. (Ukr)

26. Artemenko M.Yu., Kutafin Y.V., Mikhalsky V.M., Polishchuk S.Y., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Energy efficient power active filtration strategies based on optimal decompositions of load currents and corresponding power losses. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 30–35. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.030> (Ukr)

27. Volkov I.V., Podolny S.V. Energy characteristics of resonant converter with dosed energy transfer. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 2. Pp. 42–46. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.042> (Ukr)

28. Zharkin A., Novsky V., Popov V., Palachov S. Improving the Reliability and Power Quality in Distribution Networks with Sources of Dispersed Generation. Studies in Systems, Decision and Control, Springer. Vol. 388. Pp. 23–45. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1\\_2](https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_2)

29. Bondar O.I., Gluhenky O.I., Gorislavets Y.M., Zapadinchuk O.P. Numerical simulation of the thermal state of an induction duct furnace. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 44–49. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.044> (Ukr)

30. Gorislavets Y.M., Gluhenky O.I., Bondar O.I. Circulation of metal melt in an induction duct furnace during phase control of supply voltages. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 79–82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.079> (Ukr)

31. Pavlov V.B., Podoltsev O.D., Pavlenko V.E. Investigation of an experimental sample of a wireless electric car charger. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 5. Pp. 21–26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.021> (Ukr)

32. Zharkin A.F., Novsky V.O., Zapadinchuk O.P., Martinov V.V. Features of construction of bidirectional charging converters for the implementation of the concept of bilateral energy exchange "VEHICLE - TO - GRID" in the case of connecting electric vehicles to general purpose electrical network. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 19–25. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.019> (Ukr)

33. Bereka V.O., Bozhko I.V., Kondratenko I.P. Investigation of energy efficiency of pulsed barrier water treatment in drip-film state. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 50–57. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.050> (Ukr)

34. Rashchepkin A.P., Kondratenko I.P., Karlov O.M., Krishchuk R.S. Magnetic forces and currents of the inductor for magnetic-pulse processing of welded joints of non-magnetic sheet metals. *Tekhnichna*

- elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 74–79. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.074> (Ukr)
35. Lobanov L.M., Kondratenko I.P., Mikhalsky V.M., Pashchin M.O., Karlov O.M., Chopik V.V., Mikhoduy O.L. Electrical complex for electrodynamic processing of welded joints. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 6. Pp. 61–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.061> (Ukr)
36. Gutsalyuk V.Ya., Yurchenko O.M., Zubkov I.S. System of automatic frequency adjustment of resonant inverters of induction heating installations with pulse density modulation. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 35–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.035> (Ukr)
37. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Roziskulov S.S. Regulation of output dynamic characteristics of electric discharge installations with reservoir capacitors. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.003>
38. Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Mykhailenko V.V., Peretyatko Yu.V. Transients at changing the configuration of the discharge circuit of the capacitor of semiconductor electrical discharge installations with an electro-spark load. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 2. Pp. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.02.003>
39. Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Peretyatko Yu.V., Roziskulov S.S. Decrease of transients duration and improvement of dynamic characteristics of electrical discharge installations by changing the structure of their discharge circuit. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 15–18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.015>
40. Titko O.I., Vaskovsky Yu.M. Scientific bases, methods and means of diagnostics of induction motors. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. 300 p. (Ukr)
41. Kuchinsky K.A. Thermal and thermomechanical processes in turbogenerators. Kyiv: Pro Format, 2020. 239 p. (Rus)
42. Antonov A.E. Electric machines of magnetoelectric type. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2011. 206 p. (Rus)
43. Antonov A.E. Features of the technology of slotless magnetoelectric machines. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2013. 128 p. (Rus)
44. Antonov A.E., Akinin K. P. Active compensation of reactive moments in an electric drive. Kyiv: Sikgroup Ukraine, 2019. 159 p. (Rus)
45. Akinin K.P. Structural minimization of low power electric drives based on non-contact motors with permanent magnets. Kyiv: Pro Format, 2020. 392 p. (Rus)
46. Grebenikov V.V., Priymak M.V. Design of the electric motor with permanent magnets for electric vehicle according the driving cycle. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 5. Pp. 65–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.065>
47. Dobzhanskyi O., Hossain Eklas, Amiri Ebrahim, Gouws R., Grebenikov V., Mazurenko L., Pryjmak M., Gamaliia R. Axial-Flux PM Disk Generator With Magnetic Gear for Oceanic Wave Energy Harvesting. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. Pp. 44813–44822. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2908348>
48. Grebenikov V.V., Gamaleya R.V., Sokolovsky A.N. Electric machine with axial magnetic flux, permanent magnets and multilayered printing windings. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 2. Pp. 28–35. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.02.028>
49. Grebenikov V., Dobzhanskyi O., Gamaliia R. Gouws R. Improvement of Transverse-Flux Machine Characteristics by Finding an Optimal Air-Gap Diameter and Coil Cross-Section at the Given Magneto-Motive Force of the PMs. *Energies*. 2021. Vol. 14. Issue 3. Pp. 1–14. DOI: <https://doi.org/10.3390/en14030755>
50. Grebenikov V.V., Gamaliia R. V., Dadychyn S.A. Comparative analysis of magnetic systems of permanent magnet motors for tram. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 5. Pp. 27–32. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.027>
51. Mazurenko L.I., Shikhnenko M.O., Dzhura O.V., Bilik O.A. Follow-up of the starter mode of the valve-inductor starter-generator. *Bulletin of NTU KhPI. Series: Electric machines and electromechanical transformation of energy*. 2020. No 3(1357). Pp. 97–100. DOI: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2020.3.16> (Ukr)
52. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Shikhnenko M.O., Bilik O.A. Technical implementation and follow-up of the experimental design of the valve-inductor starter-generator. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2020. Vyp. 55. Pp. 72–77. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.072> (Ukr)
53. Bibik O.V., Mazurenko L.I., Shykhnenko M.O. Formation of characteristics of operating modes of switched reluctance motors with periodic load. *Electrical engineering & electromechanics*. 2019. No 4. Pp. 12–16. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.4.0>
54. Mazurenko L. I., Lishchenko A. I. Asynchronous generators with valve and valve-capacitive excitation for autonomous power plants. Kyiv: Naukova Dumka, 2011. 271 p. (Rus)
55. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Romanenko V.I. Technical implementation and experimental follow-up of an asynchronous generator with gate drive and vector control. *Electromechanical and energy saving systems*. 2015. No 4(32). Pp. 34–40. (Ukr)
56. Mazurenko L.I., Vasiliv K.M., Dzhura O.V., Kotsyuruba A.V. Imitation model and algorithm for



implementation of an autonomous hydro-wind power system. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 1. Pp. 17–26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.017> (Ukr)

57. Shurub Yu.V., Dudnik A.O., Lavinsky D.S. Optimization of regulators in frequency controlled asynchronous electric drives with stochastic biases. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 53–55. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.053> (Ukr)

58. Popovych O.M., Golovan I.V. Study of changed main flux reactance of squirrel-cage induction motors using field analysis of their starting characteristics. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 5. Pp. 69–72. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.069>

59. Popovych O.M., Golovan I.V. Study of starting regimes of induction motors using equivalent parameters of quasi-3d field model. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 1. Pp. 34–37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.034>

60. Bibik O.V., Golovan I.V., Popovych O.M., Shurub Y.V. Efficient operating conditions of induction motors for piston compressors with frequency regulation. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 1. Pp. 33–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.033>

61. Bibik O.V., Popovich O.M. Increasing the efficiency of electric drives with periodical loading by using comprehensive mathematical modeling means. Priority areas for development of scientific research: domestic and foreign experience: collective monograph. 3rd ed. Riga, Latvia: Baltija Publishing, 2021. 260 p. Pp. 1–19. DOI: <https://doi.org/10.30525/978-9934-26-049-0-31>

62. Kireyev V.G., Akinin K.P., Filomenko A.A. Features and principles of the development of brushless magnetoelectric systems of the return-rotary motion. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 19–27. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.019>

63. Grinevich F.B., Taranov S.G. Development of research in the scientific direction "Information and measuring systems and metrological support in the power industry". *Tekhnichna elektrodynamika*. 2007. No 4. Pp. 3–20. (Ukr)

64. Surdu M.M., Monastyrsky Z.Ya. Variational methods for improving the accuracy of immittance meters. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. 385 p. (Ukr)

65. Melnyk V.G., Vasylenko A.D., Semenycheva L.N., Slitskiy O.V., Saiapina O.Y., Dzyadevych S.V. Solutions for enhancement of sensitivity and metrological reliability of conductometric biosensor systems. *Engineering Research Express*. 2021. Vol. 3. No 4. DOI: <https://doi.org/10.1088/2631-8695/ac2a0d>

Надійшла 19.05.2022

**IMPROVING THE DYNAMIC CHARACTERISTICS OF ELECTRIC DISCHARGE INSTALLATIONS, WHICH ARE SIGNIFICANTLY DISTANT FROM THE SPARK-EROSION LOAD**N.I. Suprunovska<sup>1\*</sup>, M.A. Shcherba<sup>2\*\*</sup>, S.S. Roziskulov<sup>1\*\*\*</sup>, V.K. Synytsyn<sup>1</sup><sup>1</sup>Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: [iednat1961@gmail.com](mailto:iednat1961@gmail.com)<sup>2</sup>National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: [m.shcherba@gmail.com](mailto:m.shcherba@gmail.com)

*The paper identifies the features of the influence of the characteristics of different connecting conductors on the dynamic characteristics of electric discharge installations (EDIs), which are distant significantly (several meters) from the spark-erosion load. In the electric spark production of dispersed powders, such a load is the interelectrode gap (IEG) in the technological dispersion apparatus (TAD), filled with a layer of metal granules and a low-conductive (preferably dielectric) flowing liquid. The influence of the design parameters of such long connecting conductors as twisted pair, litzendraht with bifilar winding of conductors and coaxial cable on the dynamic characteristics of the indicated EDIs (including on the average rates of rise and fall of the discharge pulse current) is experimentally investigated. It is substantiated that the use of power coaxial cables with modern cross-linked polymer electrical insulation is practically the most expedient for connection of significantly distant TAD under the condition of insignificant (up to 0.5  $\mu$ H) self-inductance of EDIs. References 11, figures 4, tables 3.*

**Key words:** electric discharge installation, capacitor discharge, transients, rate of discharge current change, coaxial cable, litzendraht, twisted pair.

Intensive development of impulse electrical engineering is based on the improvement of electric discharge installations (EDIs) with reservoir capacitors, which provide the highest electrodynamic characteristics in the electrical load (including the rate of change of discharge current and pulsed electric power in the load) compared to other energy storage devices (electromechanical devices, induction and electrochemical ones, etc.) [1–3]. Such EDIs with reservoir capacitors are successfully used for the implementation of modern spark-erosion electro-technologies for the production of finely dispersed metal powders with unique performance properties using EDIs for volumetric electro-spark dispersion (VESD) of a layer of metal granules in flowing low-conductive (preferably dielectric) liquids in the interelectrode gap (IEG) [4, 5].

The main problems of improving the discharge pulse shapers (DPSs) for EDIs are taking into account the energy exchange between capacitors and the stochastic change in load resistance, as well as achieving an increase in the rate of rise of discharge currents, since it is desirable to reduce the size of spark eroded powders [3, 6, 7].

Taking into account that the active power released in the IEG of the technological dispersion apparatus (TAD) of the installation is directly proportional to the value of its active resistance and the quadratic value of the discharge (pulse) current, an increase in the force effect on metal granules is achieved by the formation of high pulsed currents of short duration in the IEG.

In particular, in the installations for VESD of metals in dielectric liquids, the force effect increases due to an increase in the rate of change of discharge currents and a decrease in their duration, which makes it possible to significantly (several times) reduce the maximum dimensions of the produced spark eroded powders [6, 8].

In industrial conditions, the distance between the DPS and TAD can be several meters, which is determined by electrical safety requirements and technological operating conditions of such installations. In this case, the active resistance and inductance of the connecting conductors can increase significantly, de-

---

© Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Roziskulov S.S., Synytsyn V.K., 2022

ORCID ID: \*<https://orcid.org/0000-0001-7499-9142>; \*\*<https://orcid.org/0000-0001-6616-4567>;\*\*\*<https://orcid.org/0000-0001-9234-7324>

creasing the main dynamic characteristics of the EDI and undesirably increasing the size of the produced spark powders and changing their properties.

Therefore, the **purpose of this work** was to determine the influence of the design parameters of long connecting conductors, such as twisted pair, litzendraht with bifilar winding of conductors and coaxial cable, on the dynamic characteristics of the EDI (including the average rates of rise and fall of the discharge pulse current) under the condition of a significantly distant spark-erosion load, in order to select the type of conductor that is effective in practice.

In accordance with the goal set in the article, the authors do not pretend to a deep analysis of pulse processes in conductors as field diffusion processes. The issues of spatio-temporal distribution of the density of pulsed currents in the cross section of the conductors under study, as well as the spectral analysis of these currents, were not considered in the article, since these issues go far beyond the goals of the work. The article also did not consider the influence of the proximity effect and the surface effect on the frequency dependence of the inductance of the studied conductors, as a slight change in these parameters does not have a significant effect on the processes in the EDI.

Twisted-pair connecting conductors are usually used to connect the DPS to the spark-erosion load of the EDI. The inductance per unit length (running inductance) for this type of conductors has a significant value. In addition, conductors of this type must have an increased cross section of conductive cores when operating in a pulsed mode, which is explained by a significant decrease in their effective cross section. The above circumstances significantly limit the possibility of using conductors of this type to connect semiconductor DPS with several meters distant spark load. The running inductance of this type of conductors begins to exceed significantly the output inductance of the DPS when a distance between the DPS and the TAD is several meters. This leads to a decrease in the maximum values of the discharge currents in the IEG, a decrease in the rate of their rise, an increase in the total duration of the discharge pulses, and an undesirable increase in the size of spark eroded powders [6, 8, 9].

The experimental studies were carried out to compare the effect of connecting conductors of different types on the dynamic characteristics of the discharge pulse currents of the EDI for the implementation of technologies of VESD of layer of metal granules in flowing dielectric liquids between two electrodes.

Fig. 1 shows a circuit diagram of the DPS discharge circuit of EDI with a spark-erosion load represented by a resistor  $R_l = \text{const}$ . In the general case, the resistance of the spark-erosion load changes stochastically during the discharge of reservoir capacitor with a capacity  $C$ . Therefore, in order to analyze steady-state transient processes in the EDI discharge circuit, the effective value of the active resistance of such load was introduced:  $R_l = \text{const}$ . In  $R_l$  the same energy is dissipated during one discharge pulse as in a real layer of conductive granules [7].

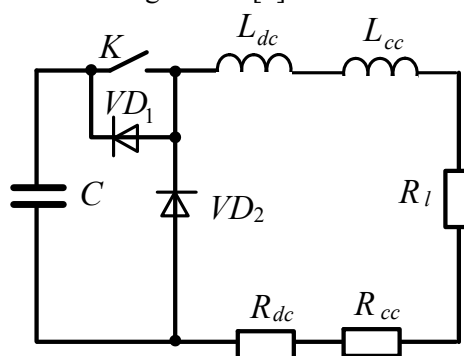


Fig. 1

In the experiment a high-frequency IGBT transistor was used as a fully controlled semiconductor switch  $K$ . Reverse diodes  $VD_1$  and  $VD_2$  are necessary for the safe operation of the circuit. Self-inductance and intrinsic resistance of all DPS elements of the discharge circuit in Fig. 1 is represented by the values of  $L_{dc}$  and  $R_{dc}$ . The inductance and active resistance of additional connecting conductors of considerable length, which connect the DPS with the load  $R_l$ , are represented by the corresponding values  $L_{cc}$  and  $R_{cc}$ . The calculations assumed that all semiconductor elements are ideal (i.e., their active resistances in the switch on state were assumed to be zero) and switching was carried out instantly.

In order to increase the rate of pulsed current rise in the load, a low-impedance electrostatic capacitor with an electric capacitance (300  $\mu\text{F}$ ) was used as the reservoir capacitor of DPS. The energy capacity of such capacitor was several orders of magnitude higher than the energy that was delivered to the load during one current pulse (and the DPS output voltage practically did not change during this time). Therefore, when analyzing the transient processes of this circuit, the assumption was used that the voltage at the DPS output was unchanged:  $U_{DPS} = \text{const}$ . With this assumption in mind, it was reasonable to assume that the transient process after turning on the switch  $K$  can be considered as the connection of the  $RL$ -circuit to a source of direct electromotive force with voltage  $U_{DPS}$ .

The following equipment was used for experimental research: current meter, voltage divider, two-beam storage digital oscilloscope HAMEG-HM-1507 and connecting conductors of such types as twisted pair, coaxial cable and litzendraht with bifilar winding of conductors.

The output electrical parameters of such DPS and limits of its operation were determined experimentally. The discharge circuit inductance of the DPS ( $L_{dc}$ ) was determined by the self-oscillation method. The energy efficiency of the EDI and the stability of the discharge pulses were determined as in [10]. The RC circuit (low-impedance capacitor  $C_1 = 0.15 \mu\text{F}$  and non-inductive resistor  $R_1 = 108 \text{ Ohm}$ ) was connected in parallel to the DPS output terminals. The parameters of the capacitor and resistor were chosen in such a way that an oscillatory process without overvoltage occurred in the circuit. The current was measured using a current sensor with a conversion factor of  $100 \text{ A} : 1 \text{ V}$ . The sensor was connected to an oscilloscope. The inductance  $L_{dc}$  was determined from the well-known analytical expression:  $T = 2\pi\sqrt{L_{dc}C_1}$  [11], as

$$L_{dc} = T^2 / 4\pi^2 C_1, \quad (1)$$

where  $T$  is a period of self-oscillations (determined from the oscillogram:  $T = 1.65 \mu\text{s}$ ). Hence  $L_{dc} = 0.46 \mu\text{H}$ .

To determine  $R_{dc}$  – active resistance of the DPS discharge circuit, the short circuit method was used. To do this, the output terminals of the DPS were connected to each other by short-circuit, which passed through a measuring current transformer connected to the oscilloscope. The  $\tau$  – time constant of such a discharge circuit was determined from the oscillograms ( $\tau = 37.08 \mu\text{s}$ ), and  $R_{dc}$  was determined by the formula:

$$R_{dc} = L_{dc} / \tau, \quad (2)$$

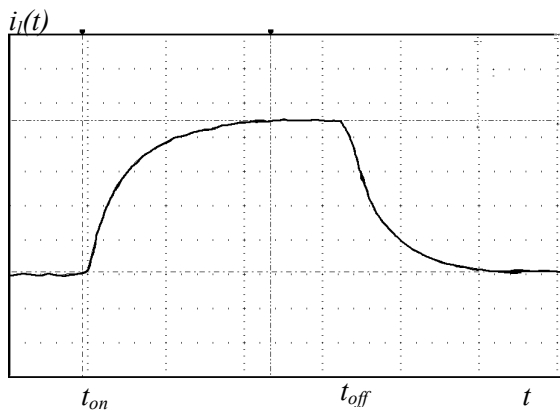
hence  $R_{dc} = 12.4 \text{ mOhm}$ .

The electrical characteristics and output parameters of the existing DPS are presented in Table 1.

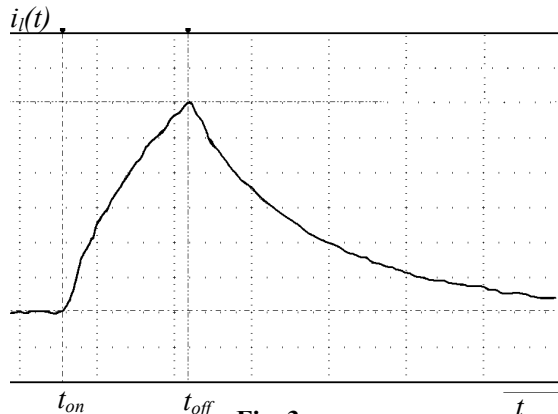
**Table 1**

| Parameter | Operating voltage range, V | Maximum pulse current, A | Output inductance, $L_{dc}$ , $\mu\text{H}$ | Output active resistance, $R_{dc}$ , mOhm | Discharge pulse duration, $\mu\text{s}$ |
|-----------|----------------------------|--------------------------|---|---|---|
| Value     | 0-600                      | 1000                     | 0.46  | 12.4                                      | 0.75-3.25                               |

at time  $t_{on}$  and turned off at time  $t_{off}$  after  $3.25 \mu\text{s}$ . Voltage  $U_{DPS} = 450 \text{ V}$ . The value of divisions was: along the x axis –  $1 \mu\text{s}/\text{div}$ , along the y axis –  $100 \text{ A}/\text{div}$ .



**Fig. 2**



**Fig. 3**

Fig. 2 shows the oscillogram of the current in the resistive load with a resistance of  $R_l = 1 \text{ Ohm}$ , connected directly to the DPS without long connecting conductors ( $L_{cc} = 0$ ,  $R_{cc} = 0$ ). The switch  $K$  was turned on

To exclude some distortion of the current on the oscillogram at the beginning and end of the transient, the duration of the rise of the pulsed current in the load ( $t_\uparrow$ ) was determined from  $0.1 I_{max, fig2}$  up to  $0.9 I_{max, fig2}$  (where  $I_{max, fig2}$  is the maximum value of the current, which can be calculated as:  $I_{max, fig2} = U_{DPS} / (R_l + R_{dc}) = 446 \text{ A}$ ). This duration was:  $t_\uparrow = 1,05 \mu\text{s}$ , and the average rate of current rise:  $I_{max, fig2} / t_\uparrow \approx 340 \text{ A}/\mu\text{s}$ .

Taking into account the above mentioned assumptions the expression for the current flowing in the load after turning on the switch  $K$  (at  $t_{on} \leq t \leq t_{off}$ ) was determined as [11]:

$$i(t) = U_{DPS} (1 - e^{-t/\tau_1}) / (R_l + R_{dc}), \quad (3)$$

where  $\tau_1 = L_{dc} / (R_l + R_{dc})$  is constant time of the discharge circuit when the load is connected to the DPS directly without long connecting conductors.

The current flowing in the load after turning off the switch  $K$  (at  $t > t_{off}$ ) decreased exponentially and it was defined as [7]:

$$i(t) = U_{DPS} (1 - e^{-t_{off}/\tau_1}) e^{-t/\tau_1} / (R_l + R_{dc}). \quad (4)$$

Fig. 3 displays the oscillogram of the current in the same load ( $1 \text{ Ohm}$ ), connected to the DPS by  $5 \text{ m}$ -long conductors of the twisted pair type with copper cores  $2 \times 50 \text{ mm}^2$ . The switch  $K$  turns on and turns off at the

same time points and the DPS voltage was the same:  $U_{DPS}=450$  V. The value of divisions was: along the x axis – 2  $\mu\text{s}/\text{div}$ , along the y axis – 50 A/div.

Comparison of the maximum values of currents shown in Fig. 2 and Fig. 3, showed that the peak current in Fig. 3 is smaller. Its value is:  $I_{max,fig3}=300$  A and it does not have time to reach its maximum possible value:  $I_{max,possible}$  (where  $I_{max,possible}=U_{DPS}/(R_l+R_{dc}+R_{cc})$ ). This value would practically not differ from  $I_{max,fig2}$  in Fig. 2 due to the smallness of  $R_{cc}$  up to the moment of turning off switch  $K$ . However, the duration of the current rise from 0.1 to 0.9  $I_{max,fig3}$  in Fig. 3 increased and amounted to 2.48  $\mu\text{s}$ , and the average rate of current rise decreased to 121 A/ $\mu\text{s}$ .

The duration of the rise of the pulsed current in Fig. 2 to the smaller of the two peak values: 300 A (more precisely from 0.1  $I_{max,fig3}$  to 0.9  $I_{max,fig3}$ ) was 0.38  $\mu\text{s}$ , and the average rate of current rise was 632 A/ $\mu\text{s}$ .

Thus, the presence of connecting conductors of the twisted pair type increases the duration of the current rise (and reduces its rate of rise) in the load under these conditions by 6.5 times.

To determine the influence of different connecting conductors on the dynamic parameters of discharge pulse currents in the load of electric discharge installations of VESD of metals in conditions of distant DPS from the load of such installations, the parameters (inductances  $L_{cc}$  and active resistances  $R_{cc}$ ) of these connection conductors were experimentally determined. Conductors of three types were studied: twisted pair with copper cores  $2\times 50$  mm<sup>2</sup>, coaxial cable with core and screen cross sections of the 70 and 16 mm<sup>2</sup>, respectively, and litzendraht with bifilar winding of conductors  $2\times 7$  mm<sup>2</sup>.

For this purpose, these connecting conductors were connected to the DPS. Their active resistances and inductances were determined by the same methods that were used to calculate  $R_{dc}$  and  $L_{dc}$  (the short circuit method and the self-oscillation method were used, respectively). Despite the fact that the active resistance of conductors with a strong skin effect is proportional to the square root of the frequency and, therefore, in a real process it can differ by several times from the measured one, it follows from the measurement results and taking into account this circumstance that this resistance is significant (by several orders of magnitude) less load resistance. Its influence on the general nature of transient processes in EDI circuits is insignificant and this resistance can be neglected. The differences between the experimentally measured currents in the EDI load and the results of the analytical analysis are insignificant. The inductance of  $L_{cc}$  was defined as:

$$L_{cc} = T^2 / 4\pi^2 C_1 - L_{dc}, \quad (5)$$

where the period of self-oscillations  $T$  was determined from oscillograms.

The resistance  $R_{cc}$  was calculated using the formula:

$$R_{cc} = ((L_{dc} + L_{cc}) / \tau_2) - R_{dc}, \quad (6)$$

where  $\tau_2$  is the time constant of the discharge circuit of the DPS in the presence of connecting conductors and the absence of load.  $\tau_2$  was determined from oscillograms.

On the other hand:

$$R_{cc} = \rho l / S_{eff}, \quad (7)$$

where  $\rho$  is the electrical resistivity (for copper is  $0.0175\cdot 10^{-6}$  Ohm·m),  $l$  and  $S_{eff}$  are the respectively, the length and effective cross section of the current-carrying cores of these connecting conductors.

The expression for the effective cross section  $S_{eff}$  was obtained after substituting (6) into (7) and performing mathematical transformations:

$$S_{eff} = \rho l \tau_2 / (L_{dc} + L_{cc} - R_{dc} \tau_2). \quad (8)$$

The results of calculations of inductances and active resistance of the connecting conductors are presented in Table 2. It also presents the actual and effective cross sections of the current-carrying cores and their ratios.

**Table 2**

| Parameters<br>Type<br>of conductor  | Period of self-<br>oscillations $T$ , $\mu\text{s}$ | Inductance,<br>$L_{cc}$ , $\mu\text{H}$ | Time constant of circuit<br>$\tau_2$ , $\mu\text{s}$ | Resistance<br>$R_{cc}$ , mOhm | $S$ ,<br>mm <sup>2</sup> | $S_{eff}$ ,<br>mm <sup>2</sup> | $S_{eff}/S$ ,<br>r.u. |
|-------------------------------------|---|---|--|-------------------------------|--------------------------|--------------------------------|-----------------------|
| Twisted pair                        | 4.22  | 2.547                                   | 131.15   | 11                            | $2\times 50$             | $2\times 15.9$                 | 0.3                   |
| Coaxial cable                       | 2.68  | 0.752                                   | 44.46  | 15                            | 70+16<br>(core+screen)   | $2\times 9.3$                  | 0.2                   |
| Litzendraht with<br>bifilar winding | 1.88  | 0.114                                   | 19.46  | 17                            | $2\times 7$              | $2\times 6.2$                  | 0.9                   |

Table 2 shows that the best performance in terms of inductance and the ratio of the effective cross section of the current-carrying core to the actual one has the litzendraht with bifilar winding of the conductors. Coaxial cable has the lowest ratio of the effective cross section of current-carrying core to the actual one. Inductance of the coaxial cable is much less than that of twisted pair, but greater than that litzendraht.

An experimental study of the operating modes of the EDI was carried out in order to determine the dynamic characteristics (rates of rise and fall of discharge pulse currents in the load) when connecting the DPS and the load of such installations using the above-considered connecting conductors. The oscillograms of the current in the resistive load  $R_l = 1$  Ohm, connected to the EDI by means of twisted pair, coaxial cable and litzendraht are shown in Fig. 4, *a*, *b*, *c*. The duration of the current rise (time  $\Delta t = t_{off} - t_{on}$  between turning off and turning on of the switch *K*) was  $3.25 \mu\text{s}$ . The output voltage of the EDI was 400 V. The value of divisions along the *x* axis in Fig. 4, *a* was  $2 \mu\text{s}/\text{div}$ , and in Fig. 4, *b*, *c* –  $1 \mu\text{s}/\text{div}$ . The value of divisions along the *y* axis in Fig. 4, *a*, *b*, *c* was  $50 \text{ A}/\text{div}$ .

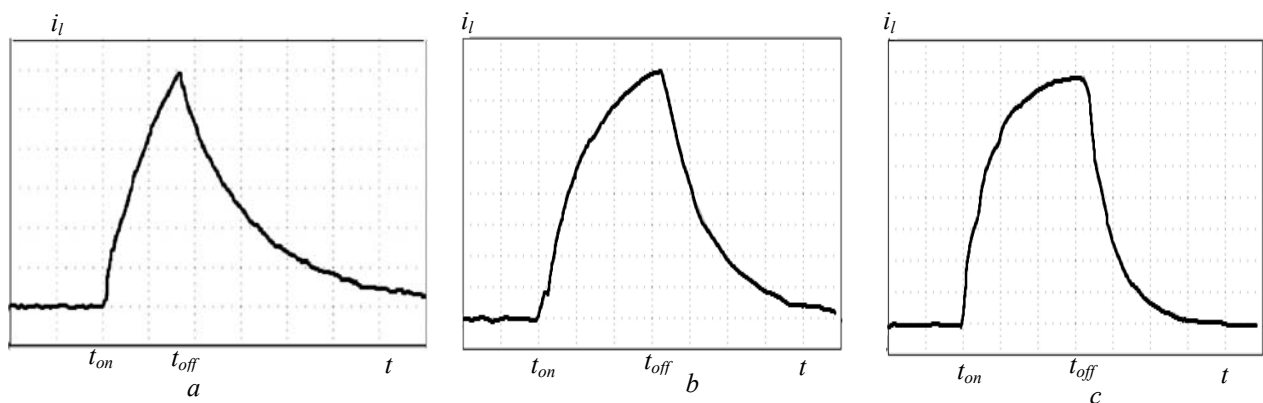


Fig. 4

The Table 3 shows the experimental results of the dynamic characteristics: the average rates of rise and fall of pulse currents in the load over a time interval  $\Delta t = 3.25 \mu\text{s}$  when using three different types of conductors to connect the DPS and the load.

Table 3

| Parameters<br>Type of conductor | $I_{max}$ , A | $I_{max}/\Delta t$ ,<br>A/ $\mu\text{s}$ |
|---------------------------------|---------------|--|
| Twisted pair                    | 300           | 92.3                                     |
| Coaxial cable                   | 400           | 123.1                                    |
| Litzendraht                     | 390           | 120.0                                    |

From the experimental and calculated parameters given in Table 3, it follows that the average rate of current change is the highest when using litzendraht with bifilar winding of the conductors.

Coaxial cable has slightly lower inductance  $L_{cc}$  compared to litzendraht (see Table 2), but it is three times higher than twisted pair one. Since the manufacture of litzendraht with bifilar winding of conductors is too laborious, and its insulation strength is much less than the strength of modern coaxial cable insulation, in practice it is more advisable to use a coaxial cable as connecting conductors. In addition, the litzendraht has a large capacitance per unit length (it was  $12 \text{ nF}/\text{m}$  for the test sample), which causes significant displacement current (tens of amperes) in litzendraht insulation in pulse mode of operation. This current additionally loads the controlled semiconductor switches and causes a significant overheating of the insulation, which, in turn, causes its accelerated electrical and thermal aging, and the electromechanical forces that occur between separate insulated conductors lead to its mechanical aging.

**Conclusions.** In this paper, an experimental study of the influence of such connecting conductors as twisted pair, coaxial cable and litzendraht with bifilar winding of conductors, on the dynamic characteristics of electric discharge installations, the spark-erosion load of which should be significantly distant from the discharge pulse shaper, was carried out.

It was substantiated that in case of insignificant (up to  $0.5 \mu\text{H}$ ) self-inductance of electric discharge installations, it is most expedient to use power coaxial cables with modern cross-linked polymer electrical insulation to connect a significantly distant load.

The work was carried out on the state budget theme "To develop the theory of pulsed and high-frequency transient electromagnetic processes in power and technological resonant installations and high-voltage cable power lines" (Code: "ELKAB").

*The work was carried out on the state budget theme "To develop the theory of pulsed and high-frequency transient electromagnetic processes in power and technological resonant installations and high-voltage cable power lines" (Code: "ELKAB").*

Роботу виконано за держбюджетною темою "Розвинути теорію імпульсних і високочастотних перехідних електромагнітних процесів у енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ"). КПКВК 6541030.

1. Livshits A.L., Otto M.Sh. Impulse electrical engineering. Moskva: Energoatomizdat, 1983. 352 p. (Rus)
2. Dubovenko K.V. Simulation of capacitor storage charging circuits with a high frequency loop. *Elektrotehnika ta elektroenergetyka*. 2006. No 3. Pp. 58-63. (Rus)
3. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric Energy Loss at Energy Exchange Between Capacitors as Function of Their Initial Voltages and Capacitances Ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.
4. Nguyen P.K., Sungho J., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *J. Appl. Phys.* 2014. Vol. 115. Iss. 17. Pp. 17A756-1. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4868330>.
5. Ochin P., Gilchuk A.V., Monastyrsky G.E., Koval Y., Shcherba A.A., Zaharchenko S.N. Martensitic Transformation in Spark Plasma Sintered Compacts of Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark Erosion Method in Cryogenic Liquids. *Materials Science Forum Trans Tech Publications*. 2013. Vol. 738–739. Pp. 451–455. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/msf.738-739.451>.
6. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Synytsin V.K., Ivashchenko D.S. Aperiodic and oscillatory processes of capacitor discharge at forced limitation of current duration in load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 9–10. (Rus)
7. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing probabilistic properties of electrical characteristics in the circuits containing stochastic load. 2<sup>nd</sup> International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, Ukraine, 7-11 June 2016. Pp. 45-48. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521887>.
8. Zakharchenko S.N., Kondratenko I.P., Perekos A.E., Zalutsky V.P., Kozyrsky V.V., Lopatko K.G. Influence of discharge pulses duration in a layer of iron granules on the size and structurally-phase conditions of its electroerosion particles. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2012. Vol. 6. No 5 (60). Pp. 66–72. (Rus)
9. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Perekos A.O. Peculiarities of the diameter distributions obtained at submilli-second duration of discharge pulses spark-erosive aluminum particles and caverns on the surface of its granules. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 1. Pp. 10–22. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.01.0010>. (Ukr)
10. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>.
11. Demirchyan K.S., Nejman L.R., Korovkin N.V., Chechurin V.L. Electrical engineering theory. Vol. 2. Saint-Petersburg: Piter, 2003. 576 p. (Rus)

## ПІДВИЩЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК, ЗНАЧНО ВІДДАЛЕНИХ ВІД ІСКРОЕРОЗІЙНОГО НАВАНТАЖЕННЯ

Н.І. Супруновська<sup>1</sup>, докт. техн. наук, М.А. Щербат<sup>2</sup>, докт. техн. наук, С.С. Розіскулов<sup>1</sup>, канд. техн. наук, В.К. Синицин<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: [iednat1961@gmail.com](mailto:iednat1961@gmail.com)

<sup>2</sup> НТУ України "КПІ ім. Ігоря Сікорського",  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: [m.shcherba@gmail.com](mailto:m.shcherba@gmail.com)

Визначено особливості впливу характеристик різних з'єднувальних провідників на динамічні характеристики електророзрядних установок (ЕРУ), значно (на декілька метрів) віддалених від іскроерозійного навантаження, яким за електроіскрового виробництва дисперсних порошків є міжелектродний проміжок (МЕП) технологічного апарату диспергування (ТАД), заповнений шаром металевих гранул і проточною слабо провідною (бажано діелектричною) рідиною. Експериментально досліджено вплив на динамічні характеристики вказаних ЕРУ (зокрема на середні швидкості наростання та спадання в них розрядного імпульсного струму) конструктивних параметрів таких довгих з'єднувальних провідників, як вита пара, коаксіальний кабель і літцендрат з біфілярною намоткою струмопровідних жил. Обґрунтовано, що за незначної (до 0,5 мкГн) власної конструктивної індуктивності ЕРУ для підключення суттєво віддаленого ТАД практично найбільш доцільним є використання силових коаксіальних кабелів із сучасною зшитою полімерною електроізоляцією. Бібл. 11, рис. 4, табл. 3.

**Ключові слова:** електророзрядна установка, розряд конденсатора, перехідні процеси, швидкість змінення розрядного струму, коаксіальний кабель, літцендрат, вита пара.

Надійшла 27.01.2022

Остаточний варіант 25.03.2022

## СПОСОБИ ЗМЕНШЕННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПІДЗЕМНИХ СИЛОВИХ КАБЕЛІВ В ПОЛІЕТИЛЕНОВИХ ТРУБАХ З КОМПОЗИЦІЙНОГО МАГНІТНОГО МАТЕРІАЛУ

**І.М. Кучерява**, докт. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [rB.irinan@gmail.com](mailto:rB.irinan@gmail.com)

*За допомогою комп'ютерного моделювання досліджено магнітне поле високовольтної (330 кВ) підземної одноланцюгової кабельної лінії, прокладеної в поліетиленовій трубі з магнітними властивостями, з використанням спеціального насипного/засипного ґрунту різних розмірів (об'єму). Труба та додатковий ґрунт навколо і поблизу кабелів виготовляються з композиційного матеріалу з ефективними магнітними властивостями і можуть виконувати функцію магнітного екрана, зменшуючи рівень поля навколо кабельної лінії. Вивчено ефективність екранування поля кабельної лінії залежно від висоти і ширини композиційного насипного/засипного ґрунту. Виявлено існування оптимальної невеликої висоти насипки, необхідної для найбільшого зменшення магнітного поля кабелів на поверхні землі безпосередньо над ними, та вплив ширини насипного та засипного ґрунту на ефективність екранування. Проаналізовано характерні особливості розподілу магнітного поля в розглянутих екрануючих елементах кабельної лінії залежно від наявності чи відсутності композиційного засипного ґрунту і висоти насипного ґрунту з ефективними магнітними властивостями. Обґрунтовано ефективність екранування підземних одноланцюгових трифазних кабельних ліній з використанням магнітного насипного ґрунту визначеної невеликої висоти (об'єму). Бібл. 11, рис. 4.*

**Ключові слова:** підземна трифазна кабельна лінія, прокладання кабелів в трубі, насипний/засипний ґрунт, композиційний матеріал, екранування магнітного поля, комп'ютерне моделювання.

**Вступ.** Прокладання в районах міської забудови сучасних високовольтних і надвисоковольтних кабельних ліній (напругою до 500 кВ) здійснюється, як правило, в ґрунті, в спеціальних кабельних спорудах (тунелях, каналах), в поліетиленових трубах, тобто за умови забезпечення додаткового захисту від ушкоджень [1–4]. Для захисту силових кабелів на ділянках перетину з автодорогами і залізницями, інженерними спорудами і природними завадами використовуються труби і спеціальне приладдя з різних термопластикових матеріалів – поліетилену, поліпропілену, полівінілхлориду. Особливо підходять для прокладання силових кабелів на напругу 6–500 кВ труби з полімерних композицій високої термостійкості [2]. Наприклад, на практиці силові кабелі захищаються шляхом використання термостійких труб зі спеціальних пластикових матеріалів китайської фірми Power Cable Protection Pipe та американської компанії Eagle (останні під назвою electrical conduit) [3]. Припускається розміщення трьох фаз одного кабельного ланцюга в одній трубі. Поліетиленові труби є одним з найбільш прийнятних рішень для підземних кабельних ліній, а згідно з висновком статті [2] прокладання кабельних ліній у трубах не є основною причиною зниження пропускної здатності кабелів. До того ж, поліетиленові труби мають невелику вагу, високу міцність та ізоляційні властивості, стійкість до корозійних впливів, окислення і проникнення вологи, довготривалий строк експлуатації, забезпечують захист кабелів від зовнішніх механічних впливів.

У сучасних умовах актуальним питанням є задоволення високих нормативних вимог до техніко-екологічної (електромагнітної) безпеки широко використовуваних високовольтних кабельних ліній – мається на увазі необхідність забезпечення регламентованого рівня магнітного поля кабелів в оточуючому середовищі за рахунок вдосконалення та розроблення нових способів спорудження кабельних ліній, а також використання допоміжних засобів та новітніх технологічних рішень для зменшення магнітного поля, що створюється кабелями. У цьому напрямку в роботі [5] запропоновано використання поліетиленових труб, у матеріал яких введено дрібнодисперсні магнітні частки, за рахунок чого забезпечуються ефективні магнітні властивості труб. Такі труби можуть виконувати роль магнітних екранів. Окрім того, що стосується кабелів підземного прокладання, ґрунти з магнітними властивостями, завдяки додаванню в їх склад магнітної фракції (мікро- або нано-розмірних магнітних часток), теж здатні екранувати магнітне поле кабельних ліній [6, 7], зокрема в роботі [6] розглянуто



засипні ґрунти (ґрунти безпосередньо навколо кабелів) та насипні ґрунти (зверху кабелів) з ефективними магнітними властивостями – магнітною проникністю  $\mu_{eff}$  до 100.

Зазначимо, що насипні та засипні ґрунти можуть поєднувати роль магнітних екранів і середовища з поліпшеними тепловими властивостями (так званих коректуючих ґрунтів, тобто спеціально підібраних ґрунтів з заданою теплопровідністю) для одночасного зменшення магнітного поля кабелів і забезпечення їх допустимого температурного режиму. Саме дотримання припустимого рівня нагріву кабелів важливо для довготривалої експлуатації кабелів з визначеною пропускну здатністю [8, 9].

Метою роботи є кількісне дослідження ефективності зниження магнітного поля підземної надвисоковольтної (330 кВ) трифазної кабельної лінії на поверхні ґрунту, яка прокладена в поліетиленовій трубі з магнітними властивостями та в навколишньому і близько розташованому ґрунті, що також має магнітні властивості і різні геометричні параметри.

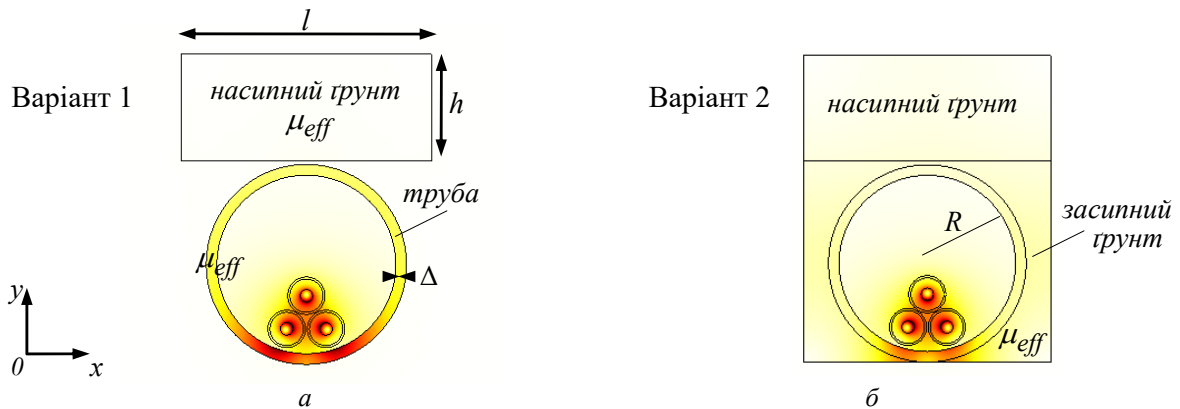


Рис. 1

Навколишнім ґрунтом вважається засипний магнітний ґрунт (ЗМГ), а близько розташованим – насипний композиційний ґрунт (НМГ), що насипається зверху труби з кабелями (рис. 1, а, б).

Робота виконується за допомогою двовимірного чисельного моделювання методом скінченних елементів у програмі Comsol [10] для діючої в Україні кабельної лінії [8]. Досліджувана підземна лінія прокладена в трубі безтраншейно на глибині 1,5 м паралельно поверхні землі, має додатково насипний/засипний композиційний ґрунт з геометричними параметрами –  $l, h$  і магнітною проникністю  $\mu_{eff} \rightarrow = 100$  (рис. 1). Кабелі в лінії розташовані трикутником. Послідовність фаз кабелів –  $ABC$  зліва направо. У жилах кабелів протікає трифазна система струмів, рівномірно розподілених у перетині жил. Алюмінієві жили кабелів мають розмір поперечного перетину  $800 \text{ мм}^2$ . Струм у номінальному режимі  $I_{ном} = 630 \text{ А}$  [8]. Поліетиленова труба радіусом 25 см, товщиною 3 см теж виконана з композиційного матеріалу, що має магнітну проникність  $\mu_{eff}$ . Комп'ютерне моделювання проводиться за умови, що електропровідність композиційного ґрунту не враховується (задається рівною нулю).

**Модель для дослідження.** Задача формулюється для усталеного режиму в декартовій системі координат  $Oxy$  (рис. 1) у припущенні, що умови прокладання кабельної лінії однакові за всією довжиною, а кабелі і екрануючі елементи (труба, НМГ/ЗМГ) достатньо довгі і незмінні вздовж кабельної траси. Невідомою електромагнітної задачі є комплексна величина векторного магнітного потенціалу з ненульовою  $z$ -складовою  $\dot{\mathbf{A}} = (0, 0, \dot{A}_z)$ .

Математична модель базується на підходах і рівняннях, наведених у [11], і детально описана в роботах [5, 6].

Основою моделі є система інтегро-диференціальних рівнянь загального вигляду

$$j\omega\sigma_i \dot{\mathbf{A}} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \nabla \times \dot{\mathbf{A}}) = \sigma_i \Delta \dot{U}_i, \quad (1)$$

$$\int_{S_i} \dot{J}_z dS = \int_{S_i} (-j\omega\sigma_i \dot{A}_z + \sigma_i \Delta \dot{U}_i) dS = \dot{I}_i, \quad (2)$$

де  $\omega = 2\pi f$  – кутова частота струму ( $f = 50$  Гц);  $j$  – уявна одиниця; індекс  $i$  відноситься до  $i$ -го провідного середовища в розрахунковій області;  $\sigma_i$  – електропровідність  $i$ -го середовища (в загальному випадку жил, екранів кабелів);  $\mu_0$  і  $\mu_r = \mu_{eff}$  – магнітна постійна і відносна магнітна проникність магнітного екрана у вигляді НМГ/ЗМГ та труби з композиційного матеріалу, відповідно;  $\mu_r = 1$  для немагнітних елементів розрахункової області, зокрема елементів кабелів, природного ґрунту, повітряного середовища всередині труби;  $\dot{J}_z$  –  $z$ -складова густини струму в провідниках.

Рівняння (1)–(2) містять комплексні напругу і струм. Рівняння (2) записано для ділянки кола зі струмом  $\dot{I}_i$ , падінням напруги  $\Delta\dot{U}_i$ , площею поперечного перерізу  $S_i$ . Комплексна величина  $\dot{I}_i$  є струмом у жилі  $i$ -го кабелю. У кабельних жилах задаються струми, зміщені за фазою на  $120^\circ$  і однакові за амплітудою, рівною номінальному значенню  $I_{ном}$ . Струм  $\dot{I}_i$  в металевих екранах кабелів дорівнює нулю. В області екранів задається  $\Delta\dot{U}_i = 0$  (реалізується випадок замкнених з обох сторін на землю внутрішніх екранів кабелів). Падіння напруги на жилах однакові та зміщені за фазою, їх значення розраховуються за виразами:  $\Delta\dot{U}_i = \Delta\dot{U}_{жс} e^{j\theta}$ ,  $\Delta\dot{U}_i = \Delta\dot{U}_{жс} e^{j2\pi/3}$ ,  $\Delta\dot{U}_i = \Delta\dot{U}_{жс} e^{j4\pi/3}$ , відповідно у фазах  $A, B, C$ . При цьому  $\Delta\dot{U}_{жс}$  задається за умови рівності струмів у жилах струму в номінальному режимі. Як показали розрахунки, у такому разі різниця діючих значень струмів в жилах не перевищує 5%.

Рівняння (1)–(2) доповнюються умовою магнітної ізоляції на всіх зовнішніх границях розрахункової області

$$\dot{A}_z = 0. \quad (3)$$

Вектор магнітної індукції дорівнює  $\dot{\mathbf{B}} = \text{rot}(\dot{\mathbf{A}})$ . Складові вектора поля визначаються як  $\dot{B}_x = \partial\dot{A}_z / \partial y$ ;  $\dot{B}_y = -\partial\dot{A}_z / \partial x$ . Досліджуються значення і розподіл величини  $|\dot{\mathbf{B}}| = \sqrt{|\dot{B}_x|^2 + |\dot{B}_y|^2}$  в активній розрахунковій області і на поверхні землі безпосередньо над кабельною лінією.

**Результати комп'ютерного моделювання.** На рис. 1 у кольоровому зображенні показано характерний розподіл магнітного поля  $|\dot{\mathbf{B}}|$  в активній зоні області розрахунку для двох варіантів композиційного ґрунту. Як видно, у разі використання такого ґрунту магнітне поле концентрується в області жил кабелів і під ними в нижній частині матеріалу труби. Магнітний матеріал труби вступає у взаємодію з магнітним полем кабелів і змінює його розподіл, особливо це виявляється за наявності ЗМГ. При цьому, за рахунок перерозподілу поля, за однакової висоти НМГ  $h = 0,5$  м для варіанту 1 в трубі реалізується значення  $|\dot{\mathbf{B}}| = 8,1$  мТ, а для варіанту 2 –  $|\dot{\mathbf{B}}| = 5,9$  мТ.

Дані рис. 2 ілюструють змінення магнітної індукції на поверхні землі в залежності від довжини  $l$  і висоти  $h$  композиційного ґрунту навколо труби з кабельною лінією. Крива 1 відповідає випадку лише НМГ над трубою; крива 2 – використанню НМГ і ЗМГ довжиною  $l = 0,7$  м. Верхня пунктирна лінія представляє значення поля у немагнітному природному ґрунті (без спеціального НМГ або ЗМГ). Нижня пунктирна лінія побудована для випадку НМГ і ЗМГ з довжиною  $l = 1$  м.

Залежності рис. 2 показують наступне:

- ефективність екранування за допомогою одного НМГ проявляється лише при певній висоті  $h$  – не більше  $\sim 0,4$  м; використання великого об'єму НМГ ( $h > 0,4$  м) не є ефективним – магнітне поле в оточуючому середовищі і на поверхні землі посилюється (крива 1);

- існує оптимальне значення висоти НМГ  $h^* \approx 0,05 \dots 0,07$  м (крива 1), у разі якого реалізується найбільше зниження магнітного поля на поверхні землі;

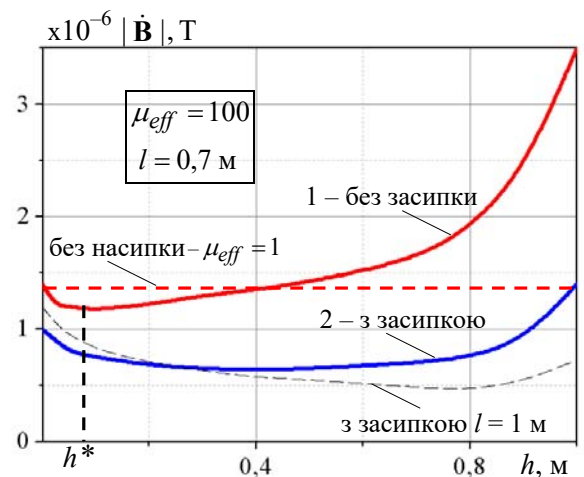


Рис. 2

– найбільш ефективним способом екранування магнітного поля кабелів є використання обох варіантів композиційного ґрунту – НМГ і ЗМГ (крива 2); під більшою ефективністю екранування мається на увазі можливість отримання менших значень магнітного поля на поверхні землі у порівнянні з випадком відсутності додаткового магнітного ґрунту – значень нижче лінії  $\mu_{eff} = 1$  на рис. 2;

– у разі збільшення ширини додаткових НМГ і ЗМГ, зростає ефективність екранування магнітного поля і збільшується діапазон змінення висоти НМГ, можливий для найкращого зниження поля (нижня пунктирна крива, відмічена  $l = 1$  м).

На доповнення розрахункових даних рис. 2, на рис. 3, а наведено змінення магнітної індукції  $|\dot{\mathbf{B}}|$  вздовж центральної вертикальної лінії по висоті насипки (прямої  $LM$  на рис. 3, б) за різних значень  $h$  НМГ. Розподіл магнітного поля (у кольорі) в об'ємі НМГ з висотою  $h = 0,1$  м представлено на рис. 3, б. Показано, що за більш низької насипки в ній генеруються більш високі значення  $|\dot{\mathbf{B}}|$ , максимум яких знаходиться ближче до кабельної лінії. Найбільша величина поля відповідає меншій висоті НМГ –  $h = 0,1$  м. Для цього випадку у безпосередній близькості до поверхні землі поле зменшується до менших значень у порівнянні з висотою  $h = 0,5$  м.

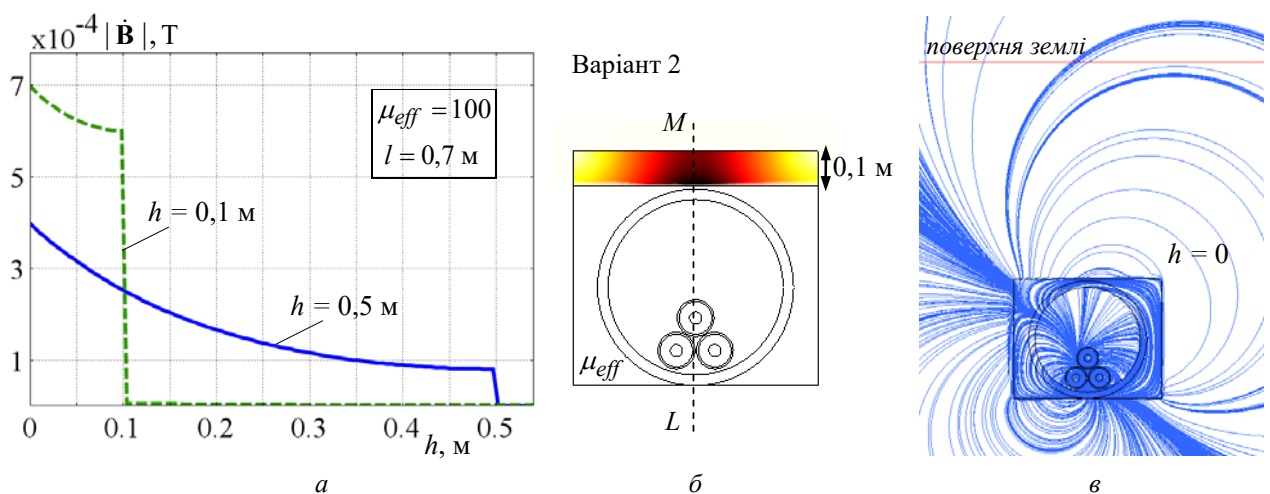


Рис. 3

Пояснення залежностей на рис. 2 відносно необхідності невеликої висоти НМГ для більшого зменшення рівня магнітного поля на поверхні землі може бути проведено за допомогою картин вектора магнітної індукції  $\dot{\mathbf{B}}$  (у вигляді ліній потоку) навколо кабельної лінії та поблизу поверхні землі для двох варіантів прокладання кабелів в композиційній трубі та різній висоті  $h$  НМГ (рис. 4).

У загальному випадку розподіл магнітного поля поблизу провідників залежить від моменту часу. Однак найбільший інтерес для дослідження представляє, перш за все, характер розподілу поля в зоні неподалік від поверхні ґрунту. До того ж, як показано розрахунковим шляхом, зі змінням часу картини магнітного поля змінюються обертально в площині поперечного перетину кабелів ( $Oxy$ ), а суттєві особливості залишаються незмінними.

Як свідчить рис. 4, магнітне поле проникає в магнітний матеріал труби, НМГ та ЗМГ. У разі відсутності композиційної засипки поле більше концентрується в стінках труби (рис. 4, а), а у разі використання ЗМГ магнітне поле перерозподіляється, охоплюючи об'єм магнітних середовищ замкненими потоками кругового характеру (рис. 4, б). Загальною особливістю для двох розглянутих варіантів є концентрація поля саме на верхній границі НМГ, а також просування більших значень магнітної індукції все ближче до поверхні землі у разі збільшення висоти НМГ. Аналогічний висновок було отримано для підземних трифазних кабельних ліній без додаткового захисту (безтрубного прокладання) з трикутним і горизонтальним розташуванням кабелів і наявності НМГ.

Для порівняння результатів для варіанту 2 на рис. 3, в наведено розподіл магнітного поля (лініями потоку) навколо кабельної лінії, що має ЗМГ і не має магнітної насипки ( $h = 0$ ).

Згідно з результатами роботи [6] використання ЗМГ є найбільш ефективним з точки зору реалізації екрануючих властивостей у порівнянні з насипним композиційним ґрунтом. Як показано у да-

ній роботі, збільшити ступінь пом'якшення магнітного поля на поверхні землі дає змогу варіант 2 – наявність ЗМГ та НМГ невеликого обсягу.

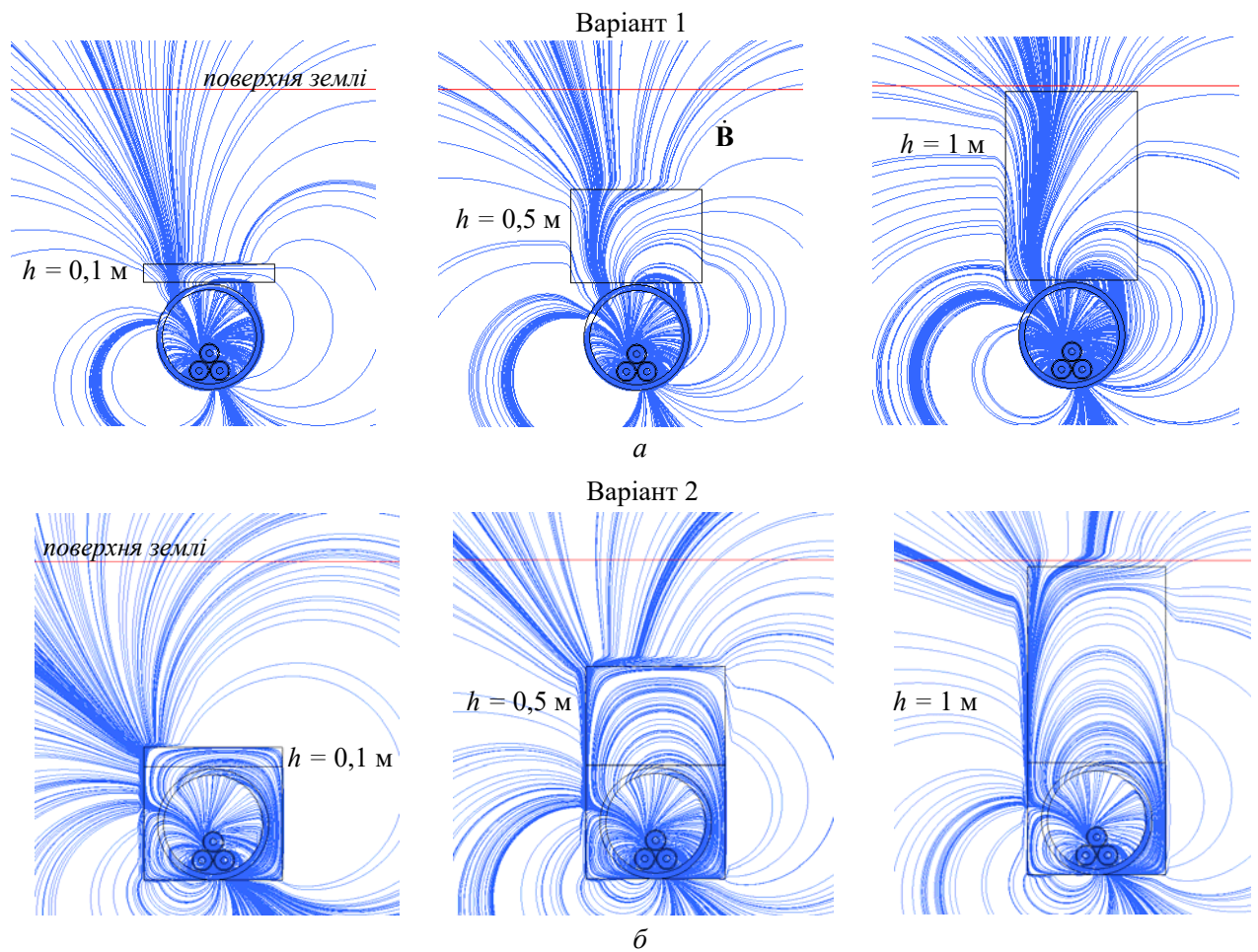


Рис. 4

**Висновки.** 1. Досліджено магнітне поле одноланцюгової надвисоковольтної кабельної лінії, прокладеної в поліетиленовій трубі, виготовленій з композиційного магнітного матеріалу, і в спеціальному насипному/засипному ґрунті, який має ефективні магнітні властивості, завдяки додаванню в матеріал магнітної компоненти дрібнодисперсної. Такі труби і композиційні ґрунти можуть виконувати роль магнітних екранів, що зменшують магнітне поле на поверхні землі. Використання додаткових магнітних ґрунтів дозволяє досягти зменшення поля на рівні поверхні ґрунту над кабелями більше ніж у 2,5 рази (рис. 2).

2. Проаналізовано особливості характеру розподілу і змінення магнітного поля кабельної лінії в оточуючому середовищі і в трубі залежно від висоти і ширини композиційного насипного/засипного ґрунту.

3. Для розглянутої кабельної лінії проведено кількісний аналіз ефективності зниження рівня магнітного поля на поверхні ґрунту за рахунок застосування насипного/засипного ґрунту з магнітними властивостями.

4. Дано пояснення виявленого факту, що великі обсяги композиційного засипного, а особливо насипного ґрунту не забезпечують найбільшої ефективності екранування магнітного поля силових кабелів (рис. 4). Існують оптимальні значення висоти таких спеціальних ґрунтів для забезпечення найбільшого зменшення магнітного поля кабелів на поверхні землі (рис. 2).

5. Для практики прокладання кабельних ліній в трубах з магнітними властивостями найбільш ефективні екрануючі можливості реалізуються за наявності композиційних засипного та насипного ґрунтів визначеного обсягу (для розглянутого випадку у разі насипного магнітного ґрунту з висотою  $h = 0,1-0,5$  м, рис. 2).

Робота фінансувалася частково за держбюджетною темою "Розвинути теорію імпульсних і високо-частотних перехідних електромагнітних процесів в енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ"), (№ держреєстрації 0117U007713), та частково за темою "Розроблення засобів створення інтелектуальних екологічно безпечних силових кабелів для традиційної та відновлюваної електроенергетики" Цільової комплексної програми наукових досліджень НАН України "Інтелектуальна екологічно безпечна енергетика з традиційними та відновлюваними джерелами енергії" ("Нова енергетика", 2019–2021 рр.), КПКВК 6541030.

1. Макаров Е.Ф. Справочник по электрическим сетям 0,4–35 кВ и 110–1150 кВ. Т. 3. М.: Папирус-Про, 2004. 688 с.
2. Дмитриев М.В. Кабельные линии, проложенные в полиэтиленовых трубах. Тепловой расчет. *Новости электротехники*. 2013. № 4 (82). С. 11–17.
3. Дмитриев М.В. Требования к трубам для прокладки силовых кабельных линий. *Кабель-news*. 2014. № 6. С. 22–26.
4. Boukrouche F., Moreau C., Pelle J., Beaubert F., Harmand S., Moreau O. Mock-up study of the effect of wall distance on the thermal rating of power cables in ventilated tunnels. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2017. Vol. 32. No 6. Pp. 2453–2461. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2016.2629285>
5. Щерба А.А., Подольцев О.Д., Кучерява І.М. Дослідження магнітного поля силових кабелів, прокладених у поліетиленових трубах з магнітними властивостями. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 3. С. 15–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.015>
6. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерява І.Н. Магнитное поле подземной кабельной линии 330 кВ и способы его уменьшения. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
7. Кучерява І.М. Особливості екранування магнітного поля підземної трифазної кабельної лінії за допомогою насипного композиційного ґрунту з магнітними властивостями. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2021. Вип. 58. С. 14–22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.014>
8. Лях В.В., Молчанов В.М., Сантацкий В.Г., Квицинский А.А. Кабельная линия напряжением 330 кВ: некоторые аспекты проектирования. *Промэлектро*. 2009. № 6. С. 27–33.
9. Leon F., Anders G.J., Effects of backfilling on cable ampacity analyzed with the finite element method. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2008. Vol. 23. No 2. Pp. 537–543. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2008.917648>
10. *Cmsol* multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (дата доступу 21.03.2021)
11. Подольцев А.Д., Кучерява І.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2015. 305 с.

## METHODS FOR MITIGATION OF MAGNETIC FIELD GENERATED BY UNDERGROUND POWER CABLES IN POLYETHYLENE PIPES MADE OF COMPOSITE MAGNETIC MATERIAL

**I.M. Kucheriava**  
**Institute of Electrodynamics,**  
**National Academy of Sciences of Ukraine,**  
**pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.**  
**E-mail: [rB.irinan@gmail.com](mailto:rB.irinan@gmail.com)**

*The magnetic field of a high-voltage (330 kV) underground single-circuit power cable line, laid in a polyethylene pipe having magnetic properties, with the use of special loose-fill/fill-up soil of different dimensions (bulk) is studied by computer modeling. The pipe and additional soil around and near the cables are made of a composite material with effective magnetic properties and can act as a magnetic shield that reduces the level of the field on the ground. The efficiency of field shielding depending on the height and width of the composite loose-fill/fill-up soil is analyzed. The existence of the optimal not large (in height) fill-up soil for the best mitigation of the magnetic field on the ground directly above the cables, and the influence of the width of the loose-fill/fill-up soils on the shielding efficiency are revealed. The characteristic features of the magnetic field distribution within the considered shielding elements of the cable line depending on the availability or non-availability of composite loose-fill soil and the height of the fill-up soil with effective magnetic properties are presented. The shielding efficiency of underground single-circuit three-phase power cable lines when using the magnetic fill-up soil with a certain small height (volume) is grounded. References 11, figures 4.*

**Key words:** underground three-phase cable line, cables laid in pipe, loose-fill/fill-up soil, composite material, magnetic field shielding, computer modeling.

1. Makarov E.F. Handbook on 0,4–35 kV and 110–1150 kV power networks. Vol. 3. Moskva: Papirus-Pro, 2004. 688 p. (Rus)
2. Dmitriev M.V. Cable lines laid in polyethylene pipes. Thermal calculation. *Novosti elektrotechniki*. 2013. No 4 (82). Pp. 11–17. (Rus)
3. Dmitriev M.V. Requirements to pipes for laying of power cable lines. *Kabel-news*. 2014. No 6. Pp. 22–26. (Rus)
4. Boukrouche F., Moreau C., Pelle J., Beaubert F., Harmand S., Moreau O. Mock-up study of the effect of wall distance on the thermal rating of power cables in ventilated tunnels. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2017. Vol. 32. No 6. Pp. 2453–2461. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2016.2629285>
5. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The study of magnetic field of power cables in polyethylene pipes with magnetic properties. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 15–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.015> (Ukr)
6. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The magnetic field of underground 330 kV cable line and ways for its reduction. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003> (Rus)
7. Kucheriava I.M. Particularities of magnetic field shielding for underground cable line by composite fill-up soil with magnetic properties. *Pratsi Institutu Elektrodynamiki NAN Ukrainy*. 2021. Is. 58. Pp.14-22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.014> (Ukr)
8. Lyach V.V., Molchanov V.M., Santatskii V.G., Kvitsinskii A.A. 330 kV cable line: some aspects of designing. *Promelektro*. 2009. No 6. Pp. 27–33. (Rus)
9. Leon F., Anders G.J., Effects of backfilling on cable ampacity analyzed with the finite element method. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2008. Vol. 23. No 2. Pp. 537–543. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2008.917648>
10. *Comsol* multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (accessed at 21.03.2021).
11. Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. 305 p. (Rus)

Надійшла 24.05.2021  
Остаточний варіант 23.02.2022

**DOUBLE-CIRCUIT RESONANT ELECTRIC POWER AMPLIFIER FOR  
MAGNETIC-PULSE PROCESSING OF METALS**

**Yu.V. Batygin<sup>\*</sup>, S.O Shinderuk<sup>\*\*</sup>, E.O. Chaplygin<sup>\*\*\*</sup>, D.V. Fendrikov<sup>\*\*\*\*</sup>**

Kharkiv National Automobile and Highway University,  
st. Yaroslava Mydrogo, 25. Kharkiv, 61002, Ukraine,  
e-mail: [097931417e@gmail.com](mailto:097931417e@gmail.com)

*The authors propose and substantiate the functionality of a magnetic-pulse installation consisting of two blocks, the first of which is a resonant double-circuit charger of a capacitive energy storage, and the second block is a discharge circuit with an inductor-tool for performing a given production operation. It is shown that the voltage changes in time according to an exponentially growing harmonic law. It was found that the amplitude of the voltage across the capacitor can be regulated by varying the characteristics of the coupling transformer between the circuits and the characteristics of the circuit of the reactive power conversion unit. Numerical assessments of the characteristics of the charging process showed a high efficiency of voltage formation on the capacitive storage due to resonance phenomena (the transformation ratio is equal to the Q-factor of the circuit ~ 20), which is not comparable with the well-known traditional indicators of induction methods. In terms of phase – the length in time to the maximum charge in the adopted circuit of the active electric power amplifier is set by the inequality - That is, after ~ 30 periods of charging current, the excited voltage reaches a maximum (~ 20 times higher than the source voltage), which will correspond to the end of the transient process and the establishment of a steady state of operation. An example of calculating the characteristics of an elementary resonant base illustrates the effective capabilities of a magnetic-pulse installation, consisting of a resonant charger of a capacitive energy storage and a load in the form of an inductor-tool for flat stamping of metal products. It was found that the square of the ratio of operating frequencies in the load unit and the reactive power amplification unit quantitatively determines the fundamental possibility of resonant amplification of the active electrical energy of a harmonic signal. References 12, figures 5.*

**Key words:** magnetic pulse punching, series circuits, voltage resonance, active electrical power amplification, capacitive energy storage, discharge circuit, inductor-tool, harmonic law, stamping of metal products, harmonic signal.

**Introduction.** The level of technical support of any industrial production characterizes its fundamental practical capabilities. So, the achievements in the field of creating magnetic-pulse installations (MIP), as powerful energy sources, determine, in the end, the prospects for using pulsed electromagnetic fields in the implementation of modern environmentally friendly, resource-saving and high-performance technologies for the processing of metals by pressure. Without going through the numerous publications devoted to this topic, one can single out the main scientific publications that sufficiently extensively disclose and generalize information on the development of equipment for field technologies and at the present stage of technological progress [1 – 3]. So, the authors of the scientific publication describe in some detail examples of magnetic-pulse installations created at different times by world electrical manufacturers. The successes in the development of MIP by firms in Germany (Siemens), Great Britain (Wick men Machine Tools), USA (General Dynamics Corporation), etc. are highlighted. Monograph, presented by a large group of authors from various organizations in Germany, is mainly devoted to the description of the development of technical aspects in the implementation of various stamping, assembly and welding production operations.

As is known, physically, resonance effects are manifested upon excitation of exclusively harmonic oscillations. But the creation of real resonant electrical systems is possible with other methods of excitation. So, from a practical point of view, it is of interest to excite a voltage resonance using a generator of rectangular pulses with a repetition rate equal to the natural frequency of the excited resonant circuit. The publication is devoted to the calculation of current modes when feeding with bipolar and unipolar voltage pulses. It is

---

© Batygin Yu.V., Shinderuk S.O., Chaplygin E.O., Fendrikov D.V., 2022  
ORCID ID: <sup>\*</sup> <https://orcid.org/0000-0002-1278-5621>; <sup>\*\*</sup> <https://orcid.org/0000-0002-6354-4174>;  
<sup>\*\*\*</sup> <https://orcid.org/0000-0003-1448-6091>; <sup>\*\*\*\*</sup> <https://orcid.org/0000-0002-9702-6412>

shown that, in the latter excitation method, the contribution of higher harmonics to the formation of a resonant harmonic current is significantly lower than in the case of bipolar excitation.

Theoretical and experimental attempts to amplify reactive electrical power at voltage resonance are highlighted in. Its conclusions make it possible to formulate the direction of further scientific research, one of the final goals of which can be called the proposal and substantiation of the efficiency of a high-voltage charger of a capacitive storage, as a power source in magnetic-pulse processing of metals, which allows to obtain at the output a given level of stored energy of electromagnetic energy at a certain value of the charging voltage. An undoubted and significantly significant advantage of the proposal to use the resonant effect in series active-reactive circuits instead of the bulky power equipment of traditional charger circuits is the possibility of increasing the voltage due to the variation of the characteristics of the charging circuit (quality factor). Moreover, the gain in the resonant circuit will be incomparably higher than in the traditional charger circuit.

In conclusion of this analysis of modern publications, we can add a phenomenological consideration about the possible next step in the development of the conclusions of publication and this work. Their generalization can result in the solution of vital problems of the modern electric power industry, and not only of electromagnetic technologies. We are talking about the creation of amplifiers of already active electrical power of currents and voltages. By the way, from a physical point of view, a resonant magnetic-pulse installation, combining the amplification of reactive power and its transformation into active electrical power, ultimately already represents a resonant generator of active electrical energy.

The purpose of this work is to propose and substantiate the functionality of a magnetic-pulse installation, consisting of two units, the first of which is a resonant double-circuit charger of a capacitive energy storage, and the second unit is a discharge circuit with an inductor-tool for performing a given production operation.

**1. Scheme, principle of operation. Formulation of the problem.** In Fig. 1 shows a schematic diagram of a resonant magnetic pulse installation, which, from a physical point of view, is a pulsed resonant amplifier of active electrical energy: *a* – shows the equivalent circuit of the amplifier; *b* – shows a reactive power conversion unit; *c* – load block – series circuit with active load –  $R_l$ .

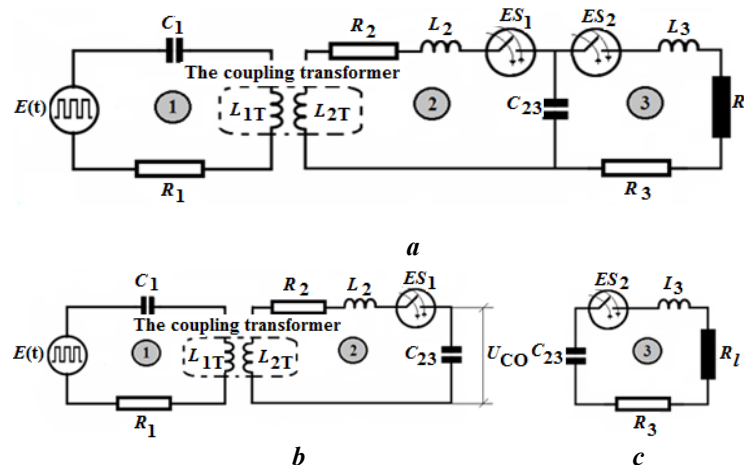


Fig. 1

*Note.* In view of the equivalence, the object of this study in the further presentation of the material can be called either a resonant amplifier of active electrical energy, or a resonant magnetic pulse installation.

In general, the amplifier circuit consists of two blocks (Fig. 1, *a*). The first of them is a reactive electrical power conversion unit, which, in turn, consists of two consecutive active-reactive circuits – 1 and 2. The second is a load unit, consisting of one series circuit – 3 and containing a load –  $R_l$ , where in the general case, the active electrical power of the excited signal is allocated.

The components of the reactive power conversion unit (in fact, this unit is an MIU charger) are formed by circuits 1 and 2 (Fig. 1, *b*). They are interconnected by means of a coupling transformer, the inductance of the windings of which –  $L_{1T}, L_{2T}$  is, respectively. Circuits 2 and 3 are connected by a common capacitive energy storage –  $C_{23}$ .

Reactive electricity conversion unit (Fig. 1, *b*). Circuit 1 – is a series  $R_1 L_{1T} C_1$  – circuit where, in the voltage resonance mode, the excited signal is transformed into circuit 2. Here  $R_1$  – the active resistance of the



connecting conductors, including the primary winding of the communication transformer and the internal resistance of the power supply –  $E(t)$ ,  $L_{1T}$ ,  $L_{1T}$  – inductance,  $C_1$  – capacitance.

Circuit 2 – is sequential  $R_2(L_{2T}+L_2)C_{23}$  – circuit, where in the voltage resonance mode the capacitance is charged –  $C_{23}$ . Here  $R_2$  – total resistance of all circuit elements,  $(L_{2T}+L_2)$  – total inductance,  $C_{23}$  – capacity. Electromagnetic processes in the circuits of the reactive power conversion unit occur with a closed electronic key –  $ES_1$  and an open key –  $ES_2$  up to the capacity charge –  $C_{23}$  according to a given voltage level –  $U_{C0}$ . Then the electronic key –  $ES_1$  is opened, and the key –  $ES_2$  is closed.

Amplifier load block (Fig. 1, b). Circuit 3 – is sequential  $(R_3+R_1)L_3C_{23}$  – circuit, where, in the voltage resonance mode, a pre-charged capacitance –  $C_{23}$  is discharged to the active load of the amplifier –  $R_l$ . Here  $(R_3+R_1)$  – total active resistance of connecting conductors, including load resistance –  $R_1$ ,  $L_3$  – inductance,  $C_{23}$  – capacity. Electromagnetic processes in the circuit of the amplifier load unit occur with a closed electronic key –  $ES_2$  and an open key –  $ES_1$  until the end of the capacity discharge –  $C_{23}$ . After that, the electronic key –  $ES_2$  is opened, and the key –  $ES_1$  is closed.

The «charge-discharge» process in the blocks of the proposed amplifier circuit can be repeated cyclically with a frequency not less than the time of charging the capacitive storage in circuit 2.

We emphasize that, from a physical point of view, the reactive power conversion unit (circuits – 1, 2) is an amplifier of reactive energy [7], and the load unit (circuit – 3) is a reactive-to-active current power converter at the output of the proposed amplifier.

**Formulation of the problem.** According to the principle of operation of the proposed scheme of the active electric power amplifier, the theoretical description of its capacity allows consideration of transients separately in each of the selected blocks (Fig. 1, b) – reactive power conversion unit – circuits 1, 2 and (Fig. 1, c) – load unit – circuit 3).

Natural resonance frequencies of circuits 1 and 2 are equal to each other:

$$\omega_{10} = 1/\sqrt{L_{1T} \cdot C_1} = \omega_{20} = 1/\sqrt{(L_{2T} + L_2) \cdot C_{23}} = \omega_0.$$

The active resistances of the element base of the amplifier are quite small, which is due to the desire to minimize energy losses,  $R_{1,2,3} \ll \omega_0 L_{1T,2T,2,3}$  load resistance  $R_1$  – arbitrarily.

The first amplifier circuit – 1 is excited by sequences of unipolar rectangular voltage pulses with an amplitude –  $E_m$ , repetition period –  $T$  and duration equal to –  $T/2$  (Fig. 2). In Fig. 2 presents the time dependence of unipolar voltage pulses with a repetition period  $\sim T$  and duration  $\sim T/2$ .

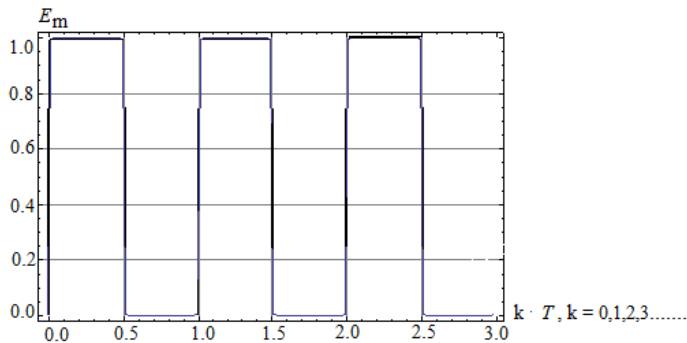


Fig. 2

The frequency of the voltage pulses is equal to the fundamental frequency of the spectral decomposition of the exciting signal and the natural resonance frequency of the amplifier circuits –  $\omega_0$ .

**2. Calculation results.** According to the adopted formulation of the problem, we separately consider and analyze the transient processes in each of the amplifier blocks.

*Reactive electric power conversion unit (charger of the proposed magnetic-pulse installation) (Fig 1, b).*

The amplitude-time dependence of the exciting voltage in Fig. 2 is represented by the spectral Fourier expansion [6 – 10]:

$$E(t) = E_m \cdot \left( (1/2) + (2/\pi) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin^2(\pi \cdot (2n+1)/2)}{2n+1} \cdot \sin(\omega_n \cdot t) \right), \quad (1)$$

where  $\omega_n = (2\pi/T \cdot (2n+1))$  are the harmonic frequencies of spectral decomposition,  $\omega_n=0 = \omega_0 = 2\pi/T$  is the fundamental frequency.

When deriving the necessary design ratios, we will use the individual results of [7], where a similar problem was considered for a circuit of two inductively coupled circuits in a steady-state time regime.

According to the cited work, the time dependence for the resonant current at the output of the unit under consideration with equal damping coefficients and operating frequencies in its circuits will be written in the form of a convolution of functions [10]:

$$I_2(t) = k \cdot \sqrt{L_{2T}/L_{1T}} \cdot 1/(L_{2T} + L_2) \cdot \int_0^t e^{-\delta(t-x)} \cos(\omega_0(t-x)) \cdot E(x) dx, \quad (2)$$

where  $k \in [0, 1]$  is the coefficient of electromagnetic coupling between circuits 1 – 2, relative,  $\delta = R_2/2(L_{2T}+L_2)$  is the attenuation coefficient – current time,  $E(x) = E(t)|_{t=x}$ ,  $x$  is the variable of integration.

Addition (1) should be substituted into the integrand from (2). Integrate the result. Using the found relationship for the current, you can determine the voltage across the capacitance –  $C_{23}$

Omitting cumbersome mathematical transformations, taking into account the smallness of the quantities  $\sim \delta$  and  $\omega_0^{-1}$  in the end, after introducing the main characteristics of the process under study, we obtain the following dependence [10]:

$$U_{C_{23}}(t) = C_{23}^{-1} \cdot \int_0^t I_2(\tau) d\tau \approx E_m \cdot (k \cdot \sqrt{L_{2T}/L_{1T}} \cdot Q_0) \cdot (1 - e^{-\omega_0 t \cdot (2Q_0)^{-1}}) \cdot \sin(\omega_0 t), \quad (3)$$

where  $Q_0 = 1/\omega_0 \cdot C_{23} R_2 = \omega_0 (L_{2T} + L_2)/R_2$  – series quality factor 2.

Let's analyze the obtained result (3).

First – the charging voltage changes over time according to an exponentially increasing harmonic law. Second – the amplitude of the voltage across the capacitance can be regulated by variation characteristics of the coupling transformer between the loops – 1, 2 and the characteristics of the loop – 2 reactive power conversion units.

Physically, this conclusion can be easily substantiated as follows.

The coefficient in (3), which determines the maximum growth of the charging voltage across the capacitor with respect to the voltage of the external source, is represented by two factors. The first is the transformation ratio of the coupling transformer between 1 и 2 contours  $\sim k \cdot \sqrt{L_{2T}/L_{1T}}$  [6 – 9], and the second is the quality factor of the output circuit 2 –  $Q_0$  such way.

The adopted double-circuit diagram of the reactive power conversion unit allows a significant increase in the charging voltage due to inductive coupling between the circuits and an increase in the quality factor of the second circuit due to a decrease in its active resistance. Note that in the first circuit, the value of its active resistance is limited from below by the value of the internal resistance of the external power source.

The third generalizing – the introduction of this unit, as a component of an active electric power amplifier, allows its very effective use as a charger for a capacitive energy storage of a resonant magnetic-pulse installation.

Next, we illustrate the charging process by using numerical values of the characteristic parameters of the investigated object [3 – 12]. Let us assume that the coupling transformer is a step – up transformer with a coefficient –  $k = 1.0$  and,  $\sqrt{L_{2T}/L_{1T}} = 2.0$ , quality factor of the second circuit –  $Q_0 = 10.0$ . In this case, the voltage on the capacitive storage in comparison with the voltage of the external power source can increase  $\sim |U_{C_{23}}(t)/E_m| = 20$  times. In terms of the phase, the extent before maximum charge is set by the inequality –  $(\omega_0 t) \gg 2Q_0 = 20.0$ . That there is, after the incident  $\sim 30$  periods of the charging current, the excited voltage reaches a maximum, which will correspond to the end of the transient process and the establishment of a steady state of operation.

*Load block (discharge circuit of the magnetic-pulse installation, Fig.1, b).* Let us emphasize that the discharge circuit of a magnetic-pulse installation is considered as a load unit, where all circuit elements are actually present – 3 [10].

Let the capacity discharge occur immediately after its charge. The current, as shown in well-known works, will be described by the following exponentially decaying harmonic time dependence [6 – 9]:

$$J_3(t) \approx -U_{C0} \cdot \omega_3 \cdot C_{23} \cdot e^{-\delta_3(t-t_0)} \cdot \sin(\omega_3 \cdot (t-t_0)), \quad t \geq t_0, \quad (4)$$

where is the charging voltage across the tank,  $t_0$  is the moment of the end of the charge of the capacity and the beginning of its discharge,  $t$  is the current time,  $\omega_3 = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - (\delta_3/\omega_0)^2}$  operating frequency and  $\delta_3 = (R_3 + R_1)/2L_3$  is the attenuation coefficient of the current excited in the circuit – 3.

It should be noted that the temporal shape of the excited current (4) in practice is regulated by the inclusion or exclusion of an additional resistor (in this case, this is a variation of the value  $R_3$ ). Thus, with the help of such an operation, it is possible to obtain both an oscillating and a periodic signal in the considered amplifier circuit [3 – 11].

In the further consideration, we restrict ourselves to the choice of the parameters of the contour 3 such, what  $\omega \ll \omega_3 = 1 \cdot (L_3 \cdot C_{23})^{-1}$ ,  $(R_3 + R_l) \ll \omega_3 \cdot L_3$  in voltage resonance; accordingly, the integral voltage across the reactive elements is zero. The voltage drop takes place only on the active resistance of the circuit element base –  $R_3$  and load resistor –  $R_1$ . In the case when  $R_l \gg R_3$ , the current in the load, taking into account the charging voltage on the capacitor from (3), using dependence (4), can be represented by the following expression:

$$J_H(t) \approx -E_m R_2^{-1} \cdot \left( k \sqrt{L_{2T} \cdot L_{1T}^{-1}} \right) \left( \omega_3 \cdot \omega_0^{-1} \right) \left( 1 - e^{-\omega_0 t_0 \cdot (2Q_0)^{-1}} \right) \sin(\omega_0 t_0) e^{-\omega_3 (t-t_0) \cdot (2Q_3)^{-1}} \sin(\omega_3 (t-t_0)), \quad t \geq t_0, \quad (5)$$

where  $Q_3 \approx 1/\omega_0 \cdot C_{23} \cdot R_1$  is the contour quality factor 3.

The gain, as the ratio of the instantaneous power in the amplifier load to the instantaneous power of an external source of rectangular voltage pulses, taking into account (5), can be represented by the following dependence [6 – 9]:

$$K_0(t) = P_{\text{отн}}(t) = P_H(t) \cdot P_{0\text{max}}^{-1} = J_H^2(t) R_H \cdot (E_m^2 / R_1)^{-1} = R_1 \cdot R_2^{-1} \cdot (k^2 \cdot L_{2T} / L_{1T}) \times \\ \times (\omega_3 / \omega_0)^2 \left( 1 - e^{-\omega t \cdot (2Q)^{-1}} \right)^2 \cdot \sin^2(\omega_0 t_0) e^{-\omega(t-t_0) \cdot Q^{-1}} \sin^2(\omega_3 (t-t_0)), \quad t \geq t_0. \quad (6)$$

From expression (6) follows, that:

- the square of the ratio of the operating frequencies of the circuits in the selected blocks  $\sim (\omega_3 / \omega_0)^2$  quantitatively determines the fundamental possibility of resonant amplification of the active electrical energy of a harmonic signal;

- introduction of a double-circuit reactive power converter into the amplifier circuit and the appropriate choice of its parameters  $\sim R_1 / R_2 \cdot (k_2 \cdot L_{2T} / L_{1T})$  lope up additional possibilities florin creasing the efficiency of the amplifier as a whole.

An example of calculation of a resonant magnetic-pulse installation.

**3. Originality.** In contrast to the known traditional analogues [3 – 11], the principle of operation of the proposed resonant magnetic-pulse installation for metal boxes is based on the resonant voltages used in the studied active reactive circuits. Its charger, as defined previously, is a resonant reactive power amplifier [8] ("Reactive power conversion unit"). Its distinctive feature is the presence of two circuits with an inductively coupled circuit, where education due to a sufficient amount of active resistance can increase the quality factors and, consequently, a significant increase in the electrical signal, we emphasize, without the use of induction voltage. It should be noted that the use of one of the studied circuits does not allow to obtain a sufficiently high resonant gain due to the limited quality scheme with the help of the internal support of the external power supply.

The presentation of this issue is presented by an example of calculating the characteristics of the element base of equipment for flat magnetic-pulse stamping of metal products, consisting of a resonant charger, capacitive energy storage and a load in the form of an inductor-tool [2 – 11]. The structural diagram of the object of calculations, corresponding to the schematic diagram in Fig. 1, is shown in Fig. 3, where the main basic element – is the «Reactive power conversion unit» is introduced with the addition – «Frequency converter». The latter, when powered from an industrial network, can include a rectifier and a square-wave voltage pulse former (according to the problem statement of this work). In this case, the input circuit of the unit – 1 performs the task of resonant formation of a harmonic signal for transformation into the output circuit – 2 «Reactive power conversion unit». (Fig. 3) shows a block diagram of magnetic pulse equipment. Where  $a$  – is the magnetic impulse setting, the reactive power converter,  $b$  – is the load node of the tool inductor.

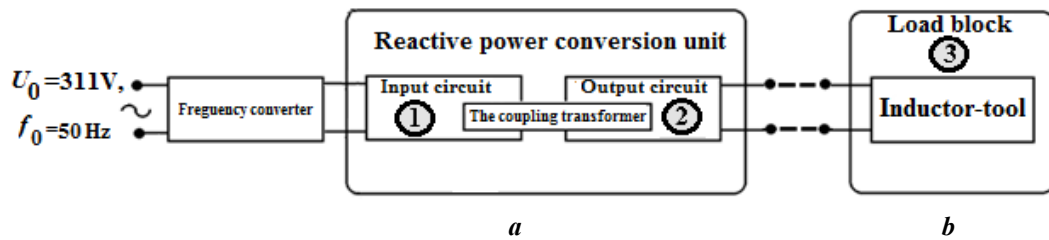


Fig. 3

**Reactive power conversion unit.**

**Assigned.**

Working frequency:  $f_0 = 1500$  Hz. The reference frequency – is the operating frequency of the harmonic electric signal in the second (output circuit) according to the block diagram in Fig. 3. Energy, stored by a capacitive storage:  $W_0 = 4000$  J. Amplitude of voltage source – industrial network:

$$E_m = 220 \cdot \sqrt{2} \approx 311 \text{ V.}$$

**Calculations.**

1. *First circuit (input)*

1.1. Communication transformer (parameters can be set arbitrarily): • the level of electromagnetic coupling between the windings –  $k_{12} = 1.0$ ; • inductance of the primary winding –  $L_{1T} = 5.0$   $\mu\text{H}$ ; • secondary inductance –  $L_{2T} = 10.0$   $\mu\text{H}$ .

1.2. Capacitor capacity:  $C_1 = 1/(\omega_0^2 \cdot L_{1T}) = 2252$   $\mu\text{F}$ .

1.3. Power consumption:  $P_m = 2000$  W (choice is arbitrary).

1.4. Current limiting resistance:  $R_1 = E_m^2/P_m = 48.4$   $\Omega$ .

1.5. Loop current:  $J_{1m} = E_m/R_1 = 6.48$  A.

2. *Second circuit (output.)*

2.1 Total loop inductance:

$$L_{2S} = 2W_0 / \left( (E_m/R_2) \cdot k_{12} \cdot \sqrt{L_{2T}/L_{1T}} \right)^2 = 10.32061 \text{ H.} \tag{7}$$

Formula (7) is a consequence of the well-known expression for the energy of a capacitive storage [5 – 8] and formula (3) for the charging voltage in a steady state.

2.2. Additional inductance:  $L_2 = L_{2S} - L_{2T} \approx 10.3206$   $\mu\text{H}$ .

2.3 Active loop resistance (experimental experience):  $R_2 = 0.5$   $\Omega$ .

2.4. Storage capacity:  $C_2 = 1/(\omega_0^2 \cdot L_{2S}) = 1.0877$   $\mu\text{F}$ .

2.5. Quality factor of the contour:  $Q_2 = 1/\omega_0 C_0 R_2 = 194.727$ .

2.6. Charging voltage:  $U_{2m} = E_m Q_2 = 60584$  V.

2.7. Charging voltage:  $J_{2m} = U_{2m} \omega_0 C_2 \approx 622$  A.

Figure 4 shows typical graphical illustrations of the electromagnetic process in the second (output) circuit of the calculated charger.

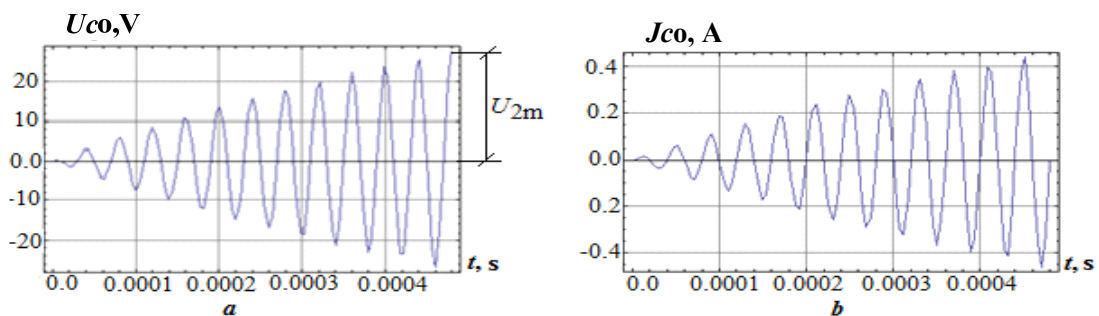


Fig. 4

#### 4. Summary.

*Output data of the reactive power conversion unit*

(magnetic impulse charger): stored energy  $\sim 4.0$  kJ; charging voltage  $\sim 60.6$  kV.

#### Load block

**Assigned.** The characteristic value of the current in the inductor-tool, the excitation of which allows realize flat stamping of thin-walled metal products:  $J_{3m} \approx 60000.0$  A [3 – 11].

Area of the deformable area:  $S = 0.06 \times 0.06$  m<sup>2</sup>. Voltage on the capacitive energy storage:  $U_{2m} = 60584$  V.

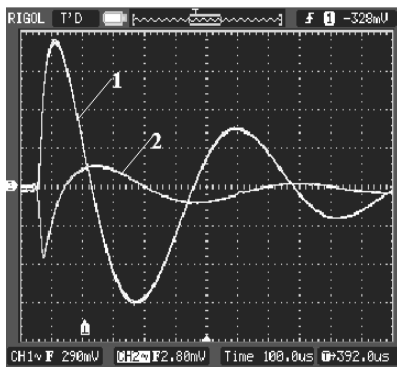
Storage capacity:  $C_2 = 1/(\omega_0^2 \cdot L_{2S}) = 1.0877$   $\mu$ H.

#### **Calculations.**

Working frequency:  $f_3 = 1/2\pi \cdot J_{3m}/U_{2m} C_2 \approx 144635$  Hz. Required inductance of the discharge circuit:  $L_3 = 1/(2\pi \cdot f_3)^2 C_2 \approx 1.11$   $\mu$ F. Maximum developed magnetic pressure force:  $P_m = 628$  MPa.

#### **Summary:**

- load blocks output (discharge circuit of the magnetic-pulse installation);
- the discharge frequency is  $\sim 144635$  Hz, which provides an almost absolute skin-effect for most metals and a maximum magnetic pressure;
- maximum magnetic pressure  $\sim 628$  MPa;
- oscillograms in Fig. 5 illustrate the possible forms of currents in the inductor-tool, depending on the value of the active resistances of the discharge circuit [3 – 12]. Fig. 5 shows typical samples of oscillograms of currents at various values of active resistances in the discharge circuits: 1 – exponentially decaying signal,  $(R_3 + R_H) < \sqrt{L_3/C_{23}}$ ; 2 is the aperiodic signal,  $(R_3 + R_H) > \sqrt{L_3/C_{23}} \cdot (R_3 + R_H)$ .



**Fig. 5**

3. An example of calculating the characteristics of the element base illustrates the effective capabilities of a magnetic-pulse installation, consisting of a resonant charger, capacitive energy storage and a load in the form of an inductor-tool for flat stamping of metal products.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробка енергоефективного машинного комплексу для транспортного забезпечення Збройних Сил та Національної Гвардії України» (№ держ-реєстрації 0121U109610), КПКВК 2201040.*

1. Psyk V., Risch D., Kinsey B.L., Tekkaya A.E., Kleiner M. Electromagnetic forming. *Journal of Materials Processing Technology*. 2011. No 211. Pp. 787-829.
2. Shneerson G. A., Dolotenko M.I., Krivosheev S.I. Strong and Superstrong Pulsed Magnetic Fields Generation. Berlin: Walter de Gruyter, 2014. 439 p. DOI: <https://doi.org/10.1515/9783110252576>
3. Batygin Yu.V., Golovashchenko S.F., Gnatov A.V. Pulsed electromagnetic attraction of nonmagnetic sheet metals. *Journal of Materials Processing Technology*. 2014. No 2. Pp. 390-401.
4. Isaev I. High-frequency transistor generators for induction heating and hardening. Artech House, 1997. 176 p.
5. Demirchan K.S., Neyman L.R., Korovkin N.V., Chechurin V.L. Theoretical Foundations of Electrical Engineering. Vol. 1. SPb: Pyter. 2003. 463 p. (Rus).
6. Batyhin Yu.V., Shinderuk S.O., Yeryomina O.F., Chaplyhin E.O. Electromagnetic processes in a flat rectangular system with an inductor between thin bifilar coils. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2021. No 1. Pp. 3-9. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.01.003>

7. Lobanov L.M., Paschin N.A., Mykhodui O.L., Sydorenko Yu.M. Effect of the indenting electrode impact on the stress-strain state of an AMg6 alloy on electrodynamic treatment. *Strength of Materials*. 2017. Vol. 49. Issue 3. Pp. 369-380.
8. Thomson J.J. Elements of the Mathematical Theory of Electricity and Magnetism. Wentworth Press, 2016. 424 p.
9. Kantorovich L. Mathematics for Natural Scientists. Fundamentals and Basics. Switzerland: Springer Nature. AG, 2018. 526 p.
10. Belyu I.V., Gorkin L.D., Khimenko L.T. Deformation of metals by a pulsed electromagnetic field with preliminary induction heating of blanks. *Kuznechno-shtampovochnoe proizvodstvo*. 1984. No 7. Pp. 3-9. (Rus).
11. Barton D.K., Leonov S.A. Radar technology encyclopedia. London: Artech House, 1997. 511 p.
12. Mironous V., Lapkovskis V., Kolbe M., Zemcenkovs V., Shishkin A. Electromagnetic fields in powder Materials High Speed Forming Measurement Techniques. 5th International Conference *High Speed Forming*. 26-29 May, 2014. 353 p.

## **ДВОКОНТУРНИЙ РЕЗОНАНСНИЙ ПІДСИЛОВАЧ ПОТУЖНОСТІ ДЛЯ МАГНІТНО-ІМПУЛЬСНОЇ ОБРОБКИ МЕТАЛІВ**

**Ю.В. Батигін**, докт. техн. наук, **С.О. Шиндерук**, канд. техн. наук, **Є.О. Чаплигін**, канд. техн. наук,  
**Д.В. Фендріков**  
Харківський національний автомобільно-дорожній університет,  
вул. Ярослава Мудрого, 25, Харків, 61002, Україна,  
e-mail: [097931417e@gmail.com](mailto:097931417e@gmail.com)

*Запропоновано та обґрунтовано функціональність магнітно-імпульсної установки, що складається з двох блоків, перший з яких є резонансним двоконтурним зарядним пристроєм ємнісного накопичувача енергії, а другий – розрядним контуром з індуктором-інструментом для виконання тієї чи іншої виробничої операції. Показано, що напруга змінюється в часі за експоненціально зростаючим гармонічним законом. Встановлено, що амплітуду напруги на конденсаторі можна регулювати, змінюючи характеристики трансформатора зв'язку між ланцюгами та характеристики схеми блоку перетворення реактивної потужності. Чисельні оцінки характеристик процесу зарядки показали високу ефективність формування напруги на ємнісному накопичувачі за рахунок резонансних явищ (коефіцієнт трансформації дорівнює добротності ланцюга  $\sim 20$ ), що не порівняти з відомими традиційними показниками індукційних методів. По фазі – довжина в часі до максимального заряду в прийнятому ланцюзі активного підсилювача електричної потужності задається нерівністю – тобто через  $\sim 30$  періодів зарядного струму збуджена напруга досягає максимуму ( $\sim$  у 20 разів вище напруги джерела), що буде відповідати завершенню перехідного процесу та встановленню стійкого режиму роботи. Приклад розрахунку характеристик елементарної резонансної бази ілюструє ефективні можливості магнітно-імпульсної установки, що складається з резонансного зарядного пристрою ємнісного накопичувача енергії та навантаження у вигляді індуктора-інструменту для плоскої штампування металевих виробів. Встановлено, що квадрат відношення робочих частот в блоці навантаження та блоці підсилення реактивної потужності кількісно визначає принципову можливість резонансного посилення активної електричної енергії гармонічного сигналу. Бібл.12, рис. 5.*

**Ключові слова:** магнітно-імпульсне штампування, послідовні схеми, резонанс напруги, активне посилення електричної потужності, ємнісний накопичувач енергії, розрядний контур, індуктор-інструмент, гармонічний закон, штампування металевих виробів, гармонічний сигнал.

Надійшла 21.01.2022  
Остаточний варіант 28.03.2022

**ВИКОРИСТАННЯ ДИНАМІЧНОЇ ТАРИФІКАЦІЇ ДЛЯ ОПТИМІЗАЦІЇ  
ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНИХ ПОКАЗНИКІВ MICROGRID  
НА ЛОКАЛЬНИХ РИНКАХ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ**

**О.В. Кириленко<sup>1\*</sup>**, акад. НАН України, **В.Я. Жуйков<sup>2\*\*</sup>**, докт. техн. наук,  
**С.П. Денисюк<sup>2</sup>**, докт. техн. наук

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

<sup>2</sup> НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: [spdens@ukr.net](mailto:spdens@ukr.net)

*Охарактеризовано особливості розвитку електроенергетики України з точки зору формування перспективної структури генеруючих потужностей ОЕС України та розвитку відновлюваних джерел енергії (ВДЕ). Під час аналізу проблематики впровадження ВДЕ в енергетичну систему України та використання прогресивних систем тарифоутворення виділено три рівні: вищий рівень – ОЕС України; середній – регіональні енергокомпанії; нижній – локальні системи енергозабезпечення. Показано, що актуальним є дослідження вибору стратегії кращої реалізації динамічних цін на електроенергію, а також трендів розвитку бізнес-моделей для локальних ринків електроенергії з поєднанням фізичного, комунікаційного, інформаційного та бізнесового рівнів. Розглянуто особливості розвитку Microgrid як базового елементу функціонування локальних ринків електроенергії за умови формування оптимальних режимів генерації та споживання електроенергії з використанням динамічної тарифікації, що може забезпечити значну частину компенсації небалансу, обумовлену широким впровадженням ВДЕ. У роботі формування динамічних цін розглядається на рівні локальних електроенергетичних систем (Microgrid), які мають особливості як функціонування, так і реалізації бізнес-моделей. Проаналізовано елементи бізнес-моделі для локального електроенергетичного ринку, яка запропонована для єдиного власника всіх генераторів та споживачів, коли Microgrid розглядається як самостійний елемент локального ринку, де забезпечується динамічний баланс між попитом та пропозицією. Визначено, що на рівні локальних систем енергозабезпечення тарифікація обов'язково повинна базуватися на динамічних моделях, які враховуватимуть динамічний характер генерації та регулювання споживання електроенергії в системі та стимулювання відповідних бажаних дій зі сторони споживача. Запропоновано за динамічної тарифікації застосовувати розрахунок тарифу не за інтервалом часу, а за станом, а також з метою контролю оптимальності рівнів генерації і споживання електроенергії використовувати еталонний тариф та формування еталонних профілів генерації і споживання електроенергії. Для оцінки нев'язки щодо поточних та оптимальних режимів електроживлення використано модифіковану реактивну потужність Фризе. Бібл. 37, табл. 1.*

**Ключові слова:** відновлювані джерела енергії, локальні системи енергозабезпечення, Microgrid, динамічна тарифікація, еталонний тариф, щосекундна тарифікація, потужність Фризе.

**Вступ.** Інноваційні перетворення сучасної енергетики визначаються пріоритетами, позначеними концепцією «5D»: децентралізація, декарбонізація, дигіталізація, дерегуляція та демократизація, а власне розвиток енергетики невіддільний від вирішення проблем кліматичних змін [1 – 3]. Так, у процесі реалізації цілей «Європейський зелений курс» (European Green Deal) (грудень 2019 р.) особливу увагу приділятимуть розвитку зеленої енергетики та технологіям зберігання енергії, розвитку та зростанню маневровості атомної генерації, впровадженню сучасних технологій в енергетиці – інтелектуальних мереж, Smart-лічильників, «Інтернету речей», «зеленої» водневої енергетики, енергоефективності [2]. Це зумовило інтенсивний розвиток ринків електроенергії та допоміжних послуг, щоб задовольнити вимогам енергетичного переходу. Зі зростанням обсягів використання відновлюваних джерел енергії (ВДЕ) моделі ринків електроенергії стають все більш складними та різноманітними. Традиційний ринок електроенергії стикається з проблемами інтеграції

© Кириленко О.В., Жуйков В.Я., Денисюк С.П., 2022

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0003-3610-7670>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-3338-2426>;

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-6299-3680>

нових джерел виробництва електроенергії (ЕЕ), технологій, інфраструктури, зростання попиту та ринку, орієнтованого на споживача [4–10]. У той же час поширення технологій моніторингу та автоматизації мережі в розподільних системах середньої та низької напруги разом із значною кількістю цифрових технологій уможливили розробку та функціонування локальних (місцевих) структур ринку ЕЕ ((local electricity market, LEM)) [8–10]. На відміну від оптових ринків ЕЕ, такі локальні структури ринків ЕЕ можуть бути розроблені більш детально, гнучко відображати конкретні суспільні потреби, прийняття певних децентралізованих технологій виробництва і зберігання енергії в певній географічній зоні, а також розробляти енергетичні продукти на замовлення та послуги системи розподілу [7].

У більшості відомих досліджень локальних ринків ЕЕ вивчається динамічне ціноутворення локальних електроенергетичних систем (Microgrid), де постачальник послуг виступає посередником між комунальним підприємством та споживачами. Однак потребує також вирішення проблеми, коли Microgrid представляють собою взаємопов'язаний енерготехнологічний комплекс у складі об'єктів джерел розосередженої генерації (ДРГ), джерел енергетичної гнучкості та споживачів електроенергії, які поєднані єдиним керуванням, тобто представляють інтегровані енергетичні системи (комплекси), в яких важливо сумісно врахувати техніко-економічні характеристики. Актуальним науковим напрямком вирішення питань щодо широкого впровадження ВДЕ в енергетичну систему є використання прогресивних систем тарифоутворення [11 – 14]. Виділяють два важливих напрямки розвитку динамічного ціноутворення: *на наступну добу* (у переважній більшості випадків) та у *режимі реального часу* (Real-Time Pricing, RTP) [12 – 14]. Схема ціноутворення в реальному часі є ідеальним методом задля регулювання балансу потужності між попитом та пропозицією в інтелектуальних електромережах, зокрема, в Microgrid має істотний вплив на поведінку споживачів, роботу системи в цілому та загальне керування системою.

На сьогодні актуальним завданням є оптимізація роботи Microgrid як за технічними, так і економічними показниками, розглядаючи їхнє функціонування на системному рівні та забезпечуючи вибір стратегій кращої реалізації динамічних цін, а також трендів розвитку бізнес-моделей з поєднанням фізичного, комунікаційного, інформаційного та бізнесового рівнів. Системи тарифоутворення в електроенергетичних схемах з ВДЕ змінювалися від системи стаціонарних тарифів та тарифів за зонами доби до системи динамічних тарифів [11, 12].

**Метою статті** є аналіз динамічного ціноутворення та проблем планування (оптимізації) споживання енергії в Microgrid при забезпеченні максимальної адаптації ДРГ до режимів електроспоживання, зокрема, розробка методології оптимізації витрат первинного палива і визначення приведених затрат на виробництво 1 кВт·год ЕЕ в Microgrid за рахунок реалізації динамічного ціноутворення з врахуванням технічних і економічних показників та факторів, які впливають на попит на ЕЕ та залежать від режимів роботи генераторів і навантажень.

**Аналіз сучасних тенденцій розвитку ВДЕ в Україні.** Сумарна світова потужність генерації сонячними електростанціями (СЕС) на кінець 2020 р. становила приблизно 760 ГВт (зросла майже у 20 разів у порівнянні з 2010 р.), у свою чергу сумарна світова потужність генерації вітровими електростанціями (ВЕС) на кінець 2020 р. становила приблизно 743 ГВт (зросла в 3,75 рази у порівнянні з 2010 р.) [5]. За період 2010 – 2020 рр. глобальний Levelized Cost of Energy (LCOE) від нещодавно введених в експлуатацію в електроенергетичні мережі окремих технологій виробництва ВДЕ зменшився: СЕС – на 85 %, сонячні концентратори тепла – 68 %, офшорні ВЕС – 54 %, ВЕС на суші – на 48 %. Загальна потужність операційного накопичення енергії в 2020 році досягла 191,1 ГВт, що відображає зростання на 3,4% з року в рік. Найбільшим ринком був Китай (18,6% загального обсягу), який до кінця 2020 року досяг 35,6 ГВт, що на 4,9% більше, ніж у 2019 році. США додали 1,5 ГВт, досягнувши до кінця року приблизно 23,2 ГВт. Європейський ринок зріс на 54%, додавши 1,7 ГВт накопичувальної потужності до сукупної потужності 5,4 ГВт.

Міжнародне енергетичне агентство (МЕА) виділило шість технічних і економічних характеристик, які є специфічними для ВДЕ та відрізняє їх від інших технологій генерації, що передбачають можливість диспетчерського керування [16]. Вихідну потужність ВДЕ можна охарактеризувати наступним чином: мінлива, непередбачувана, залежна від місця розташування, асинхронна, модульна та така, що відрізняється низьким рівнем змінних витрат [16].

Постійне нарощування потужностей генерації ВДЕ обумовлює необхідність впровадження нових балансуєчих потужностей і відповідної трансформації існуючої структури генеруючих потужностей [2, 17]. Модернізація електроенергетичних систем згідно концепції Smart Grid дає змогу



електроенергетичним компаніям підвищити стійкість та ефективність експлуатації електроенергетичних систем з ВДЕ, уникнути перебоїв у постачанні ЕЕ та сприяє покращенню прозорості роботи енергокомпаній [1–3]. Аналіз досвіду дій зі зміни інфраструктури енергетики, здійснених країнами-лідерами з високою часткою ВДЕ у виробництві енергії, наведено у дослідженні «Renewables 2017. Global Status Report», опублікованому в 2017 р. [8].

Останніми роками у нашій країні спостерігається підвищення кількості введених в експлуатацію об'єктів альтернативної енергетики та обсягів вироблення ними ЕЕ (таблиця) [19, 20].

| Рік  | Характеристика                        | СЕС         | ВЕС         | ВДЕ         | ОЕС України  |
|------|---------------------------------------|-------------|-------------|-------------|--------------|
| 2018 | Установлена потужність (МВт/відсоток) | 1388,3/2,8  | 532,8/1,1   | 2117,2/4,35 | 48675,6/100  |
|      | Виробництво ЕЕ (ГВт·год/відсоток)     | 1222,3/0,85 | 1124,5/0,78 | 2933,55/2,0 | 144458,5/100 |
| 2019 | Установлена потужність (МВт/відсоток) | 4925/9,1    | 1170/2,2    | 6379/11,7   | 54403/100    |
|      | Виробництво ЕЕ (ГВт·год/відсоток)     | 2932/2,0    | 2022/1,4    | 55514/3,72  | 149142/100   |
| 2020 | Установлена потужність (МВт/відсоток) | 5363/9,8    | 1111/2,0    | 7737/13,8   | 55940/100    |
|      | Виробництво ЕЕ (ГВт·год/відсоток)     | 6059/4,3    | 3094/2,3    | 10473/7,3   | 148464,9/100 |
| 2021 | Установлена потужність (МВт/відсоток) | 6414/11,4   | 1529/2,7    | 8451/15     | 56297,9/100  |
|      | Виробництво ЕЕ (ГВт·год/відсоток)     | 7158/4,6    | 4343/2,8    | 12519,7/8   | 156575,7/100 |

Ситуація, зумовлена значним дефіцитом потужностей для маневрування в енергосистемі України, привела у 2018 р. до так званого «зелено-вугільного парадоксу» [21], тобто до необхідності: 1) значно нарощувати виробництво електроенергії (базове навантаження) на ТЕС, що мають шкідливі викиди за великому обсязі потужностей ВЕС та СЕС в ОЕС України; 2) зменшувати базове навантаження АЕС, які, на відміну від вугільних ТЕС, не мають шкідливих викидів в атмосферу.

Сучасні проблеми розвитку ВДЕ в Україні проаналізовано у Звітах з оцінки відповідності (достатності) генеруючих потужностей для покриття прогнозованого попиту на ЕЕ та забезпечення необхідного резерву [22, 23]. Визначено, що ОЕС України вже сьогодні не відповідає вимогам відповідності генеруючих потужностей. Постійне підвищення кількості об'єктів ВДЕ призводить до зростання цінового навантаження на споживачів ЕЕ України, а також загострює проблеми, які пов'язані із забезпеченням операційної безпеки ОЕС України [23].

Згідно Звіту [22] розвиток ВДЕ має бути узгоджений з можливостями забезпечення їхнього балансування. Головні рекомендації цього Звіту полягають у подальшому розвитку атомної генерації, модернізації вугільних блоків ТЕС та обмеження виробництва ЕЕ із ВДЕ. Слід зазначити, що для ОЕС України порівняння ефективності забезпечення потреб споживачів на основі прямого порівняння вартості ЕЕ ВДЕ за життєвий цикл LCOE з точки зору економічної ефективності на рівні енергосистеми є некоректним, оскільки без врахування системних ефектів від впровадження потужностей генерації на ВДЕ можна зробити абсолютно некоректні висновки [22].

За даними Звіту [23] без суттєвого підвищення маневрових можливостей енергосистеми України та впровадження технологій використання надлишків ЕЕ подальше прискорене нарощування потужностей електричних станцій на основі ВДЕ, матиме негативні наслідки. Залежно від коефіцієнтів використання встановленої потужності (КВВП) та рівнів електроспоживання необхідна потужність СЕС знаходиться в діапазоні 6–7 ГВт, а потужність ВЕС – у діапазоні 2,4–4 ГВт. Можливості розвитку ВДЕ за розробленими у Звіті сценаріями 2025 р.: песимістичний: СЕС – 6,2 ГВт та ВЕС – 2,2 ГВт; оптимістичний: СЕС – 9,2 ГВт, ВЕС – 5,2 ГВт; 2030 р.: песимістичний сценарій: СЕС – 6,9 ГВт та ВЕС – 3,2 ГВт; оптимістичний: СЕС – 12 ГВт, ВЕС – 8 ГВт. На сьогодні сектор ВДЕ потребує врегулювання низки питань, зокрема, реструктуризації «зеленого» тарифу, проведення «зелених» аукціонів, своєчасної оплати за «зеленим» тарифом, квотування обсягів впровадження ВДЕ з обґрунтуванням технічних та економічних причин, обмеження потужності ВЕС та СЕС, проблеми профіциту та дефіциту потужності; використання можливості відмови у приєднанні електростанцій з негарантованою потужністю до мереж [22, 23].

Під час розгляду проблеми широкого впровадження ВДЕ в енергетичну систему та використання прогресивних систем тарифоутворення виділимо три рівні: вищий – ОЕС України; середній – регіональні енергокомпанії; нижній – локальні системи енергозабезпечення.

**Вищий рівень – ОЕС України.** Для ОЕС України першочерговим напрямком є підвищення її гнучкості. Інтеграція ВДЕ потребує забезпечення високоманеврової генерації або систем типу Energy Storage в обсягах близько 20 % від встановленої проектної потужності станцій. На першому етапі підвищити гнучкість енергосистеми задля подальшої інтеграції ВДЕ дозволить будівництво 2 ГВт високоманеврової генерації; 500 МВт Energy Storage, а за відсутності резервів первинного регулювання – ще додатково 200 МВт Energy Storage та за спорудженні нових ВДЕ будувати Energy Storage обсягом 20% від їхньої встановленої потужності [19, 20]. Важливим також є введення в експлуатацію високоманеврових потужностей зі швидким пуском.

За досвідом найбільш розвинених енергосистем потужність засобів балансування повинна становити 25–30% від встановленої потужності ВДЕ. Мова не йде про пікові станції чи потужності так званого вторинного резерву. Важливою є оцінка необхідної маневрової здатності обладнання, за якої функціонування ОЕС України буде супроводжуватися відсутністю залишкового дисбалансу. Джерелами гнучкості є високо маневрові генеруючі потужності, керування попитом, міждержавні перетини, системи акумуляування енергії, балансери. Однак підвищення гнучкості енергосистеми не забезпечує можливості вирішення проблеми тривалих профіцитів потужності, що потребує впровадження систем «переносу» або акумуляування енергії у великих обсягах (типу систем «Power to X») з періодів графіків електричних навантажень, де є її профіцит, до періодів, де є її дефіцит. Технології «Power-to-X» є технологіями, за допомогою яких відновлювана енергія може бути перетворена в інші джерела енергії, зокрема, водень.

**Середній рівень – регіональні енергокомпанії.** Задля вирішення окресленої проблеми на рівні регіональних енергокомпаній необхідно забезпечити широке впровадження енергоефективних технологій, які підвищують їхню гнучкість [22, 23]. Згідно світового досвіду, на сьогоднішній день повністю відповідають вимогам маневрової генерації та є найбільш ефективними газопоршневі та газотурбінні установки, дизель-генераторні станції, які відносяться до ДРГ і можуть широко застосовуватися в якості маневрених потужностей задля балансування добових коливань навантаження [17, 22, 23]. Так, газопоршневі електростанції знаходять широке поширення (за одиничній потужності не більше ніж 3–4 МВт) завдяки досить високому електричному ККД, який у сучасних установках становить 41–44%, і високим маневреним якостям. Важливим також є прискорене впровадження систем акумуляування електричної енергії задля підтримки та відновлення частоти.

**Нижній рівень – локальні системи енергозабезпечення.** Для локальних систем енергозабезпечення має бути вирішеним цілий комплекс питань на рівні кінцевого споживача. Зокрема, важливими проблемами споживачів «останньої милі» (last mile) є понаднормовані втрати ЕЕ, перехресне субсидування, низька якість ЕЕ та якість електропостачання, реалізація опції надання статусу учасників ринку допоміжних послуг активних споживачів, зокрема, для власників електромобілей, що виконуватимуть продаж ЕЕ через системи зарядних станцій [3, 24]. Необхідно відзначити швидке поширення та успішне функціонування локальних ринків ЕЕ за участі розвитку сучасних локальних систем – Microgrid [24, 25]. При цьому Microgrid розглядається як група взаємопов'язаних навантажень та розосереджених енергетичних ресурсів у чітко визначених територіальних межах, яка діє як єдиний керований об'єкт щодо мережі вищого рівня, та може підключатися або відключатися від цієї мережі, щоб мати можливість працювати як у підключеному, так і в острівному режимі [25, 26]. Для локальних систем енергозабезпечення відсутні системні ефекти, що проявляються на рівні ОЕС України. Тому порівняння варіантів оцінки таких систем з ДРГ по LCOE у багатьох випадках на відміну від ОЕС України може бути коректним.

На локальному рівні найбільш повно проявляються переваги динамічної тарифікації [24–26]. Сучасні локальні ринки – це модель локального ринку однорангового типу, де однорангова ринкова структура дає змогу здійснювати транзакції з ЕЕ між гравцями місцевої енергетичної системи за нижчою ціною. Фактично локальний ринок ЕЕ для Microgrid надає можливості координації виробництва, постачання, зберігання, транспортування та споживання енергії від ДРГ (наприклад, ВДЕ, систем акумуляування та постачальників реагування на попит) у межах обмеженої географічної зони. Такі ринки дають змогу кінцевим споживачам здійснювати торгівлю енергією на місцевому рівні та надавати послуги підтримки мережі.

**Особливості формування та функціонування Microgrid.** Протягом останнього десятиліття відбувся прискорений розвиток Microgrid як власне Microgrid, так і активних споживачів (prosumer) чи віртуальних електростанцій (Virtual Power Plant, VPP) за широкого застосування ДРГ [1, 2, 3, 25–

27]. Якість функціонування Microgrid на сучасних локальних ринках вимагає комплексного врахування економічних факторів [26, 27]. Сьогодні набув актуальності розвиток напрямку «Microgrid as a Service», де пріоритетом є економічна оцінка, зокрема, забезпечення взаєморозрахунків між елементами систем (генерацією та споживачами) [27]. Microgrid as a Service (MaaS) – це новий механізм фінансування, який дає змогу організаціям розгортати Microgrid без будь-яких попередніх інвестицій [28]. Постачальники MaaS організують фінансування та укладання угоди про експлуатацію та обслуговування, щоб зробити розгортання Microgrid доступним рішенням «під ключ». Новий стимул розвитку Microgrid – поява prosumer та зарядних станцій для електромобілів. Зазначимо, що prosumer – це підключений до мережі побутовий споживач ЕЕ, який володіє як невеликою PV установкою, так і акумулятором. Він іноді бере ЕЕ з мережі, іноді використовує ці установки задля виробництва власної електроенергії, а іноді подає ЕЕ в мережу [29]. Prosumer включають використання батареї для зберігання як самогенерації, так і мережевої ЕЕ та розрядження збереженої ЕЕ або для її споживання, або подачі в мережу.

Технологічною базою високої ефективності Microgrid є можливість комплексування та оптимальне поєднання різних джерел енергії та гнучкості, а також наявність єдиного контуру керування, який дає змогу якнайкраще використовувати ці джерела, забезпечуючи у реальному часі децентралізовані, автоматизовані й автономні транзакції між розподіленими ресурсами генерації та навантаження. Розгляд динамічного балансу між попитом та пропозицією дає змогу ефективніше зрівноважувати попит і пропозицію енергії в Microgrid та успішно інтегрувати ДРГ.

На сьогодні у Microgrid собівартість енергії, виробленої ДРГ, розраховується на основі економічно обґрунтованих витрат [11, 12, 26, 30]. Міжнародні організації, що працюють у сфері енергетики (Міжнародне агентство з відновлюваної енергії (International Renewable Energy Agency – IRENA)) та енергетичні відомства окремих країн (Міністерство енергетики США (US Department of Energy)) для енергетичних технологій виділяють витрати інвестиційні (капітальні), експлуатаційні та паливні. Так, величина приведеної вартості ЕЕ LCOE визначається наступними складовими: капітальні витрати на будівництво, операційні витрати, коефіцієнт використання встановленої потужності (КВВП), середньозваженою вартістю капіталу (Weighted Average Cost of Capital, WACC), строком експлуатації обладнання [30]. Наприклад, капітальні та експлуатаційні витрати ВЕС та СЕС є різними, оскільки продуктивність вітрових та сонячних установок залежить від погодних умов, які є змінними; метеорологічні умови (інсоляція та сила вітру) задля нормального функціонування ВЕС та СЕС різні. Для газових електростанцій та дизель-генераторів головною складовою експлуатаційних витрат (понад 50%) є витрати на паливо як для окремого ДРГ, так і для групи ДРГ, витрати можна представити постійною та змінною складовими. У свою чергу, до поточних витрат можуть бути віднесені амортизаційні відрахування, постійні та змінні непаливні витрати. Вони також залежать від прогнозування рівнів генерації ВДЕ [31].

Здійснення динамічної тарифікації безпосередньо пов'язане з аналізом енергетичних характеристики ДРГ [32, 33]. Так, миттєва потужність вітрогенератора з горизонтальною віссю обертання (на прикладі ідеального вітроколеса) може бути визначена за формулою:  $P_{\text{ВЕС}} = (\eta \cdot K_{\text{ВЕС}} \cdot \rho \cdot V^3 \cdot \pi \cdot D^2) / 8$ , де  $\eta$  – ККД генератора;  $K_{\text{ВЕС}}$  – коефіцієнт використання енергії вітру (ККД);  $\rho$  – щільність повітря, кг/м<sup>3</sup>;  $V$  – поточна швидкість вітру, м/с;  $D$  – діаметр, який охоплюється кінцями лопатей (діаметр вітроколеса), м.

Щільність потоку повного сонячного випромінювання, що падає на орієнтовану поверхню фотоелектричної установки в реальних умовах хмарності, визначається шляхом підсумовування знайдених значень щільності прямого, дифузного та відбитого випромінювання. Кожна з цих складових визначається за співвідношенням типу:  $P_{\text{СЕС}} = S \cdot E_s \cdot \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3$ , де  $S$  – площа сонячних модулів;  $E_s$  – інтенсивність сумарної сонячної радіації на одиницю площі сонячного модуля;  $\eta_1$ ,  $\eta_2$  та  $\eta_3$  – відповідно ККД сонячного модуля, пристрою відбору максимальної потужності та інвертора.

Питомі витрати палива дизель-генератором  $b$  можна представити наближеним співвідношенням:  $b = (g_e \cdot H \cdot C) / \eta_{\Gamma} + b_0$ , де  $g_e$  – питомі витрати палива за номінальної потужності 75%;  $H$  – коефіцієнт, що враховує навантаження;  $C$  – коефіцієнт зношеності двигуна;  $\eta_{\Gamma}$  – ККД дизель-генератора в залежності від режиму роботи;  $b_0$  – втрати палива в режимі холостого ходу.

**Розвиток Microgrid з врахуванням динамічного ціноутворення.** Можливості для впровадження динамічного ціноутворення (як техніки керування попитом, яка стимулює більшу рівномірність графіків навантаження) розширилися з розвитком конкурентних локальних ринків,

розвитком дешевих двосторонніх комунікаційних технологій, що на рівні Microgrid дає змогу здійснити динамічний баланс між виробництвом і споживанням електроенергії [13].

Оцінимо співвідношення «попит – ціна» на мікрорівнях, коли ціноутворення розглядається на інтервалах кілька хвилин чи секунд, тобто особливості динамічного ціноутворення в Microgrid. Визначення вартості ЕЕ у разі динамічній тарифікації в Microgrid залежить від двох складових: економічної та технічної, які поєднуються в один енергоекономічний контур. Аналіз економічної та технічної складової функціонування Microgrid має бути направлено на: підвищення ефективності використання первинного палива; оптимізацію графіка відбору потужності від «третьої» сторони; оптимізацію відбору потужності від генератора; мінімізацію втрат електроенергії під час її передачі та розподілу; оптимізацію режимів електроспоживання; забезпечення вимог щодо якості електроенергії та якості енергопостачання, зокрема, стійкості системи, стабільності та надійності її роботи; мінімізацію витрат сумарних коштів на генерацію та споживання ЕЕ за горизонтальними та вертикальними рівнями.

Точка підключення генераторів у загальному випадку розглядається як точка «вводу» потужності як власних ДРГ, так і додаткових джерел (під час купівлі ЕЕ у «третьої» сторони), та є контрольованим перетином, де установлені Smart-лічильники. Оскільки до цієї точки можуть бути підключені різні типи генераторів, то до системи генерації будуть входити окремі джерела ЕЕ, які мають різну економічно обґрунтовану вартість генерації 1 кВт·год ЕЕ.

Нехай  $c_e(t)$  та  $c_f(t)$  – тариф на ЕЕ та вартість одиниці палива;  $P(t)$  та  $B(P(t), t)$  – споживана активна потужність та поточні витрати, зокрема, вартість первинного палива. При цьому зазначимо, що тариф  $c_e(t)$  є тарифом для локальних електроенергетичних систем, тобто тарифом в межах віртуального об'єднання на рівні Microgrid. Для вартості спожитої ЕЕ  $C_E(t)$  та вартості витрат палива  $C_F(t)$  (покладемо, що інші складові витрат відсутні) на виділеному інтервалі функціонування Microgrid  $[0, t^*]$  можна записати

$$C_E(t) = \int_0^t c_e(t) \cdot P(t) dt; \quad (1)$$

$$C_F(t) = \int_0^t c_f(t) B(P(t), t) dt. \quad (2)$$

Із виділенням постійних складових  $B_0$  і змінних  $B_N(P(t), t)$  непаливних витрат на функціонування Microgrid і відповідних для них вартісних показників  $c_0(P(t))$  та  $c_N(P(t), t)$  запишемо величину поточних витрат  $C_{F,NF}(t)$  на генерацію електроенергії в Microgrid інтервалі  $[0, t]$

$$C_{F,NF}(t) = \int_0^t c_0(P(t)) B_0 dt + \int_0^t c_N(P(t), t) B_N(P(t), t) dt + \int_0^t c_f(t) B(P(t), t) dt. \quad (3)$$

Введемо визначення: **Еталонний тариф** – поточний, змінний у часі тариф на ЕЕ з врахуванням реальних умов здійснення поточних витрат, зокрема, первинного палива і зміни в реальному часі характеристик роботи системи генерації та навантажень, безперервної зміни величини всіх складових поточних витрат (зокрема, використання палива на генерацію ЕЕ, а також втрат ЕЕ в Microgrid під час генерації, передачі та розподілу ЕЕ).

Для формування квазіоптимального тарифного плану функціонування Microgrid використаємо поняття **еталонного (ідеального, модельного) тарифу**, який має **дозволяти**: 1) зміну тарифу не за інтервалом часу, а за поточними значеннями всіх складових витрат, зокрема, витрат первинного палива і потужності електроспоживання (наприклад, згідно оцінки активної та реактивної потужності, врахування втрат в електричних мережах, профілів графіків електричних навантажень); 2) визначення тарифу на ЕЕ за станом; 3) розрахунок миттєвої вартості як інтегральної (усередненої) миттєвої характеристики вартості ЕЕ на заданому «малому» інтервалі часу, а також **здійснити**: 1) порівняння та проведення окремих перевірок, проведення аудиту систем керування та обліку Microgrid; 2) розширення переліку допоміжних послуг з регулювання на локальних ринках; 3) оцінку ефективності роботи елементів Microgrid, у першу чергу, VPP та активних споживачів (prosumer). При оптимізації процесів у Microgrid та її елементах модель Microgrid представимо у вигляді системи  $\{\Gamma\}$  –  $\{H\}$ , де  $\{\Gamma\}$  – множина генераторів;  $\{H\}$  – множина навантажень. Втрати у лініях електропередачі та розподілу Microgrid не будемо враховувати. Для генераторів та навантажень в Microgrid виділимо оптимальні та неоптимальні режими, обумовлені додатковими втратами ЕЕ, рівнями її якості та якості

енергопостачання. Як критерій оптимальності процесів у Microgrid застосовується потужність Фризе, яка у загальному випадку є квадратичною нев'язкою між повною  $S$  та активною  $P$  потужністю ( $Q_{\Phi}^2 = S^2 - P^2$ ) та дає змогу оцінити рівень втрат від нерівномірного споживання чи генерації ЕЕ [34, 35].

Задля оцінки рівня втрат від нерівномірності споживання ЕЕ в Microgrid на інтервалі тривалістю  $T \gg T_{\Gamma}$ , де  $T_{\Gamma}$  – період електромережі, використаємо модифікацію потужності Фризе  $Q_{\Phi, M}$  [26]. Потужність  $Q_{\Phi, M}$  для режиму тривалістю  $T$ , що характеризується діючими значеннями напруги  $U_i$  та струму  $I_i$ ;  $i = 1, \dots, n$ ;  $T_i$  – тривалість  $i$ -го інтервалу, та  $P = U_0 \cdot I_0$ , де  $U_0, I_0$  – усереднені значення напруги та струму на інтервалі  $T$ , та за умови  $\cos\phi = 1$ , можемо записати у вигляді [26]

$$Q_{\Phi} = \sqrt{\left( \sum_{i=1}^n U_i^2 \frac{T_i}{T} \right) \left( \sum_{j=1}^n I_j^2 \frac{T_j}{T} \right) - U_0^2 I_0^2}. \quad (4)$$

Покладемо, що кожен окремий  $i$ -й генератор має власний діапазон регулювання  $[P_{\min, i}, \dots, P_{\max, i}]$ , а також відповідну вартість регулювання нарощування чи зниження згенерованої ЕЕ, наприклад, на 1 кВт ЕЕ. Загальний можливий діапазон регулювання (зміни  $\Delta P$ ) Microgrid  $[P_{\min}, \dots, P_{\max}]$ , де  $P_{\min} = \min\{P_{\min, i}\}$ ,  $P_{\max} = \sum P_{\max, i}$  розбивається на підінтервали  $\Delta P_k$  ( $\Delta P = \sum \Delta P_k$ ), де  $\Delta P_k$  – діапазон регулювання потужності  $k$ -го технологічного виду генерації (для  $k$ -го технологічного виду генерації може бути кілька одиниць генераторів різної потужності).

Далі здійснюється ранжування технологій генерації фактично всієї сукупності генераторів DRG за наростанням вартості 1 кВт·год згенерованої ЕЕ. У разі зростання величини споживаної потужності в Microgrid задля нарощування обсягу генерування наступною застосовується (вводиться в дію) технологія генерації з найменшою для даного моменту часу вартістю 1 кВт·год ЕЕ із множини технологій генерації ЕЕ (окремих типів генераторів), які є доступними чи знаходяться у резерві (невикористаними). У разі зниження величини відбору потужності першим буде відключатися генератор, для якого вартість генерації 1 кВт·год ЕЕ найбільша.

Під час аналізу генерації ЕЕ в Microgrid доцільно виділяти такі особливості нарощування потужності як «плавно», «стрибоподібно», «покрокове нарощування потужності». Якщо плавне нарощування потужності забезпечує, наприклад, дизель-генератор, то покрокове нарощування генерації – це підключення окремих блоків (секцій) ВЕС та СЕС ( $\Delta P_{\Gamma, \text{БЛ}}$ ). В результаті зміна генерованої потужності  $i$ -м генератором змінюється в межах від  $P_{\Gamma i, \min}$  до  $P_{\Gamma i, \max}$  з кроком  $\Delta P_{\Gamma, \text{БЛ}}$ .

**Динамічна тарифікація в Microgrid.** Покладемо, що залежно від потужності навантаження Microgrid у роботу може бути підключено кілька генераторів зі своїми залежностями величини вихідної потужності від часу таким чином, щоб система Microgrid була збалансована (наприклад, за допомогою використання акумуляторних батарей). Фактично у загальному випадку мова йде про агрегацію кількох різних типів генерації (генераторів) зі своєю власною вартістю генерації 1 кВт·год ЕЕ. Для одного  $i$ -го генератора у момент часу  $t$  можна записати

$$C_{\Gamma i}(t) = F_C(B_i(P_{\Gamma i}(t)) + \Delta C_i(t)), \quad (5)$$

де  $\Delta C_i(t)$  – базові поточні витрати. Зазначимо, що можлива залежність  $\Delta C_i(P_i(t))$ , якою надалі знехтуємо. Якщо для  $i$ -го генератора вартість генерації 1 кВт·год складає  $C_{\Gamma i}(t)$ , то при генерації  $i$ -м генератором потужності  $P_{\Gamma i}(t)$  середньозважена вартість 1 кВт·год ЕЕ визначається із співвідношення

$$C_{\Gamma, \text{CP}}(t) = \sum_{i=1}^{n_{\Gamma}} P_{\Gamma i}(t) \cdot C_{\Gamma i}(t) / \sum_{i=1}^{n_{\Gamma}} P_{\Gamma i}(t), \quad (6)$$

де  $n_{\Gamma}$  – кількість генераторів.

Зміни середньозваженої вартості 1 кВт·год ЕЕ обумовлені величиною активної потужності генерації ЕЕ  $i$ -м генератором, а також зміною величини  $C_{\Gamma i}$ , яка, у свою чергу, залежить, наприклад, від прогнозу метеорологічних умов для СЕС та ВЕС, величини витрат первинного палива газопоршневого генератора чи дизель-генератора  $B_i(P_i(t))$ , тобто залежить від регульовальних характеристик всієї сукупності генераторів Microgrid, які у даний момент здійснюють генерацію ЕЕ в Microgrid. Тривалість  $j$ -го інтервалу сталості (незмінності) величини  $C_{\Gamma i}$  ( $j$ -го інтервалу  $\Delta t_{i, j}$  для  $i$ -го генератора) залежить від зміни величини поточної споживаної потужності  $P_i(t)$  від цього генератора та визначається із умови:  $|P_i(t) - P_{i, j0}| \leq \varepsilon_P$ , де  $P_{i, j0}$  – зафіксоване значення «еталонної» потужності для  $j$ -го інтервалу часу;  $\varepsilon_P > 0$ .

Надалі будемо розглядати систему, в якій забезпечується умова  $P_{\Gamma}(t) = P_{\text{H}}(t)$ , а також відоме співвідношення  $B_i(P_i(t))$  – функція витрат первинного палива  $i$ -го генератора як залежності від величини генерованої потужності ЕЕ  $P_i(t)$ . Вартість згенерованої потужності всіма генераторами

визначається із співвідношення

$$C_{\Gamma\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^{n_r} (F_{Ci}(B_i(P_i(t)) + \Delta C_i(t))). \quad (7)$$

Розглянемо модель  $\{\Gamma\} - \{H\}$  Microgrid, яка містить один генератор і одне навантаження. Під час аналізу особливостей динамічної тарифікації в Microgrid здійснимо побудову математичної динамічної моделі з визначення ціни базової частини ЕЕ. При цьому величини  $C_{\Gamma i}(t)$  та  $B_i(P_i(t))$  будемо розглядати як еталонні тарифи. Визначимо наскільки функціонування системи Microgrid відрізняється від оптимальних режимів генерації та споживання з точки зору неоптимальності режиму використання первинного палива під час генерації ЕЕ. Задля простоти і наочності розгляду процесів у цій моделі опустимо всі витрати, окрім витрат на первинне паливо, яке необхідне для виробництва ЕЕ генератором.

Покладемо, що  $[0, t^*]$  – інтервал розрахунку,  $t \in [0, t^*]$  (наприклад,  $t \in [0, 24 \text{ год.}]$ ). Нехай  $j$  – номер сталості (незмінності) рівня споживаної потужності  $P_j(t)$ , коли зміни  $P_{j0} - P_j(t)$  попадають в інтервал

$$|P_j(t) - P_{j0}| < \varepsilon_P, \quad (8)$$

де  $\varepsilon_P > 0$  – уставка по величині контрольованої потужності споживання  $P$ .

Згідно співвідношення (4) інтервал  $[0, t^*]$  розбивається на  $N_j$  підінтервалів. Межа переходу з  $j$ -го підінтервалу на  $(j+1)$ -й визначається в момент часу  $t_{j+1}$ , коли має місце нерівність  $|P_j(t) - P_{j0}| > \varepsilon_P$ . Співвідношення  $|P_j(t) - P_{j0}| > \varepsilon_P$  має виконуватися протягом фіксованого часу  $t_{\varepsilon P}$  та лише потім здійснюється перехід роботи Microgrid на  $(j+1)$ -й інтервал.

На  $j$ -му інтервалі незмінності режиму Microgrid тривалістю  $\Delta t_j$  визначають постійні для цього інтервалу «поточні» значення вартості одиниці первинного палива  $c_{F,j}$  та одиниці вартості ЕЕ  $c_{E,j}$  (еталонний тариф). Далі визначаються залежності питомих витрат первинного палива  $B_j(t) = f_B(P_j(t), t)$ ,  $j = 1, \dots, N_j$ , яку в першому наближенні з використанням кусочно-лінійної апроксимації на  $j$ -му інтервалі представимо як  $B_j(t) = \beta_j P_j(t)$ .

На  $j$ -му підінтервалі тривалістю  $\Delta t_j$  розраховуються величини витрат палива та виробництва ЕЕ

$$W_{Fj\Sigma} = \int_0^{\Delta t_j} B_j(t) dt; \quad W_{Ej\Sigma} = \int_0^{\Delta t_j} P_j(t) dt. \quad (9)$$

На  $j$ -му підінтервалі сумарні вартість затраченого палива  $C_{F,j}$  та вартість ЕЕ  $C_{E,j}$  визначаються із співвідношень

$$C_{F,j} = c_{F,j} \cdot W_{Fj\Sigma}; \quad C_{E,j} = c_{E,j} \cdot W_{Ej\Sigma}. \quad (10)$$

Для інтервалу  $[0, t^*]$  роботи Microgrid можна записати вирази для сумарних витрат первинного палива ( $W_{F\Sigma}$ ), обсягів генерації ЕЕ ( $W_{E\Sigma}$ ) та відповідно їхньої вартості  $C_{F\Sigma}$  та  $C_{E\Sigma}$

$$W_{F\Sigma} = \sum_{j=1}^{N_j} W_{Fj\Sigma}; \quad W_{E\Sigma} = \sum_{j=1}^{N_j} W_{Ej\Sigma}; \quad C_{F\Sigma} = \sum_{j=1}^{N_j} C_{F,j}; \quad C_{E\Sigma} = \sum_{j=1}^{N_j} C_{E,j}. \quad (11)$$

Далі для виділеного режиму в Microgrid з використанням модифікованої потужності Фризе  $Q_{\Phi, M}$  здійснимо оцінку неоптимальності передачі ЕЕ на інтервалі  $[0, t^*]$  [26]. Власне розрахунок потужності Фризе  $Q_{\Phi, M}$  здійснимо з урахуванням змінного характеру активної потужності  $P_j(t)$  на інтервалі  $\Delta t_j$  за умови, що діюча напруга генератора постійна ( $U = \text{const}$ ) та  $I_j(t) = P_j(t)/U$ .

Нехай для виділеного інтервалу  $[0, t^*]$  отримано оптимальне значення споживання активної потужності  $P_{\text{OPT}}$

$$P_{\text{OPT}} = U \cdot \left( \sum_{j=1}^{N_j} I_j(t) \cdot \Delta t_j / t^* \right). \quad (12)$$

Тоді величина потужності Фризе  $Q_{\Phi, M}$  визначається із співвідношення

$$Q_{\Phi, M} = \sqrt{U^2 \left( \sum_{j=1}^n I_j^2 \frac{T_j}{T} \right) - P_{\text{OPT}}^2}. \quad (13)$$

Величині  $P_{\text{OPT}}$  відповідають конкретні значення вартості одиниці первинного палива  $c_{F, \text{OPT}}$  та одиниці вартості ЕЕ (тариф)  $c_{E, \text{OPT}}$  (тут їх позначено з індексом «OPT»). Для оптимальних значень  $B_{\text{OPT}}$ ,  $W_{F\Sigma, \text{OPT}}$ ,  $W_{E\Sigma, \text{OPT}}$ ,  $C_{F, \text{OPT}}$  та  $C_{E, \text{OPT}}$  можна записати

$$B_{\text{OPT}} = f_B(P_{\text{OPT}}, t); \quad W_{F\Sigma, \text{OPT}} = B_{\text{OPT}} \cdot t^*; \quad W_{E\Sigma, \text{OPT}} = P_{\text{OPT}} \cdot t^*; \quad (14)$$

$$C_{F,OPT} = c_{F,j} \cdot W_{F\Sigma,OPT}; \quad C_{E,OPT} = c_{E,j} \cdot W_{E\Sigma,OPT}.$$

У подальшому здійснюється аналіз абсолютних та відносних значень величин

$$\begin{aligned} \Delta_{WF\Sigma} &= W_{F\Sigma} - W_{F\Sigma,OPT}; & \Delta_{W\Sigma} &= W_{E\Sigma} - W_{E\Sigma,OPT}; \\ \Delta_{CF} &= C_{F,\Sigma} - C_{F,OPT}; & \Delta_{CE} &= C_{E,\Sigma} - C_{E,OPT}. \end{aligned} \quad (15)$$

За значеннями отриманих рівнів неоптимальності роботи системи (величин  $\Delta_{WF\Sigma}$ ,  $\Delta_{W\Sigma}$ ,  $\Delta_{CF}$  та  $\Delta_{CE}$ ) (формули (14) – (15)) оцінюється ефективність роботи як генератора, так і навантаження Microgrid у цілому, можуть бути сформувані пропозиції щодо зміни законів керування генераторами та/чи навантаженнями, впровадження заходів з енергоефективності, реалізація механізмів керування попитом. Можлива ситуація, коли технічно досяжний (реалізуємий) режим роботи Microgrid не є оптимальним, тоді наведені оцінки можна представити як відносні характеристики наближення до оптимального режиму:  $\delta_{WF} = \Delta_{WF\Sigma} / W_{F\Sigma,OPT}$ ;  $\delta_W = \Delta_{W\Sigma} / W_{E\Sigma,OPT}$ ;  $\delta_{CF} = \Delta_{CF} / C_{F,OPT}$ ;  $\delta_{CE} = \Delta_{CE} / C_{E,OPT}$ .

Застосування наведеного підходу до динамічної тарифікації в Microgrid з використанням еталонного тарифу дає змогу вирішити наступні задачі:

- 1) уточнення фінансових розрахунків (грошових потоків), формування цінових сигналів між елементами системи як за горизонтальним, так і вертикальним рівнями; зокрема, здійснення «квазіфінансових» взаєморозрахунків, у негрошовій формі за грошовим еквівалентом між елементами VPP та елементами активного споживача (з врахуванням механізмів керування попитом);
- 2) реалізація еталонного (ідеального) тарифу для формування квазіоптимального тарифного плану, оцінки неоптимальності та прогнозування в залежності від інтервалу часу;
- 3) можливість поєднання фінансової неоптимальності режимів роботи Microgrid з неоптимальністю енергопроцесів (за потужністю Фризе);
- 4) планування закупівель обсягів первинного палива та можливих обсягів споживання електроенергії;
- 5) формування сигналів для керування ДРГ та електроспоживання, у тому числі із залученням механізмів керування попитом;
- 6) оцінка точності вимірювання з врахуванням необхідності забезпечення гнучкості роботи електроенергетичної системи;
- 7) адекватний (реальний) баланс витрат палива та споживання ЕЕ в Microgrid;
- 8) уточнення дольової участі об'єктів щодо обсягів генерації та споживання ЕЕ, рівнів втрат ЕЕ в системах передачі та розподілу;
- 9) визначення дольової участі (внеску) елементів системи у спотворення якості ЕЕ (енергопостачання), аналіз складових додаткових втрат ЕЕ;
- 10) визначення поточних реальних (об'єктивних) тарифів на ЕЕ, що змінюються в залежності від наявних режимів генерації ЕЕ ДРГ та споживання;
- 11) вирішення задачі балансування рівнів генерації та споживання ЕЕ, можливість оцінки рівнів неоптимальності на рівні локальних систем енергозабезпечення;
- 12) оцінка ролі систем акумулювання енергії.

Розглянемо реалізацію моделі оцінки вартості ЕЕ для системи Microgrid з щосекундною тарифікацією [36]. Вартість ЕЕ у разі динамічної тарифікації оцінимо для економічної та технічної складових. Економічну складову розглядатимемо на основі рівняння Фішера, яке описує баланс економічної системи [37],

$$M \cdot V = C_Q \cdot Q, \quad (16)$$

де  $M$  – грошова маса, що робить один оберт за деякий час  $T_V$ ;  $V$  – кількість обертів грошової маси за досліджуваний період часу;  $C_Q$  – ціна одиниці продукції;  $Q$  – кількість продукції.

Для розрахунку щосекундної вартості генерованої енергії в праву частину виразу (16) включаються всі витрати, пов'язані з генерацією енергії: витрати на матеріали, амортизацію, заробітну плату та інші, визначені особливостями експлуатації генеруючого обладнання. Приймаючи за базову величину частини енергії, виражену у (Вт·сек), перепишемо рівняння Фішера у вигляді

$$M \cdot V = C_Q \cdot B + C \cdot W, \quad (17)$$

де  $C$ ,  $C_B$  – вартість базової частини енергії і одиниці палива;  $W$ ,  $B$  – кількість енергії і палива.

Для подальшого оперування з вартістю ЕЕ введемо коефіцієнт  $\sigma = C_B/C$  та перепишемо рівняння (17) із приростами  $\Delta$  відносно змінних  $M$ ,  $C$ ,  $B$ ,  $W$ . Нехтуючи членами вищого порядку малості, отримуємо

$$\Delta C \cdot (W + \sigma \cdot B) = V \cdot \Delta M - C \cdot \sigma \cdot \Delta B - C \cdot \Delta W. \quad (18)$$

Переходячи від приростів  $\Delta$  до оператора  $d/dt$  для приростів у малому функцій  $C(t)$  і  $W(t)$  та привівши ліву і праву частини рівняння до однакової розмірності із врахуванням часу зміни приростів, отримуємо

$$\frac{dC(t)}{dt} = \frac{V \cdot \Delta M}{(W(t) + \sigma \cdot B(t)) \cdot \tau} - \frac{C_B \cdot \Delta B}{(W(t) + \sigma \cdot B(t)) \cdot \tau} - \frac{C(t)}{W(t) + \sigma \cdot B(t)} \cdot \frac{dW(t)}{dt}, \quad (19)$$

де  $\tau$  – час відхилення величин ЕЕ та вартості її базової частини від обраних значень  $W_0$  і  $C_0$  у точці спокою.

Для розв'язання рівняння (19) виконаємо інтегрування лівої частини у межах від  $C(t)$  до  $C_0$  першого доданку правої частини від 0 до  $T$ , другого доданку від  $W(t)$  до  $W_0$ , де  $W(t)$  та  $C(t)$  – значення виробленої ЕЕ та вартості її базової частини у досліджуваній момент часу;  $W_0$  – значення базової частини виробленої генератором енергії у точці спокою;  $C_0$  – її вартість;  $T$  – досліджуваний інтервал часу. В результаті інтегрування отримаємо

$$\int_{C(t)}^{C_0} \frac{1}{C(t)} \cdot dC(t) = \int_0^T \frac{V \cdot \Delta M - C_B \cdot \Delta B}{(W(t) + \sigma \cdot B(t)) \cdot \tau \cdot C(t)} \cdot dt - \int_{W(t)}^{W_0} \frac{1}{W(t) + \sigma \cdot B(t)} \cdot dW(t). \quad (20)$$

Перший інтеграл правої частини рівняння (20) фактично відображає стан балансу коштів. Його значення за розрахунковий період  $T$  залежить як від зміни в часі генерованої енергії  $W$ , так і поточної ціни та зміни у часі балансу коштів  $V$ . Враховуючи, що величини енергії генеруючої станції практично не впливають на рівняння балансу та за припущенням, що баланс виконується, розв'язок рівняння (20) за умови  $T = \tau$  прийме вид

$$C(t) = \frac{W_0 + \sigma \cdot B_0}{(W(t) + \sigma \cdot B(t)) \cdot e^{\frac{V \cdot \Delta M - C_B \cdot \Delta B}{(W(t) + \sigma \cdot B(t)) \cdot \tau \cdot C(t)}}} \cdot C_0, \quad (21)$$

де  $W(t)$ ,  $B(t)$  і  $C(t)$  – значення генерованої енергії, витрат палива і ціни у точці, відносно якої розраховується зміна ціни. Наведена формула дає прийнятні значення за відхиленні від початкової точки приблизно  $\pm 5\%$ . За більших відхиленнях потрібно вибирати нову точку та у подальшому необхідно розраховувати тренд зміни  $W_0$ ,  $B_0$  та  $C_0$ .

Далі важливо сформулювати економічні інструменти задля досягнення динамічного балансу між виробництвом і споживанням з урахуванням операційних обмежень енергосистеми. Необхідно здійснити формалізацію відповідних бізнес-сфер та бізнес-процесів, на основі якої здійснюватиметься визначення вимог до інформаційного забезпечення та формуватимуться механізми функціонування локальних ринків ЕЕ для різних типів Microgrid. Важливо підвищити гнучкість системи із залученням можливостей регулювання електроспоживання споживача, скласти індивідуальні тарифи на енергію відповідно до профілю споживання.

#### Висновки.

У роботі представлено проблеми подальшого розвитку та зростання частки ВДЕ в балансі ОЕС Україні, які ранжовані за трьома рівнями: вищий – ОЕС України; середній – регіональні енергокомпанії; нижній – локальні системи енергозабезпечення. Показано, що ефективним інструментом залучення до «енергетичного балансу» ДРГ на рівні локальних систем є впровадження Microgrid з використанням механізмів динамічної тарифікації.

Проведений аналіз показав, що на сьогодні ефективним та малозатратним з точки зору виконання вимог щодо рівнів залучення ВДЕ при формуванні сектору «зеленої» енергетики є розвиток локальних систем енергозабезпечення, зокрема, Microgrid з ВДЕ та інших типів ДРГ, зокрема, газопоршневими установками та дизель-генераторами, а також з системами акумуляування енергії. В таких системах переваги локального виробництва ЕЕ, зберігання та реагування на попит взаємодіють разом, а модель «рівний до рівному» забезпечує реальну гнучкість, сприяють торгівлі енергією, тим самим підвищуючи допустиме проникнення відновлюваних ресурсів і сприяючи енергетичному переходу.

Сформовано першочергові напрямки розвитку Microgrid з точки зору застосування механізмів динамічного ціноутворення. Введення еталонного тарифу дає змогу забезпечити сумісну оптимізацію економічних та технічних (енергетичних) показників роботи Microgrid, що продемонстровано на прикладі моделі оцінки вартості ЕЕ для системи Microgrid з щосекундною тарифікацією.



Із врахуванням сумісної узгодженої роботи генераторів та навантаження Microgrid запропоновано підведення реального балансу складових енергії з використанням витрат первинного палива та побудова балансу грошових еквівалентів, зокрема, для оцінки рівнів неоптимальності передачі ЕЕ на виділеному інтервалі часу запропоновано використовувати модифіковану потужність Фризе  $Q_{\Phi, M}$ .

## USE OF DYNAMIC TARIFFICATION FOR OPTIMIZATION MICROGRID TECHNICAL AND ECONOMIC INDICATORS IN LOCAL ELECTRICITY MARKETS

O.V. Kyrylenko<sup>1</sup>, V.Ya. Zhuikov<sup>2</sup>, S.P. Denysiuk<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Institute of Electrodynamics, National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

<sup>2</sup>National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»  
pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: [spdens@ukr.net](mailto:spdens@ukr.net)

*Features of development of electric power industry of Ukraine from the point of view of the formation of the perspective structure of generating capacities of UES of Ukraine and development of renewable energy sources (RES) are characterized. In the analysis of the problem of introduction of RES in the energy system of our country and the use of advanced tariff systems, three levels are identified: the highest level - the UES of Ukraine; middle level – regional energy companies; lower-level - local energy supply systems. It is shown that the study of choosing a strategy for better implementation of dynamic electricity prices, as well as trends in business models for local electricity markets with a combination of physical, communication, information, and business levels are relevant. The peculiarities of Microgrid development as a basic element of the functioning of local electricity markets under the condition of formation of optimal modes of generation and consumption of electricity using dynamic charging, which can provide a significant part of imbalance compensation due to the widespread introduction of RES. The article considers the formation of dynamic prices at the level of local power systems (Microgrid), which have features of both the operation and implementation of business models. The elements of the business model for the local electricity market, which is proposed for the sole owner of all generators and consumers, are analyzed when Microgrid is considered as an independent element of the local market, where a dynamic balance between supply and demand. It is determined that at the level of local energy supply systems charging must be based on dynamic models that will take into account the dynamic nature of generation and regulation of electricity consumption in the system and stimulate appropriate desired actions by the consumer. It is proposed to use the tariff calculation not for the time interval, but for the state, as well as to control the optimal levels of generation and consumption of electricity to use the reference tariff and the formation of reference profiles of generation and consumption of electricity. Modified Frieze reactive power was used to estimate the discrepancy between current and optimal power regimes. References 37, table 1.*

**Key words:** renewable energy sources, local energy supply systems, Microgrid, dynamic tariffing, reference tariff, every second tariffing, Frieze power.

1. Hiroshi Okamoto. Utility 3.0: Japan's Utility of the Future. – EVP, TEPCO Power Grid Inc., 2020. URL: [https://www.cigre.org/article/GB/news/the\\_latest\\_news/utility-30-japans-utility-of-the-future](https://www.cigre.org/article/GB/news/the_latest_news/utility-30-japans-utility-of-the-future) (accessed at 29.09.2021).
2. Bacher R., BadajozC., Negri A., de Nigris M. ETIP SNET R&I Implementation Plan. 2021–2024. ETIP SNET, 2020. 152 p.
3. Bazyuk T.M., Blinov I.V., Butkevych O.F., Goncharenko I.S., Denysyuk S.P., Zhujkov V.Y., Kyrylenko O.V., Lukyanenko L.M., Mykolaets D.A., Osypenko K.S., Pavlovskiy V.V., Rybina O.B., Stelyuk A.O., Tankevych S.E., Trach I.V. Intelligent electrical networks: elements and modes. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. 399 p. (Ukr).
4. Kyrylenko O.V., Blinov I., Parus E. Operation evaluation of power plants in the provision of ancillary services of primary and secondary frequency control in the Ukrainian power system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 5. Pp. 55 – 60. (Ukr)
5. Blinov I., Tankevych S. The harmonized role model of electricity market in Ukraine. 2<sup>nd</sup> International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS). Kyiv, Ukraine, June 7-11, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521861>
6. Borukaev Z.Kh., Ostapchenko K.B., Lisovichenko O.I. Analysis of the relationship between energy market dynamics data and price changes in the energy markets. *Adaptive automatic control systems*. 2015. No 1 (26). Pp. 85 – 101.
7. Saukh S.Ye. Mathematical modeling of competitive equilibrium in electricity markets. *Bulletin of the National Academy of Sciences of Ukraine*. 2018. No 4. Pp. 53–67. (Ukr)
8. Sijie Chen, Chen-Ching Liu. From demand response to transactive energy: state of the art. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy volume*. 2017. No 5. Pp.10–19.
9. Bence Sütő, Dániel Divényi. Local Electricity Market Design Utilizing Dynamic Network Usage Tariff. URL: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/2103/2103.10175.pdf> (accessed at 19.09.2021).
10. Lezama F., Soares J., Hernandez-Leal P., Kaisers M., Pinto T., Vale Z. Local Energy Markets: Paving the Path Toward Fully Transactive Energy Systems. *IEEE Trans. Power Syst.* 2019. Vol. 34. No 5. Pp. 4081–4088. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2018.2833959>.

11. Yutaka Sasaki, Toshiya Tsurumi, Naoto Yorino, Yoshifumi Zoka, Adelhard Beni Rehiara. Real-time dynamic economic load dispatch integrated with renewable energy curtailment. *Journal of International Council on Electrical Engineering*. 2019. Vol. 9. No 1. Pp. 85–92. DOI: <https://doi.org/10.1080/22348972.2019.1686861>
12. Subramanian V., Das T.K. A two-layer model for dynamic pricing of electricity and optimal charging of electric vehicles under price spikes. *Energy*. 2019. No 167. Pp. 1266–1277. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2018.10.171>.
13. Goutam Dutta, Krishnendranath Mitra. A literature review on dynamic pricing of electricity. *Journal of the Operational Research Society*. 2017. Vol. 68(10). Pp. 1131–1145. DOI: <https://doi.org/10.1057/s41274-016-0149-4>.
14. Arup Sinha, Basu A.K., Lahiri R.N., Chowdhury S., Chowdhury S.P., Crossley P.A. Setting of Market Clearing Price (MCP) in Microgrid Power Scenario. IEEE Power and Energy Society General Meeting –*Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. Pittsburgh, PA, USA, July 20–24, 2008. 10142028. DOI: <https://doi.org/10.1109/PES.2008.4596357>.
15. Renewables 2021 Global Status Report. REN21 Secretariat, 2021. 371 p.
16. The Power of Transformation. Wind, Sun and the Economics of Flexible Power Systems. IEA, Paris, 2014.
17. Khalatov A.A., Kulishov S.B., Chobenko V.N., Raimov R.I. The use of gas turbine technologies – the key to energy security of Ukraine. URL: <https://ukrenergy.dp.ua/2020/08/10/vikoristannya-gazoturbinnih-tehnologij-klyuch-do-energetichno%D1%97-bezpeki-ukra%D1%97ni.html> (accessed at 29.09.2021) (Ukr).
18. Renewables 2017 Global Status Report. URL: <https://www.ren21.net/gsr-2017/> (accessed at 29.09.2021).
19. Ministry of Energy of Ukraine. Industry news. (Ukr) URL: [http://mpe.kmu.gov.ua/minugol/control/uk/publish/officialcategory?cat\\_id=35086](http://mpe.kmu.gov.ua/minugol/control/uk/publish/officialcategory?cat_id=35086) (accessed at 29.09.2021).
20. Review of the electricity market. URL: <https://ua.energy/analitika-zvit/> (accessed at 29.09.2021) (Ukr).
21. "Green-coal paradox" of Ukrainian energy. URL: <https://energy-security.org.ua/2019/05/zeleno-vugilnyi-paradoks-ukrayinskoyi-energetyki> (accessed at 29.09.2021) (Ukr).
22. Report on the assessment of compliance (sufficiency) of generating capacity to cover the projected demand for electricity and provide the necessary reserve. The resolution of the NCRECP № 605 from 13.03.2020 (Ukr).
23. Report on the assessment of compliance (adequacy) of generating capacity to cover the projected demand for electricity and provide the necessary reserve in 2020. The resolution of the NCRECP № 975 from 16.06.2021 (Ukr).
24. The Advanced Microgrid Integration and Interoperability. Sandia National Laboratories. March 2016.
25. Milind J. Pati, Shalaka N. Chaphekar. Control of Microgrid. *International Journal of Engineering Innovation & Research*. 2018. Vol. 7. Issue 2. Pp.145–151.
26. Adam Hirscha, Yael Paraga, Josep Guerrero. Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2018. Vol. 90. Pp. 402–411. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.040>
27. Microgrid-as-a-Service Market. URL: <https://www.transparencymarketresearch.com/microgrid-as-a-service-market.html> (accessed at 15.09.2021).
28. URL: <https://microgridknowledge.com/microgrids-as-a-service/> (accessed at 15.09.2021).
29. Schill W.-P., Zerrahn A., Kunz F. Solar Prosumage: An Economic Discussion of Challenges and Opportunities. In book: *Energy Transition*. Springer Nature Switzerland AG, 2019. Pp. 703-731. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-3-319-93518-8\\_29](https://doi.org/10.1007/978-3-319-93518-8_29)
30. Yudin M.A., Filipova S.V., Levitska A.V. The mechanism of formation of the cost of electricity in the power system of Ukraine: tools for accounting and analytical support. Odessa: ONPU, 2014. 151 p. (Ukr).
31. USAID Office of Global Climate Change, 2017.
32. Renewable energy sources. Kyiv: Institute of Renewable Energy of NASU, 2020. 392 p. (Ukr).
33. Yuehong Lu, Zafar A. Khan, Manuel S. Alvarez-Alvarado, Yang Zhang, Zhijia Huang, Muhammad Imran. A Critical Review of Sustainable Energy Policies for the Promotion of Renewable Energy Sources. *Sustainability*. 2020. Vol. 12(12). 30 p. DOI: <https://doi.org/10.3390/su12125078>.
34. Zhuikov V.Ya., Denysiuk S.P. Energy processes in electrical circuits with key elements. Kyiv: TEKST, 2010. 264 p. (Ukr).
35. Denysiuk S.P. Analysis and optimization of energy processes in dispersed power systems. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 62–64. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2016.04.062>.
36. Zhuikov V.Ya., Boyko I.Yu. Dynamic electro-cost model of energy generating system. *Electronics and communication*. 2016. Vol. 21. No 6(95). Pp. 27–33. (Ukr).
37. Bordo M.D. Equation of exchange. *The New Palgrave: A Dictionary of Economics*. 1987. No 2. Pp. 175–177.

Надійшла 18.10.2021  
Остаточний варіант 25.03.2022

## ІНТЕНСИФІКАЦІЯ ТЕПЛО-МАСООБМІНУ В ІНДУКЦІЙНИХ КАНАЛЬНИХ ПЕЧАХ

**О.І. Бондар**<sup>\*</sup>, канд. техн. наук, **Ю.М. Гориславець**<sup>\*\*</sup>, докт. техн. наук,  
**А.Ф. Жаркін**<sup>\*\*\*</sup>, академік НАН України  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,  
e-mail: [yugoris@ukr.net](mailto:yugoris@ukr.net)

*На основі сформульованої математичної моделі досліджено тепловий стан двофазної (двоканальної) індукційної печі для плавлення чавуну з каналами типової та нової конфігурації (форми) з урахуванням теплової конвекції. Визначено вплив фазового кута між напругами, що живлять індуктори печі, на перегрів металу в каналах. Представлено практичні рекомендації щодо зменшення цього перегріву, які надають змогу знизити втрати енергії, тобто підвищити ККД печей та збільшити ресурс їхньої роботи. Бібл. 10, табл. 2, рис. 4.*

**Ключові слова:** індукційна канална піч, інтенсифікація тепло-масообміну, математичне моделювання.

**Вступ.** Індукційні каналні печі, які, як відомо, призначені для плавлення чорних і кольорових металів, використовуються також як міксери (накопичувачі) для зберігання і підтримання стабільної температури рідкого металу, приготування і вирівнювання хімічного складу сплавів, а також для дозованої видачі розплаву в ливарні машини або форми. Конструктивно такі печі включають в себе один або декілька індукційних каналних блоків (індукційних одиниць), які під'єднуються до ванни, що має форму вертикального циліндра (шахти) або горизонтального барабана.

За принципом дії індукційний каналний блок нагадує трансформатор, вторинна обмотка якого являє собою короткозамкнений виток рідкого металу, який називають індукційним каналом. У цьому каналі за допомогою котушки (індуктора) наводиться електричний струм, який і нагріває рідкий метал.

Для таких печей важлива інтенсифікація процесів тепло-масообміну між каналом, в якому виділяється основна частина тепла, і ванною, в якій знаходиться метал, що підлягає плавленню (нагріванню). За недостатньої ефективності передачі тепла метал в каналній частині печі перегрівається, що призводить до завищених втрат енергії та передчасного виходу печі з ладу. Одним із найбільш дієвих засобів інтенсифікації зазначених процесів є створення в каналі печі так званої транзитної течії рідкого металу, за якою метал з ванни надходить в канал через одне гирло, а залишає його через інше. Відомо [1], що створити зазначену течію металу в індукційних каналних печах можна за рахунок використання несиметричних форм каналів або живлення їх від спеціальних, зокрема несиметричних систем напруги у випадку багатофазних печей.

В роботі [2] на прикладі двофазної індукційної каналної печі з каналами стандартної конфігурації, призначеної для плавлення міді, досліджено тепловий стан печі в залежності від фазового кута між напругами живлення, тобто фактично визначено вплив системи живлення на перегрів металу в каналах печі. Задача цього дослідження полягає у визначенні можливості інтенсифікації тепло-масообміну в індукційній каналній печі за рахунок використання обох зазначених факторів, тобто за рахунок використання нової, запропонованої авторами, форми (конфігурації) індукційних каналів плавильної печі, що живиться від різних систем живлення.

© Бондар О.І., Гориславець Ю.М., Жаркін А.Ф., 2022  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-1678-8862>; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-1668-4972>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0001-5996-0901>

Отже, **метою роботи** є дослідження теплового стану печі, зокрема визначення перегріву металу в індукційних каналах типової (стандартної) та нової конфігурації в залежності від фазового кута між напругами живлення.

Зазначене дослідження проводилося шляхом чисельного моделювання пов'язаних між собою електромагнітних, гідродинамічних і теплових процесів на прикладі індукційної каналної печі типу LFR 45/12 фірми ASEA, що використовується на металургійних та машинобудівних підприємствах як міксер для витримки рідкого чавуну [3]. Це – піч барабанного типу, яка включає в себе два або чотири індукційних блоки, які під'єднані знизу до ванни, що має форму горизонтально розташованого циліндричного барабана.

Оскільки задля вирішення поставленої задачі достатньо розглянути тільки один індукційний блок печі, для спрощення цієї задачі моделювалася не вся піч, а тільки її частина у складі індукційного блока та з'єднувального елемента печі (так званого "мундштука"), за допомогою якого цей блок стикується з ванною печі (рис. 1). При цьому приймалося, що в печі знаходиться така кількість рідкого металу, яка заповнює тільки індукційний блок і зазначений мундштук, тобто в барабані печі метал відсутній. На рис. 1 позначено: 1 – мундштук, 2 – індукційний канал, 3 – жаротривкий бетон, 4 – каркас індукційного блока, 5 – екран, 6 – індуктор (котушка), 7 – магнітопровід.

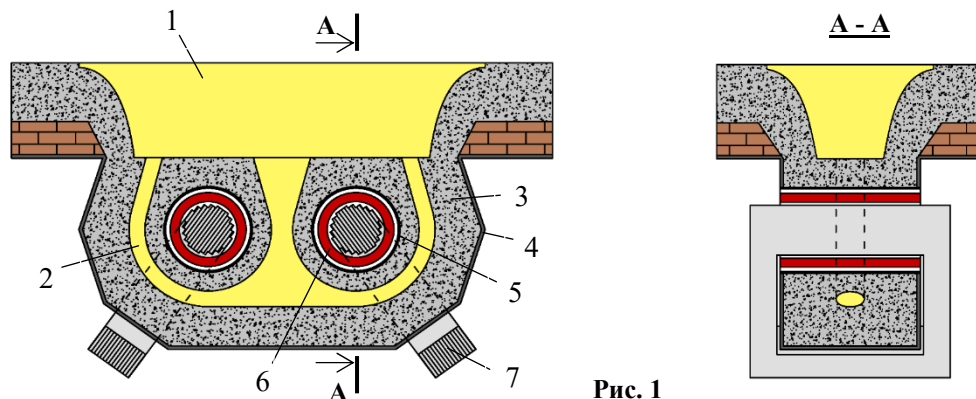


Рис. 1

Представлений на цьому рисунку індукційний блок – це здвоєний блок, що має у своєму складі два канали овальної в поперечному перерізі форми і два індуктори, які живляться в загальному випадку різними за фазами напругами.

Для теплоізоляції печі металеві каркаси ванни та індукційного блока з внутрішнього боку оклеюють листовим азбестом (на рисунку не показано). Внутрішні отвори індукційного блока, в яких розміщуються індуктори, формуються за допомогою водоохолоджуваних металевих екранів, виконаних із міді або немагнітної сталі. Задля зменшення вихрових струмів екрани виконані незамкненими по колу, тобто мають поздовжній "розріз". Охолодження металевих каркасів печі здійснюється за допомогою приварених ззовні сталевих труб, через які пропускають воду.

**Постановка задачі дослідження.** В роботі розглянуто індукційний каналний блок з каналами типової та нової конфігурації (форми), які окремо представлені на рис. 2. Відмінність цих каналів між собою полягає в різному виконанні їхніх гирлових зон, тобто ділянок, якими вони стикуються з мундштуком (ванною) печі. Це зумовлює різну кривизну ліній індукваного в рідкому металі струму в цих зонах, а отже і різний розподіл електромагнітних сил, що зумовлюють рух рідкого металу. В порівнянні з каналами типової конфігурації (рис. 2, а) в нових каналах (рис. 2, б) збільшено кривизну ліній в бокових гирлах і зменшено в середньому гирлі. За задумом таке виконання повинно збільшити інтенсивність транзитної течії металу в каналах, згідно з якою розплав із

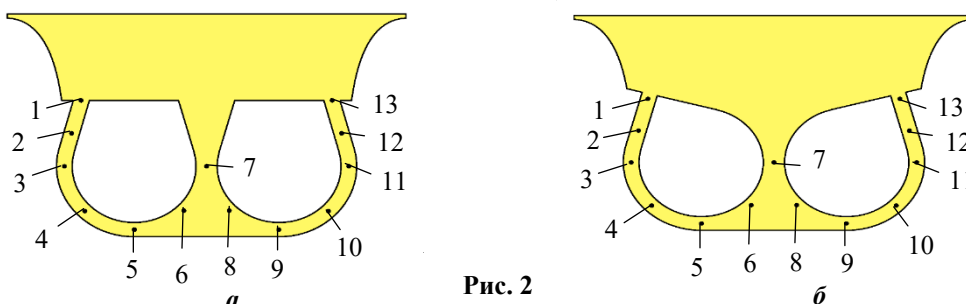


Рис. 2

ванни печі надходить в канали через середнє (спільне для обох каналів) гирло, а залишає їх через бокові.

Моделювання фізичних процесів в такій печі виконувалося в основному з використанням розробленої для індукційних каналних печей тривимірної математичної моделі, окремі частини якої викладені у попередніх працях авторів [2, 4 і 5].

Модель, яка описує електромагнітні процеси, сформульована у вигляді системи диференціальних рівнянь для комплексних амплітуд векторного магнітного і скалярного електричного потенціалів та інтегрального рівняння балансу напруги для кожного індуктора. Така постановка, як відомо, дає змогу знаходити розподіл електромагнітного поля в печі як за заданих струмах, так і заданих напругах на індукторах. Розрахунок поля виконувався в безіндукційному наближенні, оскільки внесок електрорушійних сил, що виникають за рахунок руху рідкого металу, під час роботи печі на промисловій частоті є незначним. Це дало змогу розглядати електромагнітну задачу як незалежну від двох інших.

Модель, що пов'язана з гідродинамічними процесами в печі, являє собою систему нелінійних усереднених Рейнольдсом диференціальних рівнянь Нав'є-Стокса, які описують течію в'язкої турбулентної рідини під дією електромагнітних сил. На відміну від попередніх робіт зазначені рівняння в цій роботі розв'язувалися з урахуванням теплової конвекції (термоконвекції). Задля моделювання теплових процесів в печі використовувалося нестационарне рівняння теплопровідності з урахуванням руху рідкого металу.

Врахування теплової конвекції металу потребувало спільного розв'язання системи диференціальних рівнянь, в яку входять рівняння Нав'є-Стокса з урахуванням електромагнітних сил і сил термоконвекції та рівняння теплопровідності. Таку систему рівнянь в загальному вигляді можна представити наступним чином:

$$\begin{aligned} \rho_0 \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} + \rho_0 (\mathbf{u} \cdot \nabla) \mathbf{u} &= -\nabla p + \eta_{\text{ef}} \Delta \mathbf{u} + \mathbf{f} + \rho(T) \mathbf{g}; \\ \nabla \cdot \mathbf{u} &= 0; \\ \frac{\partial T}{\partial t} + \mathbf{u} \cdot \nabla T &= \frac{\lambda_{\text{ef}}}{\rho_0 C_p} \Delta T + \frac{q}{\rho_0 C_p}, \end{aligned}$$

де  $\rho(T)$  – густина рідкого металу в залежності від температури,  $\rho_0$  – густина металу за деякої рівноважній температурі  $T_0$ ,  $\mathbf{u}$  – швидкість руху рідкого металу,  $p$  – тиск,  $\mathbf{f}$  – питомі електромагнітні сили, отримані в результаті розв'язання електромагнітної задачі,  $\mathbf{g}$  – прискорення вільного падіння,  $\eta_{\text{ef}}$  – коефіцієнт ефективної динамічної в'язкості металу, розрахований відповідно до прийнятої моделі турбулентності,  $\lambda_{\text{ef}}$  – коефіцієнт ефективної теплопровідності,  $C_p$  – теплоємність,  $q$  – внутрішні джерела тепла, обумовлені протіканням в металі індукційного струму. Наведені рівняння записані у наближенні Бусінеска [6], згідно з яким залежність густини рідини від температури враховується в рівняннях тільки при силах земного тяжіння.

Моделювання печі проводилося за таких припущень. Електромагнітне поле індукційного блока розраховувалося аналогічно роботі [4]. Турбулентність гідродинамічної течії враховувалася за допомогою  $k$ - $\epsilon$  моделі турбулентності [7]. В тепловій задачі нехтувалося додатковою передачею тепла, яка виникає за рахунок турбулентних пульсацій. Як показали проведені раніше дослідження [2], такий механізм передачі теплоти в індукційних каналних печах можна не враховувати.

Розглядався нестационарний процес нагрівання рідкого металу в печі, починаючи від температури плавлення металу до нагрівання (перегрівання) розплаву до заданої величини. Розподіл початкової температури для всіх інших елементів печі по аналогії з [3] визначався в результаті розв'язання додаткової стаціонарної теплової задачі за заданої температури на границях, які контактують з рідким металом.

Вихідні дані для моделювання печі приймалися наступними. Рідкий метал – розплавлений чавун з електричними та теплофізичними характеристиками, представленими у табл. 1. Поперечний переріз індукційних каналів на більшій їхньої частині по довжині складав  $11,5 \cdot 10^3 \text{ мм}^2$  (габаритні розміри цього перерізу – 170 мм і 86 мм). Розміри кожного індуктора: середній діаметр – 0,36 м, довжина – 0,8 м, число витків індуктора –  $w=58$ . Відносна магнітна проникність магнітопроводів приймалася постійною  $\mu_r=1000$ . Моделювання електромагнітного поля печі проводилося з враху-

ванням сталених (немагнітних) екранів але без врахування металевого каркаса. Товщина стінок екранів в розрахунках складала 4 мм.

**Таблиця 1**

|   |  |
|---|--|
| Температура плавлення ( $T_{\text{melt}}$ ) – 1423 К<br>Густина за $T_{\text{melt}}$ ( $\rho_0$ ) – 6829 кг/м <sup>3</sup><br>Коефіцієнт теплового розширення ( $\beta$ ) – $1 \cdot 10^{-4}$ 1/К<br>Динамічна в'язкість ( $\eta$ ) – $12 \cdot 10^{-3}$ кг/м·с | Електропровідність ( $\sigma$ ) – $6 \cdot 10^5$ С/м<br>Теплоємність ( $C_p$ ) – 950 Дж/кг·К<br>Теплопровідність ( $\lambda$ ) – 28 Вт/м·К |
|---|--|

Моделювання електромагнітного поля проводилося за заданих значеннях напруги на індукторах частотою  $\nu=50$  Гц для різних значень фазового кута  $\psi$  між напругами. Особливістю цього моделювання було те, що у кожному випадку (для кожного варіанту) підбиралося таке (однакове по модулю для обох індукторів) значення напруги, яке забезпечувало задану активну потужність блока. Вона приймалася рівною 1200 кВт.

Розрахунок як стаціонарної, так і нестаціонарної теплових задач проводився у лінійній постановці – коефіцієнти рівняння теплопровідності приймалися незалежними від температури, оскільки вона в процесі нагрівання змінювалася в невеликому діапазоні. Значення фізичних характеристик матеріалів, що використовувалися під час розрахунку теплопередачі, наведено у табл. 2.

**Таблиця 2**

| Матеріал | Теплопровідність ( $\lambda$ ),<br>Вт/(м·К) | Густина ( $\rho$ ),<br>кг/м <sup>3</sup> | Теплоємність ( $C_p$ ),<br>Дж/(кг·К) |
|----------|---|--|--------------------------------------|
| Сталь    | 19  | 7950                                     | 540                                  |
| Бетон    | 1   | 1000                                     | 1000                                 |
| Азбест   | 0,12  | 2500                                     | 1500                                 |

Вихідні дані для моделювання теплової задачі приймалися такими: температура навколишнього середовища –  $T_{\text{ext}} = 293$  К, температура в барабані печі –

$T_{\text{amb}} = 873$  К, коефіцієнт випромінювання рідкого металу –  $\epsilon = 0,15$ , товщина листового азбесту – 10 мм. Значення коефіцієнта тепловіддачі з поверхні металевого каркаса підбиралося таким, щоб максимальна температура його не перевищувала 373 К. Вважалося, що забезпечити таку або іншу тепловіддачу завжди зможе система водяного охолодження з відповідним розташуванням приварених до каркаса труб з регульованою витратою води.

**Результати чисельного моделювання.** Моделювання виконувалося за допомогою програмного пакета Comsol Multiphysics [8]. Враховуючи симетрію каналного блока відносно вертикальної площини, що проходить посередині блока перпендикулярно осям індукторів, моделювання фізичних процесів у ньому виконувалося для однієї половини блока.

Спочатку, використовуючи першу частину математичної моделі, досліджувалося електромагнітне поле індукційного каналного блока печі з каналами типової конфігурації. У результаті проведеного моделювання отримано розподіли густини електричного струму та густини питомих електромагнітних сил в рідкому металі, значення енергетичних параметрів (струмів і потужності індукторів, потужності тепловиділення в рідкому металі тощо) та електромагнітних параметрів блока печі. Адекватність математичної моделі (її електромагнітної частини) перевірялася шляхом співставлення розрахованих і експериментально отриманих на промисловій печі електромагнітних параметрів. Розбіжність наведених даних не перевищила 8%, що є цілком прийнятним для такого досить складного об'єкта дослідження.

На другому етапі після розв'язання додаткової стаціонарної теплової задачі спільно вирішувалися нестаціонарні гідродинамічна і теплова задачі. На рис. 3 представлено результати такого моделювання у вигляді розподілу температури для блока з каналами типової конфігурації для чотирьох значень кута  $\psi$  (рис. 3, *a* –  $\psi=0$ , рис. 3, *b* –  $\psi=60$  ел. град., рис. 3, *в* –  $\psi=120$  ел. град., рис. 3, *г* –  $\psi=180$  ел. град.), які легко можна отримати у разі живлення печі від трифазної мережі (трифазного трансформатора). Цей розподіл зафіксовано на момент часу, що дорівнює 100 с після вмикання печі. З рисунку видно, що максимальна температура металу для  $\psi = 0$  з приблизно однаковими значеннями локалізована в обох каналах, для  $\psi=60$  і 120 ел. град. вона знаходиться у правому каналі, а для  $\psi=180$  ел. град. – у лівому.

Більш інформативним може бути представлення результатів моделювання у вигляді перегріву металу в каналах  $\Delta T$  по відношенню до ванни, який практично є стабільним, тобто незалежним від часу нагрівання. За температуру металу у ванні в розрахунках була взята середня температура на

верхній поверхні рідкого металу. На рис. 4 наведено перегрів  $\Delta T$  в локальних точках каналів, позначених на рис. 2, для блоків з типовими (рис. 4, а) та новими (рис. 4, б) каналами для різних значень фазового кута  $\psi$ .

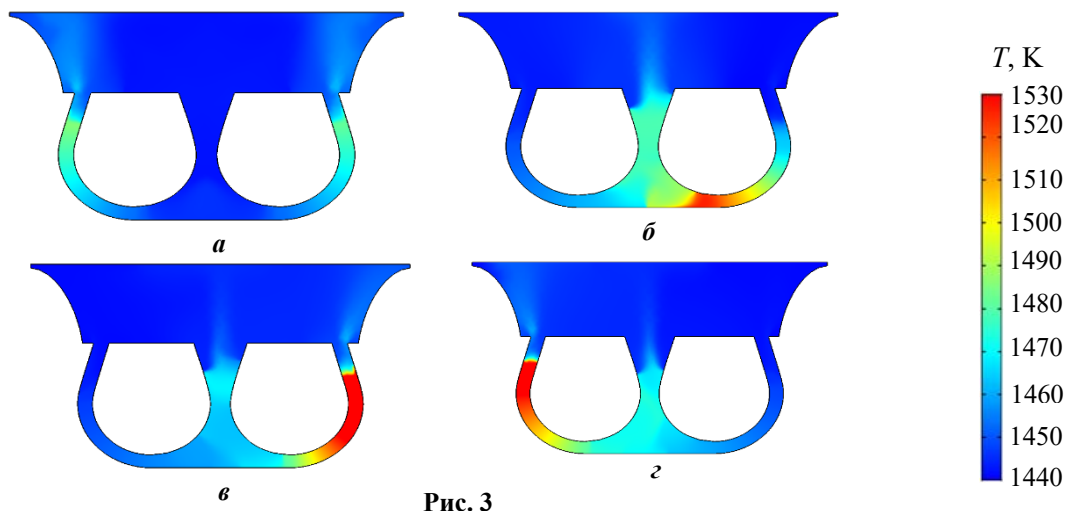


Рис. 3

Аналіз отриманих таким чином результатів показує, що мінімальне значення перегріву металу в каналах типової конфігурації (якщо цей перегрів оцінювати по максимальним величинам  $\Delta T_{\max}$ ) виникає під час живлення індукторів печі напругами з кутом  $\psi = 0$ , тобто однофазною напругою. Максимальне ж значення  $\Delta T_{\max}$  набуває за  $\psi=120$  ел. град.

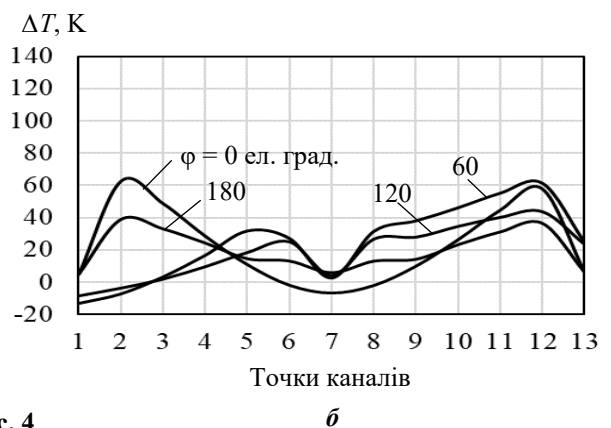
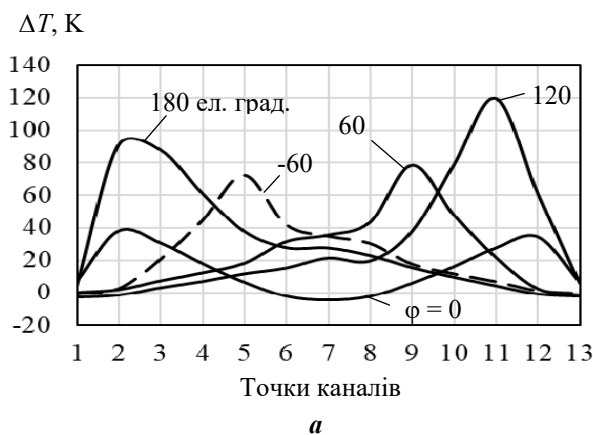


Рис. 4

Цікавим на рис. 4, а є розподіл перегріву  $\Delta T$  по довжині каналів за  $\psi = 180$  ел. град. На відміну від кутів  $\psi=60$  і  $120$  ел. град., для яких  $\Delta T_{\max}$  знаходиться у правому каналі, у випадку  $\psi=180$  ел. град. максимальний перегрів локалізується у лівому каналі. Можна з великою достовірністю припустити, що за симетричного (відносно площини, що розділяє два канали) розподілу електромагнітних сил, а саме це таким є за  $\psi=180$  ел. град., положення максимального перегріву може бути як в лівому каналі, так і в правому. Це положення визначається транзитним потоком, напрямком швидкості якого для симетричного випадку визначається випадковими коливаннями або порушеннями у самому потоці. Вперше таке явище було зафіксовано експериментально для симетричного каналу з одним індуктором (одинарного індукційного блока) у роботі [9], а потім підтверджено математичним моделюванням [10].

На відміну від симетричного випадку ( $\psi=180$  ел. град.) за  $\psi=60$  і  $120$  ел. град. положення точки максимального перегріву є строго фіксованим, тобто перегрів  $\Delta T_{\max}$  постійно знаходиться або в лівому, або в правому каналі. Це було підтверджено авторами зміною під час моделювання знаку кута  $\psi$  (з додатного на від'ємне значення і навпаки). На рис. 4, а наведено пунктирну криву, яку

отримано для випадку  $\psi = -60$  ел. град. На цьому рисунку видно, що якщо за  $\psi = 60$  ел. град. максимальний перегрів металу знаходиться у правому каналі, то за  $\psi = -60$  ел. град. він перемістився у лівий.

Аналогічні дослідження проводилися також для індукційного каналного блока з каналами нової конфігурації, яка показана на рис. 2, б. Для скорочення викладення матеріалу по цьому блоку наведемо тільки результати, отримані по перегріву рідкого металу в його каналах. На рис. 4, б для різних кутів  $\psi$  представлено залежності перегріву металу  $\Delta T$  по довжині індукційних каналів нової конфігурації. Порівнюючи ці дані з попередніми результатами, показаними на рис. 4, а, видно, що у цьому випадку перегрів  $\Delta T$  у меншій мірі залежить від фазового кута між напругами, які живлять індуктори каналного блока печі. Це можна пояснити меншим впливом на рух металу середньої (спільної) ділянки каналів, яка у другому випадку виконана більш розширеною. В цілому перегрів металу в цьому блоці менший, ніж у блоці з типовою конфігурацією каналів. Проте отримані результати дещо відрізняються від попередніх по суті. На відміну від типового блока мінімальне значення перегріву  $\Delta T_{\max}$  у новому блоці спостерігається не за  $\psi = 0$ , а за  $\psi = 180$  ел. град. Слід зазначити, що по величині перегріву металу  $\Delta T_{\max}$  в каналах типової конфігурації за  $\psi = 0$  приблизно дорівнює перегріву  $\Delta T_{\max}$  в каналах нової конфігурації при  $\psi = 180$  ел. град.

**Висновки.** Задля зменшення перегріву рідкого металу в каналах двоканальних (двоіндукторних) індукційних печей для плавлення чавуну, а також інших металів з подібною формою каналної частини можна рекомендувати наступне.

1. Печі, що живляться двофазною напругою з фазовим кутом між напругами  $\psi = 60$  ел. град. або  $\psi = 120$  ел. град., слід перевести на однофазне живлення з кутом  $\psi = 0$ .

2. У печах, що мають спільний для двох індукторів магнітопровід (а отже вони живляться напругами, кут  $\psi$  між якими складає  $180$  ел. град.), варто замінити типову конфігурацію (форму) каналів на нову, яка досліджувалася у цій роботі, не змінюючи при цьому фазовий кут  $\psi$ . Інший можливий шлях для таких печей – залишити типову (стару) конфігурацію каналів, але розв'язати (в електромагнітному відношенні) індуктори печі, тобто замінити існуючий магнітопровід на два окремих осердя, і забезпечити живлення такої печі напругами з однаковими фазовими кутами, тобто реалізувати умову  $\psi = 0$ .

*Роботу виконано за держбюджетними темами «Розвиток теорії електротехнологічних процесів та розроблення ефективних електроплавильних та електрозарядних систем з керуванням електромагнітним впливом» (шифр «ЕЛТЕХ»), (КПКВК 6541030).*

1. Бояревич В.В., Фрейберг Я.Ж., Шилова Е.И., Щербинин Э.В. Электровихревые течения. Рига: Зинатне, 1985. 315 с.

2. Бондар О.І., Глухенький О.І., Гориславец Ю.М., Западничук О.П. Чисельне моделювання теплового стану індукційної каналної печі. *Техн. електродинаміка*. 2021. № 3. С. 44-49. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.044>

3. Allmänna Svenska Elektriska Aktiebolaget. URL: <https://star-wiki.ru/wiki/ASEA> (дата звернення: 25.03.2022).

4. Бондар О.І., Глухенький О.І., Гориславец Ю.М. Електромагнітні параметри двофазної індукційної каналної печі. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. Вип. 56. С. 72-76. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.072>

5. Гориславец Ю.М., Глухенький О.І., Бондар О.І. Циркуляція металевого розплаву в індукційній каналній печі при фазовому керуванні напругами живлення. *Техн. електродинаміка*. 2020. № 3. С. 79-82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.079>

6. Алексин В.А. Математические модели турбулентных течений. М.: МГИУ. 2008. 54с.

7. Lacasse D., Turgeon E., Pelletier D. On the judicious use of the  $k-\epsilon$  model, wall functions and adaptivity. *Int. J. Thermal sciences*. 2004. Vol. 43. Pp. 925-938.

8. Comsol Multiphysics. URL: <https://www.comsol.com/> (дата звернення: 28.03.2022).

9. Колесниченко А.Ф., Гориславец Ю.М., Бундя А.П., Борисов Б.П., Граудул В.Н. Перенос энтальпии и вещества при неоднородных МГД течениях в каналах индукционных плавильных печей. *Магнитная гидродинамика*. 1979. № 1. С. 111-116.

10. Kirpo M., Jakovičs A., Nacke B., Baake E., Langejürgen M. LES of Heat and Mass Exchange in Induction Channel Furnaces. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2008. R. 84. NR 11. Pp. 154-158.



## INTENSIFICATION OF HEAT AND MASS TRANSFER IN INDUCTION CHANNEL FURNACES

**O.I. Bondar, Yu.M. Goryslavets, A.F. Zharkin**  
**Institute of Elektrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,**  
**pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,**  
**e-mail: [yugoris@ukr.net](mailto:yugoris@ukr.net)**

*On the basis of the formulated mathematical model the thermal state of a two-phase (two-channel) induction furnace for melting cast iron with channels of standard and new configuration (shape) taking into account thermal convection is investigated. The influence of the phase angle between the voltages supplying the furnace inductors on the overheating of the metal in the channels is determined. Practical recommendations for reducing this overheating are presented, which allows to reduce energy losses, i.e. to increase the efficiency of furnaces and increase their service life. References 10, tables 2, figures 4.*

**Key words:** induction channel furnace, intensification of heat and mass transfer, mathematical simulation.

1. Boyarevich V.V., Freiberg Ya.Zh., Shilova E.I., Shcherbinin E.V. Electric vortex flows. Riga: Zinatne, 1985. 315 p. (Rus)
2. Bondar O.I., Gluhenky O.I., Goryslavets Y.M., Zapadinchuk O.P. Numerical simulation of the thermal state of an induction channel furnace. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 44-49. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.044>
3. Allmänna Svenska Elektriska Aktieföretaget. URL: <https://star-wiki.ru/wiki/ASEA> (accessed at 25.03.2022).
4. Bondar O.I., Gluhenky O.I., Goryslavets Y.M. Electromagnetic parameters of two-phase induction channel furnace. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2020. Vyp. 56. Pp. 72-76. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.072>
5. Goryslavets Y.M., Gluhenky O.I., Bondar O.I. Circulation of metal melt in an induction channel furnace during phase control of supply voltages. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 79-82. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.079>
6. Aleksin V.A. Mathematical models of turbulent flows. Moskva: MGIU, 2008. 54 p. (Rus)
7. Lacasse D., Turgeon E., Pelletier D. On the judicious use of the k-ε model, wall functions and adaptivity. *Int. J. Thermal sciences*. 2004. Vol. 43. Pp. 925-938.
8. Comsol Multiphysics. URL: <https://www.comsol.com/> (accessed at 28.03.2022).
9. Kolesnichenko A.F., Goryslavets Y.M., Bundy A.P., Borisov B.P., Graudul V.N. Enthalpy and substance transfer under inhomogeneous MHD flows in the channels of induction melting furnaces. *Magnitnaja Hidrodynamika*. 1979. No 1. Pp. 111-116. (Rus)
10. Kirpo M., Jakovičs A., Nacke B., Baake E., Langejürgen M. LES of Heat and Mass Exchange in Induction Channel Furnaces. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2008. R. 84. NR 11. Pp. 154-158.

Надійшла 30.04.2022

## DISCHARGE IN GAS BUBBLES IN WATER AS A SOURCE OF AN INTENSIVE FACTORS' COMPLEX FOR WATER DISINFECTION: COMPARISON EXPERIMENTAL AND COMPUTER MODELLING RESULTS

M.I. Boiko\*, A.V. Makogon\*\*

National Technical University «Kharkiv Polytechnic University»,  
Kirpichova str 2, Kharkiv, 61002, Ukraine,  
e-mail: [qnaboyg@gmail.com](mailto:qnaboyg@gmail.com); [bovko@kpi.kharkov.ua](mailto:bovko@kpi.kharkov.ua)

*Computer simulation of the discharge process in an electric circuit, which contains a pulsed electric in gas bubbles in water, has been performed. The experimental oscillograms of voltage pulses are compared with the results of computer simulation of voltage pulses on the treated water layer. It is shown that the amplitudes of the voltage pulses directly on the layer of disinfected water in the reactor with a discharge in the gas bubbles are less than those measured in experiments using a capacitive voltage divider. Computer simulations have shown that the shape of the voltage on a layer of water differs significantly that at the point where it is measured by capacitive voltage. In addition, we have shown that the presence of long lines in the bit circuit of the plant must be taken into account. Given the presence of long lines in the bit circuit, the simulation results better correspond to experimental results. References 5, figures 7.*

**Key words:** computer modelling of discharges processes, high-voltage electrical circuit, nanosecond discharge in a gas bubble, high-voltage pulse plant, pulse power, switch, disinfection of water in the stream, a reactor – a discharge unit.

**Introduction.** Disinfecting water treatment with pulsed electric discharges obtained using high-voltage pulse plants is one of the most promising technologies for water disinfection [1-3] in [4] an experimental plant is presented a prototype of an industrial technological plant for water disinfection by nanosecond discharges in gas bubbles. The experimental installation contains as a load the main pipeline with running water and three nozzles for supplying pulsed high voltage and air to form gas bubbles in three disinfection units of running water located at the junction of the main pipeline with nozzles. It is known that the amplitude of the pulse voltage on the decontaminated water layer plays an important role in the degree of disinfection [1, 4]. In the experiments, we used an autonomous high-speed capacitive voltage divider (CVD) [5], which was located above the nozzles. In the electrical circuit of the plant (installation) (see the scheme in [4]), the CVD is located after a group of three multi-gap multichannel sharpening switches (dischargers) connected in parallel. In the working experimental plant between the high-voltage CVD terminal and the nodes with discharges in the gas bubbles are the above-mentioned nozzles, partially filled with water (to a height of about 5-8 cm). At nanosecond fronts of pulses generated after sharpening switches (spark gaps), these sections of pipes filled with water and containing high-voltage conductors in polyethylene cast insulation are long lines with an electrical length of about 2 ns, which affect the shape and amplitude of the voltage at each node should be considered. Based on the above, computer simulation is required to determine the shape and amplitude of the pulse voltage in nodes with discharges in gas bubbles and to compare with the experimental results obtained using CVD.

**The aim of the work** is to calculate by computer modeling the amplitudes and shapes of voltage pulses directly on the layer of decontaminated water and to compare the calculated curves of voltage pulses with experimental ones.

We performed computer simulations using Microcap 10. Simulations were performed for two cases. For case 1, one unit was used – a reactor with discharges in gas bubbles and one multi-gap multichannel sharpening switch. For case 2, three identical units were used – reactors with discharges in gas bubbles and three multi-gap multichannel sharpening switches, electrically connected in parallel, through which the decontaminated water flows in series. The characteristic size of gas bubbles in water is 7-10 mm. The type of discharge in a gas bubble can be defined as a barrier channel discharge in a sharply inhomogeneous electric field, where treated water acts as a barrier, in which the main pulse energy is released. Fig. 1, *a* shows typical experimental oscillograms of voltage (curve 1) and current pulses (curve 2) for case 1, and Fig. 1, *b* shows typical experimental oscillograms of voltage (curve 1) and current pulses (curve 2) for case 2. The division value along the process axis for voltage oscillograms is 7.9 kV/div in Fig. 1, *a* and Fig. 1, *b*, and for current

waveforms is 11.7 A/div in Fig. 1, *a* and 23.4 A/div in Fig. 1, *b*. The division price along the time axis in fig. 1 is 50 ns/div. We considered the degree of coincidence of the shape of the voltage pulses, simulated and obtained experimentally, as a criterion for the correspondence of the results of computer simulation with experimental results for determining voltage pulses in the same place in the electrical circuit.

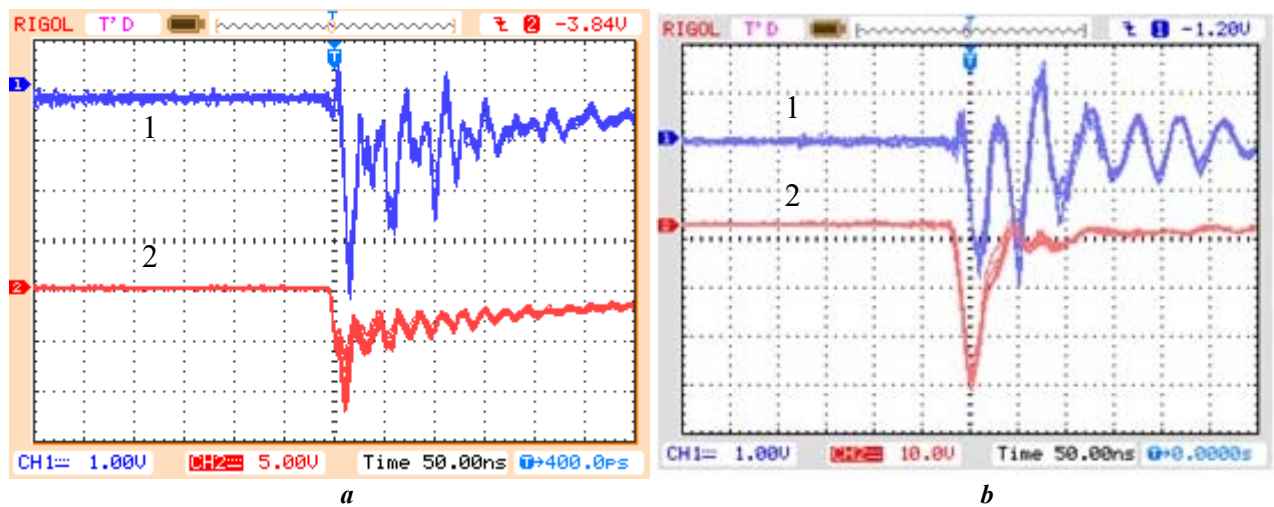


Fig. 1

**Electrical circuit for computer simulation.** Fig. 2 shows the calculation scheme for computer simulation in Microcap 10 for case 1. The voltage source is the one of DC voltage of 5 units (for example, 5 tens of kilovolts) with an internal resistance  $R1=1$  Ohm. This voltage source is connected to the rest of the circuit by means of the  $SW1$  switch charging the initially uncharged capacitive storage  $C3=200$  pF, which is the (modeling) storage capacity of our experimental setup (plant), reduced to the high-voltage winding of the pulse transformer. The high-voltage pulse transformer in the scheme (Fig. 2) is represented by the magnetizing inductance  $L1=300$   $\mu$ H and the leakage inductance  $L2=500$  nH. The high-voltage capacitance  $C5=150$  pF is charged through a volt pulse transformer from the storage capacitance  $C3$  and discharges the load part of the circuit after turning on  $SW3$ , which has a parasitic capacitance  $C10$ , assumed to be high-voltage equal to  $C10=1$  pF. The load part of the circuit consists of forward and reverse conductors with inductances:  $L4, L3, L7$  - for the direct conductor;  $L5, L6$  - for the return conductor. Between the forward and reverse wires there are capacitances  $C7, C9, C8$ . In the gap between the forward and reverse wires, a long line  $T1$  is included, 2 ns long with a wave impedance  $Z0=150$  Ohm. The gas bubble with a discharge in it (in the load part of the circuit) is represented by  $SW2$  with a parasitic capacitance size of  $C6$ . The active resistance  $R3$  of the discharge channels in the gas bubble is taken equal to  $R3=35$  Ohm. The actual load of the entire installation in the form of a layer of water in the diagram is represented by active resistance  $R2 = 1000$  Ohm and capacitance  $C4 = 50$  pF connected in parallel.

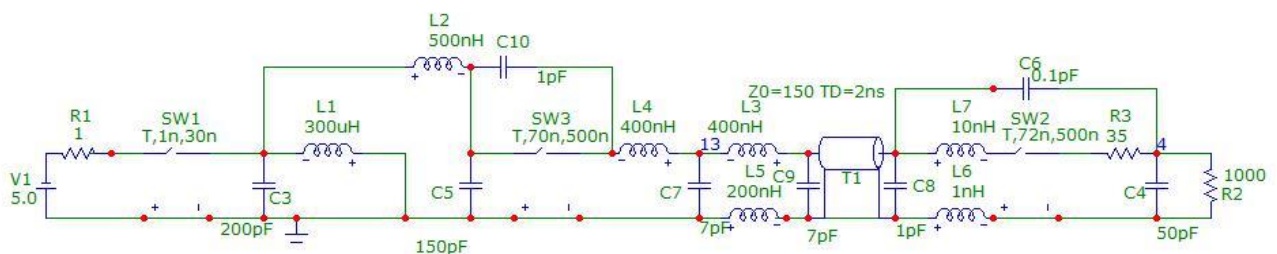
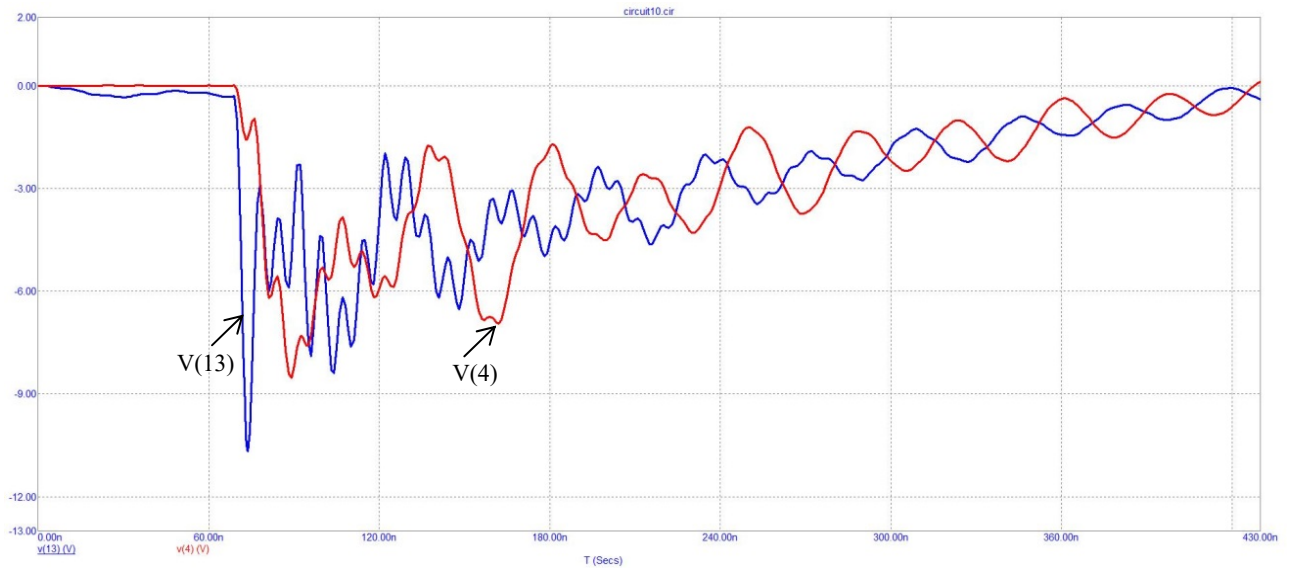


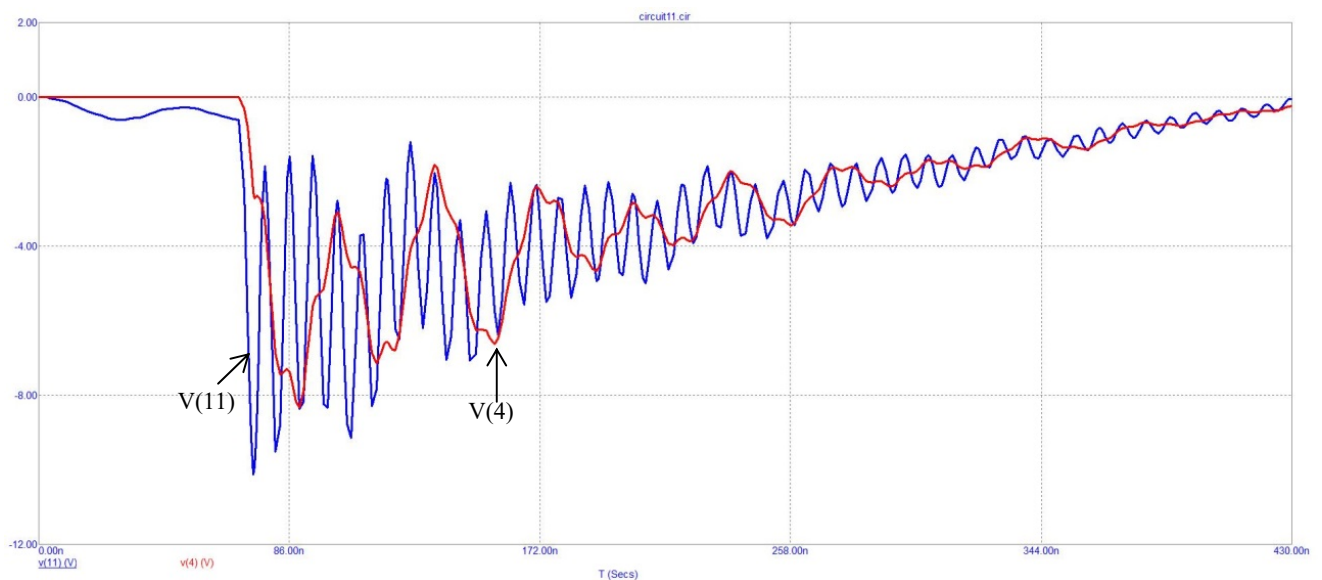
Fig. 2

**Simulation results and their comparison with experimental results.** Fig. 3 and Fig. 4 show the results of computer simulation for this case, taking into account the presence of a long line (electrical length 2 ns) filled with water (Fig. 3) and without taking into account the presence of such a line (Fig. 4). From Fig. 3 and Fig. 4 it follows that the calculated voltage pulse curve between nodes 13, to which the high-

voltage output of the capacitive voltage divider is connected in the experiments, and grounded terminal, taking into account the presence of a long line in the circuit in Fig. 2, is much closer to the experimental voltage pulse curve in Fig. 1, *a* than the long line is not taken into account.



**Fig. 3**



**Fig. 4**

In the case without taking into account the presence of a long line in the circuit in Fig. 4, the node (point) with a high potential, to which the capacitive voltage divider was connected in the experiments, has number 11, and not 13, as in the case, taking into account the presence of a long line (see Fig. 3). Accordingly, the curves of the calculated voltage pulses in Fig. 3 and in Fig. 4 are marked  $V(13)$  and  $V(11)$ . On fig. 3 and fig. 4 and further in fig. 6 and fig. 7, the abscissa shows time in nanoseconds. The division price along the abscissa axes in fig. 3 and fig. 4 60 ns/div. The ordinates in these figures (Fig. 3, 4, 6, 7) show the voltage in tens of kilovolts. The division price is 10 kV/div.

The digital oscilloscope **RIGOL DS1102E**, which we used in the experiments, has a bandwidth of 100 MHz, so it cannot transmit high-frequency oscillations with a characteristic frequency of about or more than 100 MHz without significant distortion. He smoothes and integrates these oscillations.

It should be noted that the moment of switching on (the beginning of switching) of switching dischargers in the calculating schemes significantly affects the development of the transient process in the discharge circuit.

Calculated curves of voltage impulses (in reactors directly on the water layer) between the discharge in the gas bubble and a metal lead with some inductance ( $L5+L6$  in Fig. 2) in Fig. 3 and Fig. 4 are  $V(4)$  curves. Number 4 in the diagram in Fig. 2 shows the point with the highest potential (in absolute value) on the layer of disinfected water. From an electrical point of view, this layer is considered as a parallel connection of capacitance  $C4$  and active resistance  $R2$ . The calculation results show that the voltage pulses  $V(4)$  on the water layer in the reactors differ significantly from the calculation results  $V(13)$  in Fig. 3 and experiments (see oscillograms in Fig. 1) to determine the volt-second characteristics of voltage pulses between point 13 (to which the high-voltage output of the capacitive voltage divider is connected) in the circuit (Fig. 2) and ground. On Fig. 4, the role of  $V(13)$  is played by  $V(11)$ , since if the long line is not taken into account in the scheme of Fig. 2 high-voltage terminals of capacitances  $C9$  and  $C8$  are short-circuited and the numbering of some nodes is changed. Node 13 acquires the number 11. It can be seen that the superimposed high-frequency oscillations, if the long line is taken into account in the calculations, do not penetrate into the layer of disinfected water. If a long line is not taken into account, high-frequency oscillations penetrate into the treated water layer. In reality, a long line in the electrical circuit exists during nanosecond discharges. A common feature for the cases of taking into account and not taking into account a long line is that the voltage amplitude  $V(4)$  is noticeably smaller than the voltage amplitude  $V(13)$  or  $V(11)$ , but noticeably larger than the voltage amplitude of the power supply  $V(1)$ .

Fig. 5 shows the calculating (design) scheme for computer simulation in Microcap 10 for case 2. The difference between this scheme and the scheme in Fig. 2 is that the values of a number of circuit elements have been changed:  $C7=C9=10$  pF, long line impedance  $Z0=50$  Ohm,  $R3=12$  Ohm,  $R2=333$  Ohm,  $C4=50$  pF. For the scheme in Fig. 2 these values are:  $C7=C9=7$  pF, long line wave resistance  $Z0=150$  Ohm,  $R3=35$  Ohm,  $R2=1000$  Ohm,  $C4=150$  pF.  $C7$  and  $C9$  model capacitances between conductors supplying voltage pulses to nodes with discharges in gas bubbles (up to a long line  $T1$ ). The wave resistance of the long line  $Z0$  in case 1 is 150 Ohm, and in case 2 it is 50 Ohm insofar as for a single long line  $Z0 \approx 377d/(b\sqrt{\epsilon})$  Ohm  $\approx 377 \cdot 3\text{cm}/(0.84\text{cm}\sqrt{81})=377 \cdot 3.6/9 \approx 150$  Ohm. Here  $d$  is the characteristic distance between the direct and return conductors of the long line  $T1$  filled with water with a relative permittivity  $\epsilon=81$ ,  $b$  is the characteristic transverse size of the conductor of the long line. For case 2, the long line  $T1$  is a total long line, consisting of three identical single long lines with a wave resistance of 150 Ohm each, connected in parallel.  $R3$  is the resulting active resistance of the gas bubble discharge channel(s) in one reactor ( $R3=35$  Ohm) for case 1 or in three reactors connected in parallel for case 2 ( $R3=12$  Ohm).  $R2$ ,  $C4$  are, respectively, the active resistance and capacitance of the water layer between the gas bubble with the discharge and the return metal conductor with inductance  $L5=200$  nH. In case 1,  $R2=1000$  Ohm,  $C4=50$  pF is accepted. Accordingly, for case 2, when three such water layers are electrically connected in parallel,  $R2=333$  Ohm,  $C4=150$  pF.

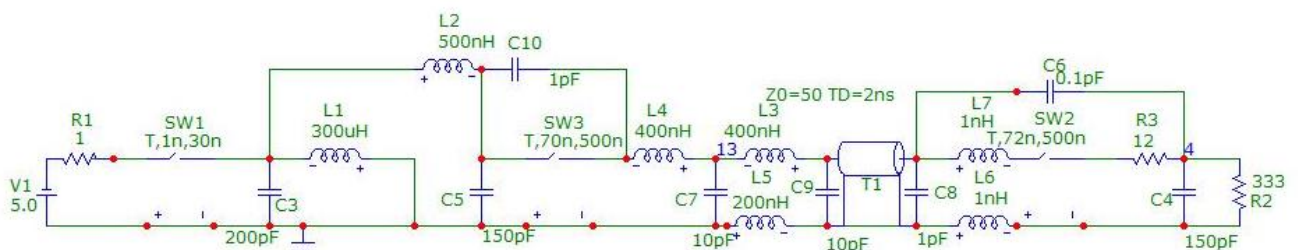


Fig. 5

Fig. 6 and Fig. 7 show the results of computer simulation for this case, taking into account the presence of a long line (electrical length 2 ns) filled with water (Fig. 6) and without taking into account the presence of such a line (Fig. 7). The division price along the abscissa in Fig. 6 is 86 ns/div, and it is 100 ns/div in Fig. 7. The values plotted along the axes in these figures are described above. From Fig. 6 and Fig. 7 it follows that the calculated voltage pulse curve between node 13 and ground, taking into account the presence of a long line in the circuit in Fig. 6 is much closer to the experimental voltage pulse curve in Fig. 1b than without taking into account the presence of a long line.

The calculation results show that the voltage pulses  $V(4)$  on the water layer in the reactors differ significantly from the calculation results  $V(13)$  in Fig. 6 and experiments (see oscillograms in Fig. 1) to determine the volt-second characteristics of voltage pulses between point 13 in the circuit (Fig. 2) and the ground. On Fig. 7, the role of  $V(13)$  is played by  $V(11)$ , since if the long line is not taken into account in the

scheme of Fig. 2, the high-voltage terminals of the capacitances  $C9$  and  $C8$  are short-circuited (as in the case 1 considered) and the numbering of some nodes is changed.

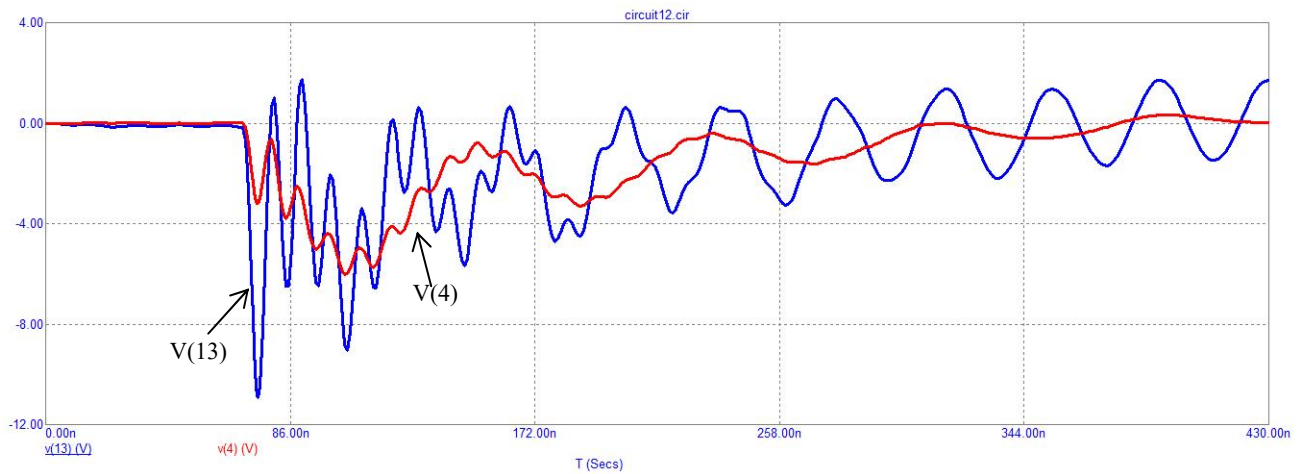


Fig. 6

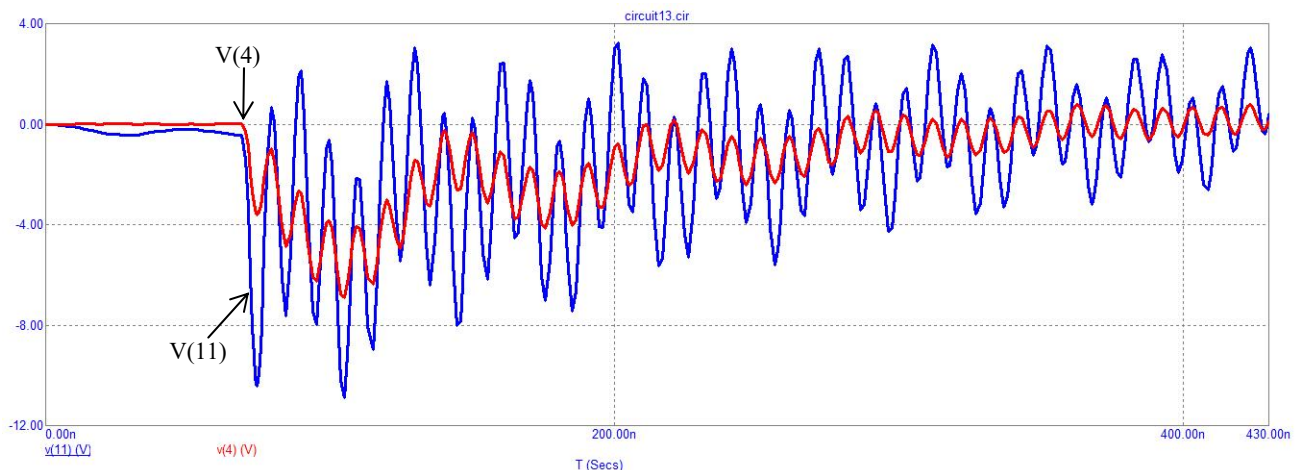


Fig. 7

Node 13 acquires the number 11. It can be seen that the superimposed high-frequency oscillations, if the long line is taken into account in the calculations, weakly penetrate into the layer of disinfected water. If a long line is not taken into account, the penetration of high-frequency oscillations into the treated water layer is significant. In reality, a long line in the electrical circuit exists during nanosecond discharges. Common for the cases of taking into account and not taking into account a long line is that the voltage amplitude  $V(4)$  is less than the voltage amplitude  $V(13)$  or  $V(11)$  and is approximately equal to the voltage amplitude of the power supply  $V(1)$ . In case 1, the voltage pulse curves  $V(4)$  and  $V(13)$  with superimposed oscillations have a clearly aperiodic shape (see Fig. 3 and Fig. 4) with steeper fronts than in case 2 (see Fig. 6 and Fig. 7). In case 2, the voltage pulse curves  $V(4)$  and  $V(13)$  with superimposed oscillations approach the oscillatory form in shape. This is explained by a significant decrease in the active resistance of the discharge circuit in case 2.

The simulation results show that the voltage shape on the layer of disinfected water differs significantly from that at the place where it is measured by a capacitive voltage divider, the presence of a long line (long lines) in the discharge circuit should be taken into account, the moments of switching on switching dischargers significantly affect the simulation results (calculations). When the presence of a long line (long lines) in the discharge circuit is taken into account, the simulation results are more consistent with our experimental results.

**Conclusions.** 1. The voltage pulse amplitudes directly on the layer of disinfected water in the reactor with a discharge in gas bubbles are less than those measured in experiments using a capacitive voltage divider.

2. The shape of the voltage on the layer of disinfected water differs significantly from that at the place of its measurement by a capacitive voltage divider.

3. The presence of a long line (long lines) in the discharge circuit should be taken into account. When the presence of a long line (long lines) in the discharge circuit is taken into account, the simulation results are more consistent with our experimental results.

4. The moments of switching on switching dischargers significantly affect the results of modeling (calculations).

1. Singh Raj Kamal, Babu Vigneshwar, Philip Ligy, Ramanujam Sarathi. Disinfection of water using pulsed power technique: Effect of system parameters and kinetic study. *Chemical Engineering Journal*. 2016. Vol. 284. Pp. 1184–1195.

2. Boyko N.I. Powerful generators of high-voltage pulses with nanosecond fronts. *Electrical Engineering and Electromechanics*. 2018. No 1. Pp. 59-61. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.1.09>

3. Bozhko I.V., Kondratenko I.P. A way to improve the energy efficiency of pulse dielectric barrier discharge. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 4. Pp. 127-130. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.127> (Ukr)

4. Boyko N.I., Makogon A.V High voltage plant with a 3 mw pulse power for disinfection flow of water by nanosecond discharges in gas bubbles. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 80-83. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.080>

5. Boyko N.I., Evdoshenko L.S., Ivanov V.M., Khristenko O.A. The compact capacitive voltage divider up to 70 kV with shielded intermediate electrode. *Electrical Engineering and Electromechanics*. 2012. No 6. Pp. 41-46. (Rus)

УДК 537.52:621.373

## РОЗРЯД У ГАЗОВИХ БУЛЬКАХ У ВОДІ ЯК ДЖЕРЕЛО КОМПЛЕКСУ ІНТЕНСИВНИХ ФАКТОРІВ ДЛЯ ЗНЕЗАРАЖЕННЯ ВОДИ: ПОРІВНЯННЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ РЕЗУЛЬТАТІВ З РЕЗУЛЬТАТАМИ КОМП'ЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

**М.І. Бойко**, докт.техн.наук, **А.В. Макогон**  
Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,  
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна.  
e-mail: [gnabovg@gmail.com](mailto:gnabovg@gmail.com); [bovko@kpi.kharkov.ua](mailto:bovko@kpi.kharkov.ua)

Проведено комп'ютерне моделювання розрядного процесу в електричному колі, яке містить імпульсний електричний розряд у газових бульках у воді. Проведено порівняння експериментальних осцилограм імпульсів напруги з результатами комп'ютерного моделювання імпульсів напруги на оброблюваному шарі води. Показано, що амплітуди імпульсів напруги безпосередньо на шарі знезаражуваної води в реакторі з розрядом в газових бульках менше, ніж виміряні в експериментах за допомогою ємнісного дільника напруги. Комп'ютерне моделювання показало, що форма напруги на шарі води суттєво відрізняється від такої у місці вимірювання її ємнісним дільником напруги. Крім того, показано, що треба враховувати наявність довгих ліній в розрядному колі установки. При урахуванні наявності довгих ліній в розрядному колі результати моделювання краще відповідають одержаним нами експериментальним результатам. Бібл. 5, рис. 7.

**Ключові слова:** комп'ютерне моделювання розрядних процесів, високовольтне електричне коло, наносекундний розряд в газовій бульці, високовольтна імпульсна установка, імпульсна потужність, розрядник, знезараження води у потоці, реактор – розрядний вузол.

Надійшла 28.03.2022  
Остаточний варіант 08.04.2022

## ВПЛИВ ПАРАМЕТРІВ РУХУ ВОДИ НА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ЇЇ ОБРОБКИ ІМПУЛЬСНИМ БАР'ЄРНИМ РОЗРЯДОМ

**В.О. Берека**\*, **І.В. Божко**\*\* , канд. техн. наук, **І.П. Кондратенко**\*\*\* , чл.-кор. НАН України  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,  
e-mail: [ws77@ukr.net](mailto:ws77@ukr.net)

*Виконано дослідження енергоефективності імпульсного бар'єрного розряду під час обробки води в аерозольному стані в залежності від енергії імпульсів (21–72 мДж), частоти їхнього повторення (50–300 Гц), концентрації органічної домішки у воді (50–100 мг/л) та вмісту води (1,6–3,2 %) у водоповітряній суміші. Розряд генерувався уніполярними короткими імпульсами (~100 нс) в електродній системі з вертикально розташованими циліндричними електродами діаметром 2 мм, відстань між якими складала 2 мм. Найвищий енергетичний вихід, який було отримано під час розкладання домішки на 90 %, складав 32 г/квт·год. З метою визначення впливу параметрів руху води на енергоефективність імпульсного бар'єрного розряду за схожих умов зіставлено енергоефективність цього виду розряду під час руху води в плівковому, крапельному та аерозольному станах. Робиться висновок, що обробку води доцільно вести в крапельному стані за субміліметрового розміру крапель. У разі такого руху води енергоефективність імпульсного бар'єрного розряду на ≈30% вища, ніж в аерозольному. Бібл. 15, рис. 6, табл. 1.*

**Ключові слова:** імпульсний бар'єрний розряд, обробка води, аерозоль, енергетичний вихід.

Забруднення води через антропогенний вплив на навколишнє середовище і здоров'я людей та обмежені запаси питної води відносяться до сьогоденних актуальних проблем. Тому вдосконалюються традиційні технології очищення води та розроблюються нові. Зазвичай обробка води проходить кілька основних стадій. На перших стадіях це можуть бути різні види механічної та фізико-хімічної обробки. Вторинна обробка часто полягає в біологічному перетворенні розчинених і колоїдних органічних речовин за допомогою різноманітних груп мікроорганізмів в присутності кисню. Завершальна стадія – обробка, яка необхідна для того, щоб зробити хімічний та біологічний склад води придатним для вживання людиною чи скидання в навколишнє середовище. Серед методів, що застосовуються на цьому етапі, поширеними є традиційне хлорування та озонування води, а також використання в останні десятиріччя нових технологій на основі передових окисних процесів (advanced oxidation processes – AOP) [1], за яких генерація окиснювачів відбувається безпосередньо у зоні, в якій необхідно забезпечити розкладання залишкових забруднювачів води.

Між багатьох видів AOP (озон в комбінації з ультрафіолетом та пероксидом водню, електронний пучок, ультразвук тощо) обробка води низькотемпературною плазмою є найбільш привабливою для практичного застосування [1]. Серед електричних розрядів, що генерують таку плазму, чільне місце займають імпульсні бар'єрний (ІБР) та коронний (ІКР) розряди на поверхню води, енергоефективність яких одна з найвищих [2–7]. В плазмі цих розрядів утворюються високоактивні частинки з окисними потенціалами більшими, ніж у кисню  $O_2$  (1,2 В), серед яких озон  $O_3$  (2,1 В) та гідроксильний радикал  $OH^*$  (2,7 В) є найактивнішими. Основним показником [1–4], що визначає енергоефективність того чи іншого виду розряду, є величина енергетичного виходу  $Y_{90}$ , яка дорівнює кількості розкладеного забруднювача (в грамах), що приходить на 1кВт·год витраченої в розряді енергії за умови, що концентрація забруднювача зменшилася на 90 % (тобто на порядок). Значення  $Y_{90}$  залежить від багатьох факторів: виду розряду, типу домішки, її початкової концентрації та інших параметрів, серед яких особливо важливим є величина питомої поверхні води  $\alpha$ , що характеризує співвідношення площі поверхні оброблюваної рідини  $S$  до її об'єму  $V$ :  $\alpha = S/V$ , бо найсильніший окиснювач (радикал  $OH^*$ ) через вельми малий час свого життя (<1нс) взаємодіє з домішками в основному на межі «газ-рідина». Тому обробку води доцільно виконувати за достатньо великих значеннях  $\alpha$  (> 1 м<sup>2</sup>/л). Цього досягають за умов, коли вода знаходиться у плівковому (за товщини плівки ≈ 0,15 мм,  $\alpha \approx 6,7$  м<sup>2</sup>/л), крапельному (за діаметру крапель  $d_k \approx 1$  мм,  $\alpha \approx 6$  м<sup>2</sup>/л) чи аерозольному станах ( $d_k \sim 0,01$ –0,1 мм,  $\alpha \approx 600$ –60 м<sup>2</sup>/л). Можна припустити, що

© Берека В.О., Божко І.В., Кондратенко І.П., 2022

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0003-0888-2864>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-7955-246X>;

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-1914-1383>



обробка ІКР чи ІБР води в крапельному стані, коли  $d_k < 1$  мм, буде енергетично вигіднішою, ніж в плівковому. На це вказують результати роботи [8], які показали, що енергоефективність ІКР під час обробки забрудненої фенолом води в крапельному стані вища на третину, ніж в плівковому. Висновки [9] також підтверджують, що фактор  $\alpha$  має вплив на енергоефективність розряду: зменшення діаметра крапель від 0,5 до 0,15 мм призводить до  $\approx 30\%$  збільшення енергетичної ефективності ІКР під час обробки води з органічним забруднювачем. Але результати досліджень [10] навпаки показали, що енергетичні затрати на очищення води від фенолу ІКР в аерозольному та плівковому реакторах майже однакові. Якщо порівнювати ІКР з ІБР, то другий вид розряду вигідно відрізняється від першого тим, що проходить за суттєво вищого середнього електричного поля в розрядному проміжку, що призводить до інтенсифікації утворення хімічно активних частинок та забезпечує більш ефективне використання енергії.

Виходячи з того, що виконані до цього часу дослідження [1–12] було проведено за різних умов (вид розряду, тип домішки, її початкова концентрація та ступінь розкладання тощо), за яких отримане значення енергетичного виходу  $Y_{90}$  коливалося в межах двох-трьох порядків, зробити певні висновки щодо впливу параметрів руху води на енергоефективність її обробки ІБР досить складно. Враховуючи це, а також те, що авторами раніш в зіставлюваних умовах були виконані дослідження обробки ІБР води в плівковому (товщина плівки  $\approx 0,15$  мм) [13] та крапельному [14, 15] станах ( $d_k \approx 1-1,7$  мм), доцільно саме за подібних умов визначити вплив різних чинників на енергоефективність цього розряду в аерозольному реакторі. Це дало б краще розуміння впливу параметрів руху води на енергоефективність її обробки. Тому **метою цієї роботи** є дослідження енергоефективності ІБР під час обробки води в аерозольному стані та її зіставлення з енергоефективністю цього розряду, коли вода рухається у вигляді плівки чи крапель субміліметрового розміру.

**Експериментальна установка.** До неї входили розпилювач води, робоча камера (РК), в якій проходила обробка води, генератор високовольтних імпульсів напруги (ГІ), прилади для вимірювання параметрів розряду та концентрації забруднювача води, а також допоміжна апаратура (компресор, ротаметри тощо). Конструкцію РК схематично наведено на рис. 1. В ній розміщалися електродна система (ЕС1), яка мала по 18 заземлених 6 та високовольтних 7 електродів, що розташовані шістьма

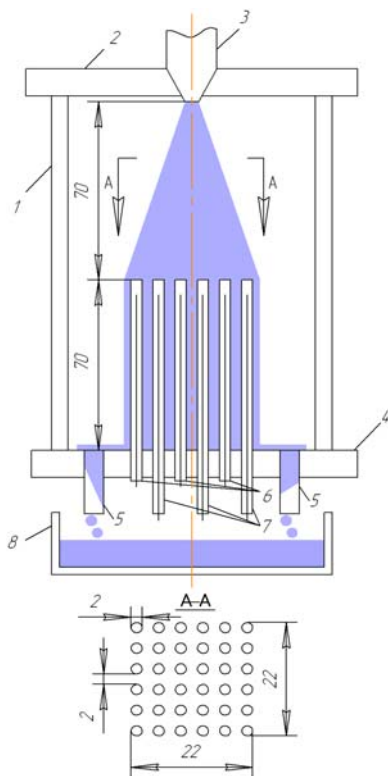


Рис. 1

рядами по шість штук в кожному. Електроди представляли собою мідні дротики діаметром 0,7 мм, на які одягнуто керамічні (алундові) трубки діаметром 2 мм, що виконували роль діелектричного бар'єру. Задля визначення впливу енергії імпульсу на ефективність обробки води в роботі також використовувалася друга більш потужна електродна система (ЕС2). В ній заземлені електроди виконано у вигляді 24 стрижнів (нержавіюча сталь) діаметром 2 мм. Високовольтні електроди (24 штуки) були такі ж самі, як і в ЕС1. Відстань між сусідніми електродами  $\delta$  (рис. 1) для обох систем була однаковою (2 мм). Корпус РК був акриловий і складався з верхньої 2 та нижньої 4 кришок, котрі закривали відрізок труби 1 з внутрішнім діаметром 94 мм. Потік аерозолю утворювався пневматичним розпилювачем води 3, на вхід якого подавалася вода з верхнього резервуару та повітря під тиском 2 атм. Витрати води  $Q_v$  та повітря  $Q_p$  відповідно становили 33–64 мл/хв та 2 л/хв. Початковий об'єм води, що оброблювався ІБР,  $V_0=150$  мл. Швидкість потоку аерозолю на зрізі розпилювача  $\approx 5$  м/с, діаметр крапель води  $d_k \sim 0,01-0,1$  мм [10]. Після виходу з розпилювача факел аерозолю мав конусоподібну форму, яка на відстані  $\approx 70$  мм переходила в циліндроподібну (рис. 1) з діаметром  $\approx 26$  мм. З РК вода (разом з повітрям) виходила через патрубки 5 і попадала в нижній резервуар 8. Після обробки всього об'єму  $V_0$  для аналізу відбиралася проба (5 мл), а потім вода переливалася з нижнього резервуару в верхній, після чого починався новий цикл її обробки.

Для створення ІБР використовувався ГІ, що міг забезпечувати уніполярні імпульси напруги з частотою їхнього повторення  $f$  до 1 кГц, амплітудою до 30 кВ, тривалістю порядку 100 нс та фронтом  $\approx 40$  нс. Він побудований за принципом магнітного стискання імпульсів з використанням у вихідній ланці індуктивного накопичувача енергії з переривником струму на діодах з малим часом відновлення ( $\approx 40$  нс). Амплітуда імпульсів регулювалася шляхом зміни напруги джерела постійного струму, яке

живило ГІ. Осцилограми струму та напруги на РК записувалися осцилографом TDS 1012 за допомогою індуктивного датчика струму P6021 та активно-ємнісного подільника напруги P1015.

За модельний зразок забрудненої води, як і в попередніх роботах [13–15], використовувався розчин у водопровідній воді метиленової сині (МС). Вона є органічною речовиною, яка важко розкладається за інших методах очищення води. Концентрація МС у воді обчислювалася за поглинанням світла на довжині хвилі  $\lambda=665$  нм, котре вимірювалося за допомогою монохроматора МДР-23. Дослідження проходило за початкових концентраціях МС  $K_{омс}=50$  та 100 мг/л.

**Результати досліджень та їхній аналіз. Параметри розряду.** Як показали візуальні та фотографічні дослідження ІБР за частот  $f$  до  $\sim 300$  Гц має однорідний характер. Про це свідчить рис. 2 ( $f=220$  Гц), на якому п'ять світлих полос – випромінення ІБР. Однорідність розряду важлива задля проходження «корисних» для розкладання забруднень плазмохімічних реакцій, бо за такої форми розряду локально не підвищується температура газу. Результати, наведені в цій роботі, отримано за амплітуд напруги імпульсів на РК  $U_m \approx 18\text{--}21$  кВ. Характерний для ІБР за  $U_m \approx 19,5$  кВ вигляд осцилограм струму  $i(t)$  (крива 1) та напруги  $u(t)$  (крива 2) на РК показано на рис. 3. Вони були записані під час використання ЕС2 ( $f=100$  Гц). Слід відмітити, що в досліджуваному діапазоні  $f=50\text{--}300$  Гц для обох електродних систем характер осцилограм залишався практично незмінним. Датчики струму ДС та напруги ДН підключалися безпосередньо до РК, схему заміщення якої наведено на рис. 4, котра використовувалася під час розрахунків параметрів розряду.

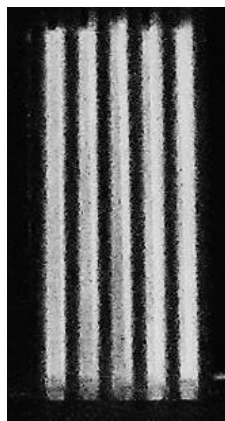


Рис. 2

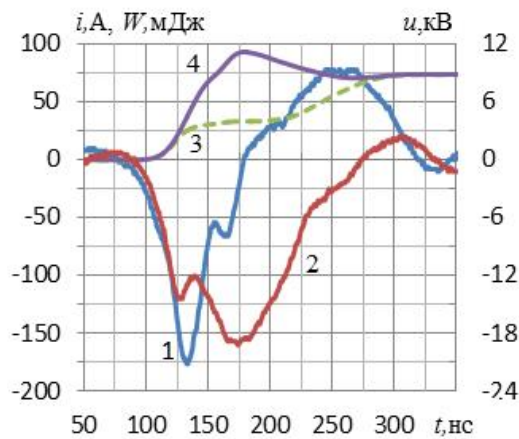


Рис. 3

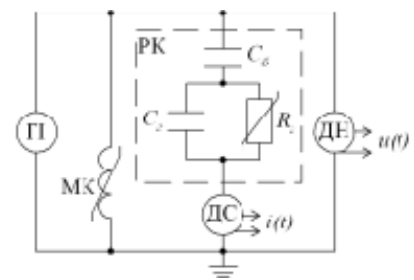


Рис. 4

На схемі позначено: сумарні ємності діелектричних бар'єрів  $C_6 \approx 360$  пФ і газових проміжків  $C_1 \approx 30$  пФ (для ЕС2),  $R_1$  – загальний опір газових проміжків, котрий з початком розряду падає на кілька порядків до  $\sim 60$  Ом. На рис. 4 також показано магнітний ключ (МК), який підключений до виходу ГІ. Він сприяє розряджанню ємності діелектричних бар'єрів після проходження прямого імпульсу струму через електродну систему. Крива  $i(t)$  свідчить, що імпульс струму складається з двох частин: прямого струму тривалістю  $\tau_1 \approx 100$  нс з амплітудою  $I_{m1} = 180$  А та зворотного з величинами  $\tau_2 \approx 120$  нс і  $I_{m2} = 75$  А. Енергія, що виділяється в газових проміжках за один розрядний імпульс за час  $\tau = \tau_1 + \tau_2$ ,  $W_1 \approx 72$  мДж. Цей процес проходить в два етапи: під час прямого (34 мДж) і зворотного імпульсів струму (38 мДж) (рис. 3, крива 3). Значення  $W_1$  визначалося наступним чином. Спочатку розраховувалася зміна в часі  $t$  напруги на бар'єрах

$$u_6 = C_6^{-1} \int_0^t i dt + u_0 \quad (1)$$

та газових проміжках

$$u_2 = u - u_6. \quad (2)$$

Діелектричні бар'єри на електродах на момент кожного нового імпульсу струму завдяки підключенню МК на виході ГІ повністю розряджені. Тому початкова напруга на бар'єрах  $u_0 = 0$ . Після цього за виразом

$$W_2 = \int_0^\tau i u_2 dt \quad (3)$$

знаходилася енергія, що виділялася в газових проміжках за час імпульсу  $\tau$ . Повна енергія імпульсу  $W_i$ , що надходить до розрядної камери (з урахуванням діелектричних втрат в бар'ерах та струму витіку в вологій ЕС), знаходилася за загальноприйнятим виразом [6, 8–10]

$$W_i = \int_0^{\tau} i u dt. \quad (4)$$

Її зміни під час імпульсу показано на рис. 3 кривою 4. Присутність максимуму на цій залежності пояснюється тим, що частина енергії під час прямого імпульсу струму йде на заряджання бар'єру. З рисунка видно, що в кінці імпульсу значення  $W_r$  та  $W_i$  майже однакові (різниця  $\approx 1,5\%$ ). Це свідчить про те, що основна частина енергії імпульсу виділяється в газових проміжках.

**Розкладання МС.** Зміни концентрації домішки у воді  $K_{mc}$  в залежності від часу її обробки  $t$ , які визначено за умов  $K_{омс}=50$  мг/л,  $Q_v=64$  мл/хв,  $f=100$  Гц,  $W_i=72, 36$  та  $21$  мДж, показано на рис. 5 відповідно кривими 1–3. Значення  $t$  обчислювалося за виразом  $t=nV_0/Q_v$ , у якому  $n$  – число циклів обробки. На рисунку для цих умов також показано енергетичні виходи  $Y_{90}$ , які розраховувалися за формулою

$$Y_{90} = \frac{0,9K_{омс}Q_v}{fW_i\tau_{90}}, \quad (5)$$

де  $\tau_{90}$  – час обробки води, за якого ступінь розкладання домішки  $\eta$  дорівнює 90 %. Крива 4 відображує залежність  $K_{mc}(t)$ , яку отримано за частоти  $f=50$  Гц ( $K_{омс}=50$  мг/л,  $W_i=36$  мДж). З рисунка видно, що за умов  $W_i=21$ – $36$  мДж та  $f=50$ – $100$  Гц швидкості розкладання МС та величини  $Y_{90}$  відрізняються в незначній мірі. Зростання енергії імпульсу до 72 мДж приводить до прискореного розкладання домішки, але при цьому на третину зменшується енергоефективність ІБР.

Результати досліджень розкладання МС за  $K_{мсо}=100$  мг/л ( $Q_v=64$  мл/хв) відображає рис. 6. Вони також показали подібні закономірності залежності  $K_{mc}(t)$  від частоти  $f$  та енергії імпульсу  $W_i$ . Так до зменшення величини  $Y_{90}$  у півтора рази (за однакової енергії імпульсу  $W_i=72$  мДж) приведе зростання  $f$  з 100 Гц (крива 2) до 220 Гц (крива 3), хоча час обробки води при цьому також скорочується на чверть. Найвищі значення  $Y_{90}=32$  г/квт·год, що одержано за умов цієї роботи, отримано за  $f=100$  Гц,  $W_i=36$  мДж (крива 1). В цілому збільшення початкової концентрації МС з 50 до 100 мг/л приводить за схожих умов до зростання  $Y_{90}$  на  $\approx 30\%$ .

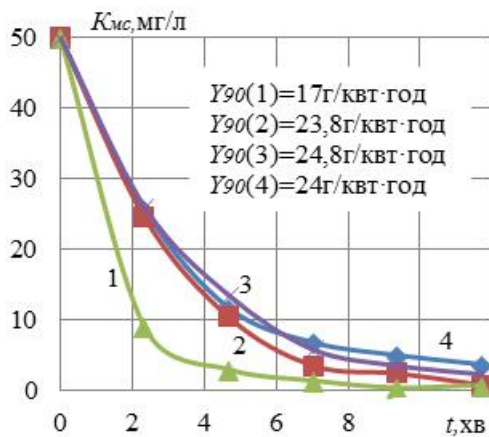


Рис. 5

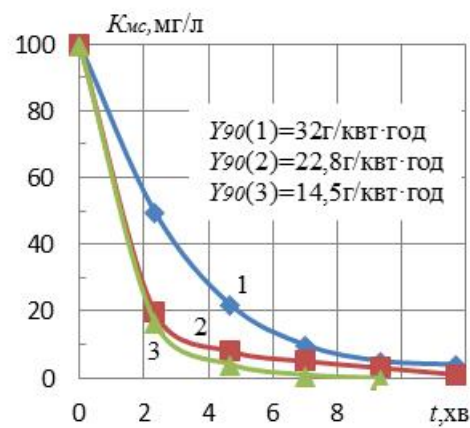


Рис. 6

Зменшення енергоефективності ІБР у разі зростання  $f$  понад  $\sim 100$  Гц та перевищення певної межі енергії імпульсу є характерним і спостерігалось в багатьох дослідженнях, зокрема в [8–10]. Причиною цього може бути зміна перебігу важливих для генерації окиснювачів багатьох плазмохімічних реакцій, число яких сягає кількох десятків. Прояснити таку закономірність може моделювання плазмохімічних реакцій з урахуванням усіх факторів, що впливають на енергоефективність розряду.

Співвідношення витрат води  $Q_v$  та газу  $Q_r$  має суттєвий вплив на її обробку в аерозольному стані. Так зміна  $Q_v$  з 64 до 32 мл/хв, яка відповідає зменшенню водяного контенту  $\beta = Q_v / (Q_r + Q_v)^{-1}$  в аерозолі з 3,2 до 1,6% (за об'ємом), визиває падіння величини  $Y_{90}$  майже вдвоє. Вірогідно, що зростання величини  $\beta$  приведе до збільшення частки поглинутих краплями розчину окисників, які генеруються розрядом. Це підтверджують дані [6]. Однак збільшення контенту у разі пневматичного розпилення води викликає зростання діаметра крапель, що зменшує їхню питому поверхню  $\alpha$ . Тому повинно бути

оптимальне значення  $\beta_0$ , за якого енергоефективність розряду максимальна. Для умов роботи [6]  $\beta_0 \approx 5\%$ .

Результати обробки ІБР води з домішкою МС (за схожих параметрів імпульсів, величин  $f = 100$  Гц,  $K_{омс} = 50$  мг/л, тощо) за різних режимів руху рідини наведено у таблиці (рядки 1–4). В ній для оцінки практичних можливостей методу обробки води ІБР також показано питомі енерговитрати  $W_{п} = 0,9K_{омс}/Y_{90}$  на обробку  $1 \text{ м}^3$  води за 90-відсоткового розкладання домішки з її початковою концентрацією  $K_{омс}$ . Як видно з таблиці, ІБР найефективніший тоді, коли обробка води йде в крапельному стані за  $d_k \approx 1$  мм, за якого значення  $Y_{90}$  досягає 41 г/квт·год. Це на 24 % більше, ніж для крапель з  $d_k \approx 1,7$  мм, що вказує на позитивну роль більшої розвиненості поверхні води. Але коли порівнювати обробку води в аерозольному та плівковому станах, для яких різниця значень  $\alpha$  досягає одного-двох порядків, то величини  $Y_{90}$  відрізняються лише на  $\approx 20\%$  та майже удвічі менше, ніж для крапель субміліметрового діаметру. Це вказує на те, що крім фактору  $\alpha$  існують ще й інші суттєві чинники, котрі визначають енергоефективність ІБР під час обробки води. Одним з таких суттєвих чинників є підсилення напруженості електричного поля на поверхні краплі. Так моделювання розподілу напруженості електричного поля в пласкопаралельному газовому проміжку у разі ІБР ( $\delta = 3$  мм) показало, що коли  $d_k \approx 1$  мм напруженість поля біля краплі сягає трикратної величини по відношенню до однорідного поля в цьому проміжку за відсутності крапель. Але це підсилення у разі зменшення діаметра краплі падає та за  $d_k < 0,5$  мм воно майже непомітне. У разі плівкового руху в пласкопаралельній електродній системі електричне поле в газовому проміжку однорідне, тому, незважаючи на те, що за плівкового та крапельного рухах фактори  $\alpha$  майже однакові, для них величини  $Y_{90}$  відрізняються вдвоє.

| № | Характер руху води   | $\alpha$ , м <sup>2</sup> /л | Умови обробки               | $\eta$ , % | $Y_{90}$ , г/квт·год | $W_{п}$ , квт·год/м <sup>3</sup> | Посилання |
|---|----------------------|------------------------------|-----------------------------|------------|----------------------|----------------------------------|-----------|
| 1 | Плівка, 0,15мм       | 6,7                          | ІБР, МС, 50мг/л, 100Гц      | 90         | 20                   | 2,25                             | [13]      |
| 2 | Краплі, 1мм          | 6                            |                             | 90         | 41                   | 1,1                              | [14]      |
| 3 | Краплі, 1,7мм        | 3,5                          |                             | 90         | 33                   | 1,36                             | [15]      |
| 4 | Аерозоль, 0,01–0,1мм | 600–60                       |                             | 90         | 24                   | 1,87                             | Ця робота |
| 5 | Аерозоль, 0,01–0,1мм | 600–60                       | ІБР, МС, 100мг/л, 100Гц,    | 90         | 32                   | 2,8                              |           |
| 6 | Аерозоль, 0,01–0,1мм | 600–60                       | ІКР, фенол, 100мг/л, 200Гц  | 90         | 22                   | 4,1                              | [10]      |
| 7 | Аерозоль, ~0,1мм     | ~60                          | БР, фенол, 100мг/л, 14,5кГц | 90         | 2                    | 45                               | [11]      |
| 8 | Аерозоль             | –                            | ІКР, фенол, 100мг/л, 600Гц  | 90         | 0,1                  | 900                              | [12]      |

Задля порівняння енергоефективності різних видів розряду до таблиці (рядки 6–8) також занесено дані, що отримано під час обробки ІКР [10, 12] та бар'єрним розрядом (БР) [11] водного аерозолу, якій містить фенол – домішки, що відносно легко розкладаються під час озонування. З таблиці видно, що величини  $Y_{90}$ , які отримано в цих роботах, сильно різняться і значно нижчі, ніж під час обробки ІБР водного розчину МС (рядок 5).

**Висновки.** Енергоефективність обробки води імпульсним бар'єрним розрядом суттєво залежить від характеристик її руху. Найбільш доцільним є проведення обробки води в крапельному стані у разі розміру крапель субміліметрової величини, коли існує синергетичний ефект від розвиненості поверхні води та значного підсилення напруженості електричного поля біля крапель. Енергоефективність розряду за такої умови приблизно вдвічі вища ніж та, коли обробка води ведеться в плівковому чи аерозольному станах. Енергоефективність розряду сильно залежить від вмісту води в аерозолі. Оптимальне значення водного контенту знаходиться в межах кількох відсотків. В іншому випадку під час обробки води в аерозольному стані вплив різних чинників на енергоефективність імпульсного бар'єрного розряду подібний тим, що й у разі обробки води в плівковому та крапельному станах.

*Роботу виконано за держбюджетної теми «Розвиток теорії електрофізичних процесів в імпульсних системах електрофізичної обробки електропровідних середовищ» (шифр «Бар'єр 2»), державний реєстраційний номер теми 0117U007714, КПКВК 6541030.*

1. Advanced Oxidation Processes for Water Treatment: Fundamentals and Applications. Edited by Mihaela I. Stefan. IWA Publishing, 2018. 712 p. DOI: <https://doi.org/10.2166/9781780407197>
2. Vanraes P., Nikiforov A.Y., Leys C. Electrical Discharge in Water Treatment Technology for Micropollutant. Plasma Science and Technology. *Plasma Science and Technology – Progress in Physical States and Chemical Reactions*. 2016. Pp. 429–476. DOI: <https://doi.org/10.5772/61830>.
3. Muhammad Arif Malik. Water Purification by Plasmas: Which Reactors are Most Energy Efficient? *Plasma Chemical Plasma Process*. 2010. No 30. Pp. 21–31. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11090-009-9202-2>.
4. Bo Jiang, Jingtang Zheng, Shi Qiu, Mingbo Wu, Qinhui Zhang, Zifeng Yan, Qingzhong Xue. Review on electrical discharge plasma technology for wastewater. *Chemical Engineering Journal*. 2014. Vol. 236. Pp. 348-363. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cej.2013.09.090>
5. Baroch P., Saito N., Takai O. Special type of plasma dielectric barrier discharge reactor for direct ozonization of water and degradation of organic pollution. *Journal of Physics D: Applied Physics*. 2008. Vol. 41. No 8. 085207. DOI: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/41/8/085207>
6. Shen Zhao, Chunjing Hao, Di Xu, Yiyong Wen, Jian Qiu, Kefu Liu. Effect of Electrical Parameters on Energy Yield of Organic Pollutant Degradation in a Dielectric Barrier Discharge Reactor. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2017. Vol. 45. No 6. Pp. 1043–1050. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2691726>
7. Fangmin Huang, Li Chen, Honglin Wang, Zongcheng Yan. Analysis of the degradation mechanism of methylene blue by atmospheric pressure dielectric barrier discharge plasma. *Chemical Engineering Journal*. 2010. Vol. 162. No 1. Pp. 250–256. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cej.2010.05.041>
8. Tsuomu Kobayash, Taichi Sugai, Taiki Hanga, Yoshi Minamitani, Taisuke Nose. The effect of spraying of water droplets and location of water droplets on the water treatment by pulsed discharge in air. *IEEE transactions on plasma science*. 2010. Vol. 38. No 10. Pp. 2675–2680. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2010.2047842>
9. Ellyana Njatawidjaja, Anto tri Sugiarto, Takayuki Ohshima, Masayuki Sato. Decoloration of electrostatically atomized organic dye by the pulsed streamer corona discharge. *Journal of Electrostatics*. 2005. No 63. Pp. 353–359. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2004.12.001>
10. Pokryvailo A., Wolf M., Yankevich E., Wald S., Grabowski L.R., Van Veldhuizen E.V.M., Rutgers W.R., Reiser M., Glocker B., Eckhardt T., Kempnaers P., Welleman A. High-power pulsed corona for treatment of pollutants in heterogeneous media. *IEEE transactions on plasma science*. 2006. Vol. 34. No 5. Pp. 1731–1743. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2006.881281>
11. Chen Bingyan, Zhu Changping, Fei Juntao, He Xiang, Yin Cheng, Wang Yuan, Jiang Yongfeng, Chen Longwei, Gao Yuan, Han Qingbang. Water Content Effect on Oxides Yield in Gas and Liquid Phase Using DBD Arrays in Mist Spray. *Plasma Science and Technology*. 2016. Vol. 18. No 1. Pp. 41–50. DOI: <https://doi.org/10.1088/1009-0630/18/1/08>
12. Haixia Wu, Jiawei Fan, Yanhua Xu, Feng Liu, Zhi Fang. Organic pollutants treatment in a water aerosol reactor by pulsed corona discharge at atmospheric pressure. *IOP Conference Series Earth and Environmental Science*. 2020. Vol. 569(1). 012029. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/569/1/012029>
13. Божко І.В., Кондратенко І.П. Ефективність обробки водного розчину метиленової сині імпульсним бар'єрним розрядом на його поверхню. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 6. С. 89–97. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2018.06.089>
14. Берека В.О., Божко І.В., Кондратенко І.П. Дослідження енергоефективності обробки імпульсним бар'єрним розрядом води в крапельно-плівковому стані. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 3. С. 50–57. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2021.03.050>
15. Берека В.О., Божко І.В., Карлов О.М., Кондратенко І.П. Обробка водного розчину метиленової сині в краплино-плівковому стані імпульсним бар'єрним розрядом. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 1. С. 67–75. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2022.01.067>.

## INFLUENCE OF PARAMETERS OF WATER MOVEMENT AT ITS TREATMENTS ON ENERGY EFFICIENCY PULSE BARRIER DISCHARGE

V.O. Bereka, I.V. Bozhko, I.P. Kondratenko  
 Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
 pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,  
 e-mail: [ws77@ukr.net](mailto:ws77@ukr.net)

*A study of the energy efficiency of the pulsed barrier discharge during water treatment in the aerosol state depending on the energy of the pulses (21-72 mJ), their repetition rate (50-300 Hz), the concentration of organic impurities in water (50-100 mg / l) and water content (1.6–3.2%) in the water-air mixture. The discharge was generated by unipolar short pulses (~ 100 ns) in an electrode system with vertically arranged cylindrical electrodes with a diameter of 2 mm, the distance between which was 2 mm. The highest energy yield, which was obtained by decomposing the impurity by*

90%, was 32 g / kWh. In order to determine the influence of water movement parameters on the energy efficiency of a pulsed barrier discharge under similar conditions, the energy efficiency of this type of discharge during water movement in film, drip and aerosol states was compared. It is concluded that water treatment should be carried out in the drip state on the submillimeter size of the drops. In the case of such water movement, the energy efficiency of the pulsed barrier discharge is  $\approx 30\%$  higher than in aerosol. References 15, figures 6, table 1.

**Key words:** impulse barrier discharge, water treatment, aerosol, energy yield.

1. Advanced Oxidation Processes for Water Treatment. Edited by Mihaela I. Stefan. IWA Publishing, 2018. 712 p. DOI: <https://doi.org/10.2166/9781780407197>
2. Vanraes P., Nikiforov A.Y., Leys C. Electrical Discharge in Water Treatment Technology for Micropollutant. Plasma Science and Technology. *Plasma Science and Technology - Progress in Physical States and Chemical Reactions*. 2016. Pp. 429–476. DOI: <https://doi.org/10.5772/61830>
3. Muhammad Arif Malik. Water Purification by Plasmas: Which Reactors are Most Energy Efficient? *Plasma Chemical Plasma Process*. 2010. No 30. Pp. 21–31. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11090-009-9202-2>.
4. Bo Jiang, Jingtang Zheng, Shi Qiu, Mingbo Wu, Qinhui Zhang, Zifeng Yan, Qingzhong Xue. Review on electrical discharge plasma technology for wastewater. *Chemical Engineering Journal*. 2014. Vol. 236. Pp. 348–363. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cej.2013.09.090>
5. Baroch P., Saito N., Takai O. Special type of plasma dielectric barrier discharge reactor for direct ozonization of water and degradation of organic pollution. *Journal of Physics D: Applied Physics*. 2008. Vol. 41. No 8. 085207. DOI: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/41/8/085207>
6. Shen Zhao, Chunjing Hao, Di Xu, Yiyong Wen, Jian Qiu, Kefu Liu. Effect of Electrical Parameters on Energy Yield of Organic Pollutant Degradation in a Dielectric Barrier Discharge Reactor. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2017. Vol. 45. No 6. Pp. 1043–1050. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2691726>
7. Fangmin Huang, Li Chen, Honglin Wang, Zongcheng Yan. Analysis of the degradation mechanism of methylene blue by atmospheric pressure dielectric barrier discharge plasma. *Chemical Engineering Journal*. 2010. Vol. 162. No 1. Pp. 250–256. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cej.2010.05.041>
8. Tsomu Kobayash, Taichi Sugai, Taiki Hanga, Yoshi Minamitani, Taisuke Nose. The effect of spraying of water droplets and location of water droplets on the water treatment by pulsed discharge in air. *IEEE transactions on plasma science*. 2010. Vol. 38. No 10. Pp. 2675–2680. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2010.2047842>
9. Ellyana Njatawidjaja, Anto tri Sugiarto, Takayuki Ohshima, Masayuki Sato. Decoloration of electrostatically atomized organic dye by the pulsed streamer corona discharge. *Journal of Electrostatics*. 2005. No 63. Pp. 353–359. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2004.12.001>
10. Pokryvailo A., Wolf M., Yankevich E., Wald S., Grabowski L.R., Van Veldhuizen E.V.M., Rutgers W.R., Reiser M., Glocker B., Eckhardt T., Kempenaers P., Welleman A. High-power pulsed corona for treatment of pollutants in heterogeneous media. *IEEE transactions on plasma science*. 2006. Vol. 34. No 5. Pp. 1731–1743. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2006.881281>
11. Chen Bingyan, Zhu Changping, Fei Juntao, He Xiang, Yin Cheng, Wang Yuan, Jiang Yongfeng, Chen Longwei, Gao Yuan, Han Qingbang. Water Content Effect on Oxides Yield in Gas and Liquid Phase Using DBD Arrays in Mist Spray. *Plasma Science and Technology*. 2016. Vol. 18. No 1. Pp. 41–50. DOI: <https://doi.org/10.1088/1009-0630/18/1/08>
12. Haixia Wu, Jiawei Fan, Yanhua Xu, Feng Liu, Zhi Fang. Organic pollutants treatment in a water aerosol reactor by pulsed corona discharge at atmospheric pressure. *IOP Conference Series Earth and Environmental Science*. 2020. Vol. 569(1). 012029. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/569/1/012029>
13. Bozhko I.V., Kondratenko I.P. Efficiency of treatment of aqueous solution of methylene blue via exposure to pulse dielectric barrier discharge to the surface. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 89–97. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.089> (Ukr)
14. Bereka V.O., Bozhko I.V., Kondratenko I.P. Research of energy efficiency of processing by pulse barrier discharge of water in a drop-film state. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 50–57. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.050> (Ukr).
15. Bereka V.O., Bozhko I.V., Karlov O.M., Kondratenko I.P. Treatment of an aqueous solution of methylene blue in the droplet-film state by pulsed barrier discharge. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 1. Pp. 67–75. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.01.067>. (Ukr).

Надійшла 16.03.2022  
Остаточний варіант 11.04.2022

## NOVEL SMALL-APERTURE TRANSDUCERS BASED ON MAGNETOSTRICTIVE EFFECT FOR DIAGNOSTIC SYSTEMS

I.V. Bohachev<sup>\*</sup>, V.P. Babak<sup>\*\*</sup>, A.O. Zaporozhets<sup>\*\*\*</sup>

Institute of General Energy National Academy of Sciences of Ukraine,  
172, Antonovycha Str., Kyiv, 03150, Ukraine,  
e-mail: [ydoe@ukr.net](mailto:ydoe@ukr.net); [a.o.zaporozhets@nas.gov.ua](mailto:a.o.zaporozhets@nas.gov.ua)

*Small-aperture transducers based on the magnetostrictive effect for the emission and reception of signals in the ultrasonic range in solid materials have been developed. The article discusses their design features and specifications. Attention is paid to the features of the choice of materials, shapes, and geometrical dimensions of the excitation coil, damper, and magnet. Structural and electrical circuits of the developed transducers are given. Some design and technological solutions have been proposed that can increase the radiation power by 10 times, and resolution by 2-3 times, compared with existing analogs. The area of the radiating part of the sensor is from 0.07 to 0.2 mm<sup>2</sup>. Such transducers can be used in various diagnostic systems to detect defects in power equipment, aircraft products, industrial equipment, etc. References 22, figures 10, tables 4.*

**Keywords:** magnetostrictive effect, sensor, ferromagnet, Curie point, magnetic field, magnetic induction, non-destructive testing.

**1 Introduction.** The relevance of the research topic is due to the widespread use of ultrasonic methods for monitoring and diagnosing solids, especially in energy (energy equipment of the thermal power plants, nuclear power plants, etc.). Acoustic methods are widely used in physical research, in particular, they allow the study of various phenomena in solids. In the general case, several types of elastic waves can propagate in a medium, the characteristics of which carry information about the various properties of the medium [1].

Along with bulk (longitudinal and transverse) elastic waves, surface waves are widely used in research. Improving the experimental technique, expanding the frequency range of elastic waves (up to 10<sup>9</sup> Hz), together with the development of theoretical ideas about the mechanism of propagation of elastic waves in solids, has led to the widespread use of ultrasonic methods in scientific and practical research.

In particular, information on the physicomechanical properties of metals and alloys, the nature of phase transitions, and the magnitude of interatomic interaction forces can be obtained using modern diagnostic systems, including based on acoustic methods [2-9]. The high sensitivity of ultrasonic methods [10] to inhomogeneities of the medium and variations in its physicomechanical properties led to the creation and development of ultrasonic diagnostic methods, which makes it possible to study materials that are “opaque” for other methods. On their basis, specialized systems for diagnostics and control of solids are created in real-life conditions [11].

### 2 Analysis of existing systems and sensors

**2.1. Ultrasonic field control systems.** The low speed of elastic waves (five orders of magnitude lower than the speed of propagation of electromagnetic waves), as well as the small value of the wavelength of the same frequency, allows to create of microminiature high-performance information processing devices (delay lines, filters, coding systems, etc.). The use of nonlinear effects associated with the propagation of ultrasonic waves in solids led to the creation of frequency multipliers, mixers, parametric amplifiers, as well as instruments for the correlation analysis of signals.

Currently, magnetostrictive effects are mainly used to create ultrasonic resonant transducers and are used in industry for processing brittle materials, welding, washing, cleaning, and the like.

---

© Bohachev I.V., Babak V.P., Zaporozhets A.O., 2022  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0001-7781-5767> ; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-9066-4307> ;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-0704-4116>

Typically, such transducers operate at their resonant frequency of mechanical vibrations, since in this case, the conversion of energy from one form to another is most effective. Thin sheet metal magnetostrictive transducers perform better in the low-frequency ultrasonic range (from 20 to 50 kHz) and at frequencies above 100 kHz, they have a very low efficiency [12, 13].

Inverse magnetostrictive effects make it possible to build numerous sensors that can be used to measure forces, displacements, accelerations, and other mechanical quantities in various automation systems [14].

Table 1 shows a comparison of known systems for monitoring the characteristics of the ultrasonic field with piezoelectric transducers (PET) and the proposed system with low-aperture magnetostrictive transducers (MST).

**Table 1**

| Parameter   | PET's system                    | MST's system                    |
|---|---------------------------------|---------------------------------|
| Waves' types  | Longitudinal transverse surface | Longitudinal transverse surface |
| The minimum area of the transducer, mm <sup>2</sup> | 1– 4                            | 0.07 – 0.2                      |
| Longitudinal resolution, mm                         | 0.5 – 1.0                       | 0.02 – 0.05                     |
| Transverse resolution, mm                           | 2.0 – 3.0                       | 0.3 – 0.5                       |
| Frequency range, MHz                                | 0.5 – 10.0                      | 0.5 – 10.0                      |
| Transducers manufacturing technology                | Requires complex processes      | Enough lab conditions           |

Existing systems have a low resolution, limiting the accuracy of determining the characteristics of the acoustic field. In addition, they are of limited use in monitoring objects of complex shape and objects used at high temperatures during their operation, since the Curie temperature for most PETs does not exceed 100 °C. The Curie point (the temperature at which the magnetostrictive effect disappears) for most magnetostrictive materials is in the range of 600 – 1200 °C, which significantly exceeds the Curie temperature for PETs [15, 16]. This feature allows the use of magnetostrictive transducers at high temperatures, which is necessary to control heated bodies (boilers, pipes, heat exchangers, etc.) directly during their operation in heat supply systems [17].

**2.2. Features of the functioning of magnetostrictive transducers.** A significant part of magnetostrictive measuring information transducers is made up of linear displacement transducers based on magnetostrictive delay lines. Magnetostrictive position transducers (MPT) quite justifiably took an active place among the position sensors on the market [18]. This is due primarily to their high reliability, vibration resistance, as well as a significant range of transformations, and relatively low cost.

Today, the world leaders in the development and production of MPT are such companies as MTS (USA), Balluff (Germany), Schlumberger Industries (France), and others. Analysts of these firms point to more than 1,500 areas of use of MPT. The transducers of these firms have a permissible error in measuring the displacement of not more than 1 mm; a range of operating temperatures of application – from -200 to +200 °C; measured displacement - from 0 to 6000 mm; have high noise immunity and minimum power consumption [19].

Table 2 shows the characteristics of MPT by Gefran, Balluff, KSR-Kuebler and MTS Sensors.

**Table 2**

| Parameters                 | Balluff   | Gefran    | KSR-Kuebler   | MTS Sensors |
|----------------------------|-----------|-----------|---|-------------|
| Measuring displacement, mm | 0 – 5500  | 50 – 4000 | 200 – 6000  | 50 – 5500   |
| Working temperature, °C    | -40 – +85 | -30 – +90 | -45 – +125, -200 – +200 (for high and low temperatures) | -200 – +125 |
| Measurement errors, mm     | <1        | <1        | <1  | 0.13 – 0.8  |
| Power voltage, V           | to 24     | 24        | 10 – 30   | 10.5 – 28   |

Depending on the type of wave motion used, MPT based on volume and surface acoustic waves (SAWs) is known. MPT uses SAWs until they have found wide application since SAWs practically do not allow contactless excitation and reading of ultrasonic vibrations (attenuation of about 80 dB), that is, they do not allow constructing a mechanically smoothly adjustable delay line in a wide range of transformations.

A simplified functional diagram of a MPT that operates on longitudinal ultrasonic waves is shown in Fig. 1, a.



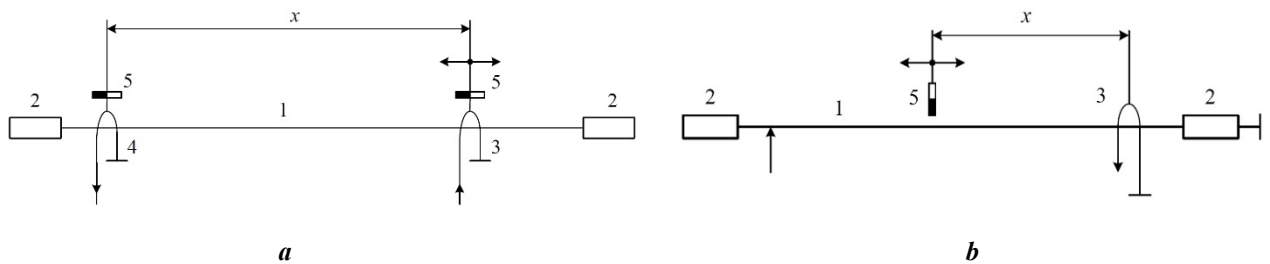


Fig. 1

The basis of the MPT is a mechanically continuously adjustable ultrasonic delay line with a ferromagnetic wire, tubular or tape waveguide *I*, the excitation and reading of ultrasonic pulses which is carried out by magnetostrictive method.

The main elements of the MPT are input 4 and output 3 electro-acoustic transducers (EAT), acoustically connected to a common waveguide, at the ends of which dampers 2 are located.

After applying a pulse of the excitation current to coil 3 in the area of the waveguide *I* under the coil, a longitudinal ultrasonic wave is excited due to the Joule effect, propagates in both directions along the waveguide. The wave propagates to the right and attenuates in the damper 2. The wave propagates to the left, due to the Villari effect, generates an electromotive force in the read coil 4 of the output EAT after a time  $t_x$  proportional to the position  $x$ . Propagating further, the wave is absorbed by the damper 2.

Information about the movement (position) of the coil 3 is the time interval of the propagation of the ultrasonic signal along the waveguide between the MSTs:

$$t_x = pX/V_{pr}, \quad (1)$$

where  $x$  is the generalized linear displacement;  $p$  is the sensitivity coefficient, which is determined by the method of formation of the time interval;  $V_{pr}$  is the propagation velocity of a longitudinal ultrasonic wave along the waveguide, which is determined by the equation

$$V_{pr} = \sqrt{\frac{E}{\rho} \left[ 1 - \left( \pi v \frac{R}{\lambda} \right)^2 \right]}, \quad (2)$$

where  $E$  – elastic modulus of the waveguide material;  $\rho$  is the specific gravity of the waveguide material;  $v$  – the Poisson's ratio (for metals  $\sim 0.3$ );  $R$  – radius of the circumference of the cross-section of the waveguide;  $\lambda$  – length of the longitudinal ultrasonic wave for which the velocity is determined.

Speed without dispersion is expressed as follows:

$$V_{pr} = \sqrt{E/\rho}. \quad (3)$$

The basic design of the MPT position on torsion waves is shown in Fig. 1, *b*.

The movable element of the MPT of this type is a permanent magnet 4, and the excitation current pulse is supplied directly to the waveguide. A circular magnetic field is formed around the waveguide, which interacts with the longitudinal magnetic field of a permanent magnet. As a result of this, the magnetic field in the interaction zone changes abruptly and, due to the direct magnetostrictive effect (Wiedemann effect), a torsional ultrasonic wave arises in the waveguide and propagates along the waveguide. Having reached the reading zone, the ultrasonic pulse is converted into an electric pulse, and a time interval proportional to the movement is formed at the output of the MPT.

The installation at the end of the conversion range of an additional immovable permanent magnet allows to create of an additional reference time interval and implements the equations of logometric and differential conversion.

The use of MPT to determine the displacement of the float in storage tanks for various liquids allows the creation of high-precision ultrasonic level gauges and flow meters.

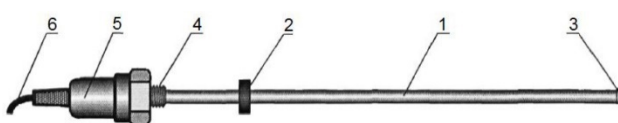


Fig. 2

Fig. 2 shows the design of MPT, which can be recommended for use in normal and special operating conditions, including in thermal engineering facilities.

The transducer includes a linear acoustic waveguide (oscillator) located in a protective sealed

enclosure 1, and a magnetic positioning element 2, which can be moved along the enclosure 1. A linear section of enclosure 1 from the sealed plug 3 to the threaded connection 4 is a measuring part of the transducer. A magnetostrictive transducer with matching and damping devices, which are hermetically closed by a protective cover 5, is placed between the threaded connection 4 and the electric cable 6. An information signal on the movement of the magnetic positioning element 2 through an electric cable 6 is transmitted to the secondary transducers.

Such transducers are widely used to control the level and flow rate of liquid in containers for various purposes. The waveguide length can reach 10 m or more with a distance measurement error of less than 1 mm.

From the above analysis of existing magnetostrictive sensors, it follows that they are widely used in various fields of technology, but rarely used in the systems of ultrasonic diagnostics of solids, which are the most important objects.

In this connection, some questions arise: if the magnetostrictive delay line is “cut”, can the transducers be used to excite and receive ultrasonic waves in a solid? Will the radiation power be sufficient? Enough sensitivity of the receiving transducers? What geometric dimensions can be controlled?

It should also be noted that the excitation and reception of ultrasonic vibrations in a solid can only be achieved using magnetostrictive transducers that excite longitudinal waves.

The purpose of the work is to develop approaches to the creation of magnetostrictive transducers for control and diagnosing systems of the technical condition of metal and composite structures and experimental studies of the ultrasonic testing system developed on their basis.

### **3. Approaches to the creation of magnetostrictive transducers**

#### **3.1. Choice of material for the manufacture of the waveguide and its technological processing**

The waveguide is one of the most important elements of MSTs. The parameters of the materials of the waveguides, with the exception of the saturation magnetization and the Curie temperature, are very sensitive to the chemical composition of the material and the presence of impurities.

Therefore, in order to obtain high values of magnetostrictive parameters, various types of heats performed in induction furnaces under vacuum should be used. Of the available and relatively cheap materials, it is advisable to use the iron-cobalt permendur alloy in the form of a cylindrical profile wire with a diameter of 0.3 to 2.0 mm, which makes it possible to increase the sensitivity of MSTs by an order of magnitude compared to traditional nickel wire.

The efficiency of MST is largely dependent on electromagnetic and mechanical energy losses in ferromagnetic materials. Electromagnetic losses account for the bulk of total losses. They consist of eddy current losses (Foucault currents), which depend on the electrical resistivity of the waveguide material and magnetic hysteresis losses, which are estimated by the coercive force of the material. The effectiveness of materials is the greater, than greater the value of magnetostrictive susceptibility, coefficient of magnetomechanical coupling, saturation magnetostriction and the lower their electromagnetic losses.

The materials for these magnetostrictive devices must also have a sufficiently large modulus of elasticity to provide high rigidity. It is understood that the issue of material cost is also important.

Iron-aluminum alloys and iron-cobalt alloys have good magnetostrictive properties. The maximum value of saturation magnetostriction is reached at 65–70% of the cobalt content and is  $\lambda_s = 90 \cdot 10^{-6}$ . Iron-cobalt alloys have a high value of elastic modulus and good magnetic properties: a record value of saturation induction and a fairly high magnetic permeability.

A high value of saturation magnetostriction  $\lambda_s = 70 \cdot 10^{-6}$  is maintained at a cobalt content of 40-45%. With a lower cobalt content, magnetostriction decreases sharply. The industry produces two types of iron-cobalt alloys with a content of 65% Co (K65 alloy) and 49% Co with the addition of 2% vanadium to improve machinability (K49F2 permendure). Both alloys have a high value of elastic modulus and good magnetic properties – a record value of saturation induction  $B_s = 2.4$  T and a sufficiently high magnetic permeability. At the same time, K49F2 alloy has somewhat better magnetic, and K65 alloy has mechanical properties. Low electrical resistance and, accordingly, high eddy current losses in the K65 alloy make it less suitable in the ultrasound technique. A slightly higher cost, about 4 times more than nickel, cannot serve as an obstacle to the use of these alloys in modern highly automated monitoring systems for heating equipment. The most suitable material for small aperture magnetostrictive transducers is K49F2 alloy (permendure).

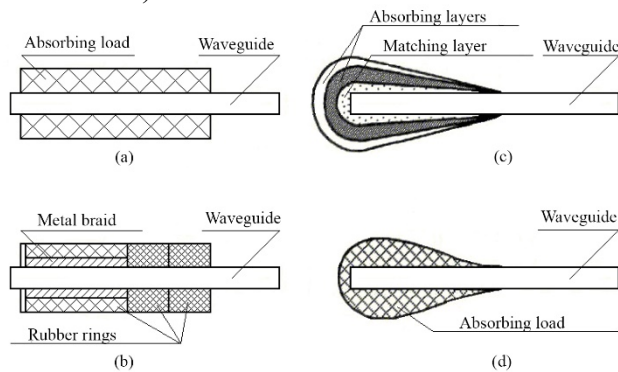
#### **3.2. Choice of material, shape, and geometric dimensions of the damper**

Acoustic waveguide dampers are introduced into the design of the transducers to reduce the level of spurious reflected signals from the ends of the waveguides. To this end, the end of the waveguide is equipped with special devices, as a result of which the specific attenuation of the ultrasonic wave in the end

sections of the waveguides smoothly increases to such a value that the level of signals reflected from the ends of the waveguide does not exceed the permissible value.

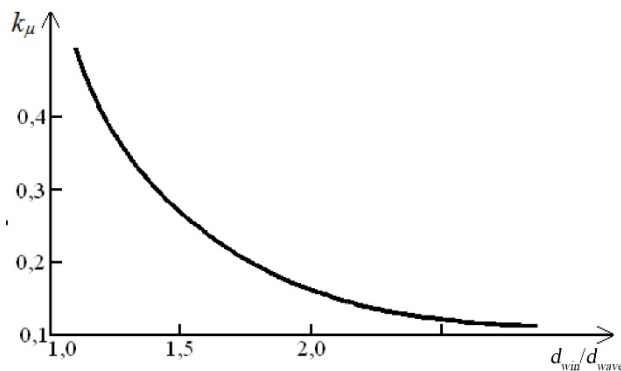
Modern transducers for dampers most often use leather, rubber, gum, metal, etc. (Fig. 3: *a* – cylindrical single layer, *b* – cylindrical multi-element, *c* – drop-shaped multilayer, *d* – drop-shaped single layer). However, these dampers have a complex structure, large overall dimensions, and a limited temperature range (-40 ... + 110 °C).

The best absorbing properties are of dampers of a drop-shaped single layer of medium size (diameter about 5 mm).



**Fig. 3**

Fig. 4 shows that when  $d_{win} / d_{wave} = 2$ , the coefficient of use of the magnetic properties of the waveguide is about 0.1; that is 10 times worse than when winding the wire directly on the waveguide. From this, we can conclude that the excitation coil should be single-layer, contain a small number of turns, and be wound directly on the waveguide.



**Fig. 4**

of the turns from the waveguide.

The transducer winding can be made of wire, for example, PETV-2 0,063, TU 16-502.003-82, which is applied to the outer surface of the waveguide.

If the transducer operates at the same frequency, then the winding can be multi-sectional. Each next section is wound on the previous meeting and at a half-wave distance from the previous winding. The number of sections should be paired. This allows increasing the sensitivity several times.

### 3.4. Choice of material, dimensions, and residual magnetization of a permanent magnet

The following requirements for permanent magnet magnetic materials for low-aperture MSTs are determined:

- residual magnetic induction  $B_r \geq 14000$  G;
- coercive force  $H_c \geq 530$  E;
- Curie temperature is more than +760 °C;
- range of working temperatures: -80...+ 200 °C;
- high mechanical strength.

For most cases of manufacturing small-aperture MSTs, it is quite sufficient to use rod permanent magnets from magnetically hard materials. Good results have been obtained using neodymium bar magnets 1 mm in diameter and 5 mm long, glued directly onto the excitation winding.

Experimental research has shown that single-layer drop-shaped dampers with a diameter of 1.5 ... 10 mm for waveguides with a diameter of 0.3 ... 2.0 mm have good absorbing properties. Such dampers were made from epoxy resin ED-20, mixed with tungsten powder in a weight ratio of 1 to 2. The absorption coefficient in this case is more than 20 dB.

### 3.3. Choice of material, shape, and geometric dimensions of the field coil

The dependence of the electromechanical coupling coefficient of the waveguide material  $k_\mu$  on the ratio of the winding diameter to the diameter of the acoustic waveguide  $d_{win}/d_{wave}$  is shown in Fig. 4.

From the analysis of the data obtained, the following conclusions can be drawn:

- a slight increase in the distance between the turns of the coil and the waveguide leads to a noticeable decrease in the magnitude of the received signal, which becomes especially noticeable with increasing frequency;
- with an increase in the frequency of filling oscillations of radio pulses, the electromechanical coupling coefficient decreases, which leads to a decrease in the magnitude of the received signals.

Therefore, it is necessary to fabricate the excitation coils of the MST with a minimum distance

#### 4. Development of a control system

**4.1. Development of small-aperture ultrasonic sensors.** Unlike a liquid, elastic waves of various types arise and propagate in a solid, the characteristics of which contain information about the properties of controlled objects and defects in their internal structure. Along with body (longitudinal and transverse) elastic waves, surface waves are widely used in research.

For the emission and reception of ultrasonic waves in diagnostic systems, PET with a significant working surface area is most often used. In most cases, this is advisable, because in this case, the radiation pattern of the transducer has a pronounced maximum in the direction of radiation. This provides sufficient energy for the signal reflected from the inhomogeneity. However, there are several technical problems where the use of such transducers is impossible. These are the tasks of measuring the characteristics of the ultrasonic field in bodies of small sizes, in bodies with a complex surface shape, in heated bodies, and the like [20].

To solve them, it can use small apertures ultrasonic magnetostrictive transducers, a simplified design of which is shown in Fig. 5, where 1 is the body, 2 is an ultrasonic mirror, 3 is a waveguide of magnetostrictive material, 4 is an excitation coil, 5 is a permanent magnet, 6 is a damper. Figure 6 shows a line of such transducers in one housing, where 7 is a filler and 8 is a magnetic screen.

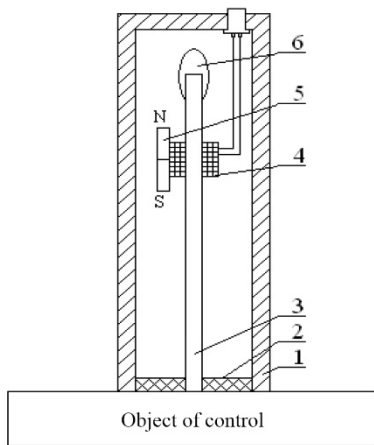


Fig. 5

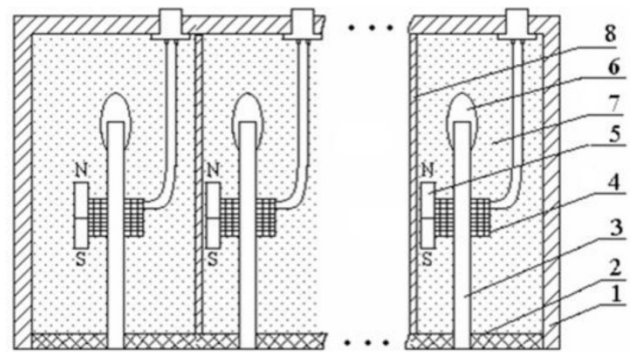


Fig. 6

The main parameters and characteristics of magnetostrictive transducers substantially depend on the design of the transducer itself, the accuracy of the manufacture of its elements and parts, as well as on the technological processes of processing the materials from which the transducers are made [21, 22].

#### 4.2. Block diagrams of control units

As described above, a small aperture magnetostrictive radiator has a small emitting surface area, which makes it possible to create a spherical (non-directional) longitudinal wave in a controlled sample. Therefore, for the normal operation of the ultrasonic monitoring system, it is necessary to ensure sufficient radiation power.

Figure 7 shows a block diagram of a block of powerful MST with acoustic summation of signals in a waveguide. The proposed technical solution provides an increase in the intensity of the emitted signal by  $N^2$  times, where  $N$  is the number of summation channels.

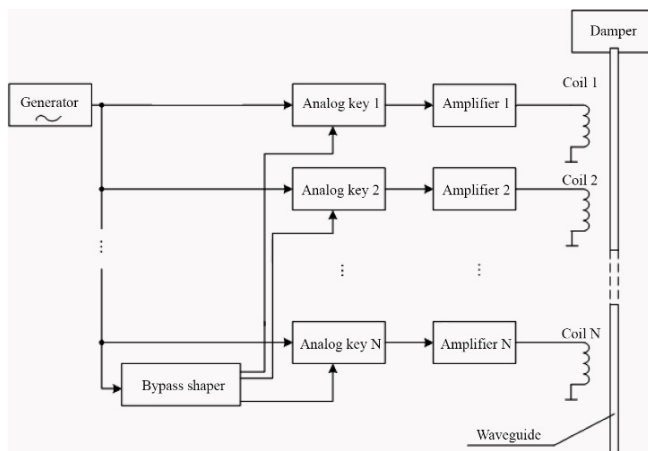


Fig. 7

The time dependence of acoustic pressure under the  $N$ -th excitation coil is described by the following expressions:

$$\begin{aligned}
 p_1(t) &= u_1(t) + (n-1)a/V_{np} \cdot K \cdot e^{-\beta(n-1)a}, \\
 p_2(t) &= u_2(t) + (n-2)a/V_{np} \cdot K \cdot e^{-\beta(n-2)a}, \\
 p_i(t) &= u_i(t) + (n-i)a/V_{np} \cdot K \cdot e^{-\beta(n-i)a}, \\
 p_N(t) &= u_N(t) \cdot K,
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

where  $u_i(t)$  is the electrical signal on the  $i$ -th excitation coil;  $K$  is the coupling coefficient of the electromechanical coupling;  $\beta$  is the attenuation coefficient of the ultrasonic signal in the waveguide;  $a$  is the distance between the excitation coils;  $n$  is the number of the excitation coil,  $N$  is the number of excitation channels (number of coils).

The diameter of the radiating surface of the transducer (the diameter of the waveguide) is 0.3 – 0.5 mm. The transducer operates at a frequency of 1 MHz. With this ratio of the diameter of the transducer and the frequency of the carrier oscillation of the radio pulse, an ultrasonic longitudinal wave with a directivity pattern in the form of a hemisphere is emitted into the test sample. The distances between the excitation coils are equal to one longitudinal wavelength in the waveguide. The signals to the excitation coils are delayed in time concerning the previous coils for one period of the carrier oscillation. Thus, at the end of the waveguide, the signals from each coil arrive simultaneously and in phase, which provides an acoustic summation of the signals in the waveguide and allows to increase in the amplitude of the emitted signal by  $N$  times, and the radiation power by  $N^2$  times.

However, the distances between the coils are determined based on the frequency of the carrier oscillation. Thus, for different frequencies of the carrier oscillation, it is necessary to produce various emitters.

The number of channels in a radiating MST can be any, but it should be borne in mind that the displacement of the particles of the waveguide should not exceed the value of elastic deformations, since this can lead to the destruction of the waveguide.

A single transducer allows to determine the fact of the presence or absence of a defect but does not allow determining its spatial position in the sample. In addition, to determine the size and location of the defect, it is necessary to perform a mechanical scan of the surface of the controlled sample and apply complex calculation algorithms. This disadvantage can be eliminated by using rulers and matrixes of transducers.

### 5 Experimental results

The structural diagram of the ultrasonic control system with small aperture transducers is shown in Fig. 8.

In the analysis and calculation of the acoustic path, the requirements for the hardware of the device for generating an electric radio-pulse excitation signal and receiving an ultrasonic signal from a small-aperture MST were determined.

The frequency of filling the radio pulse is 0.1 ... 10 MHz. The pulse duration is 1 ... 8 periods of filling oscillation. The amplitude value of the voltage to the emitters should be more than 5 V, with a load of less than 1 Ohm. The input impedance of the receiving amplifier must be more than 2 kOhm. The amplification factor is more than 2500 times.

Based on the requirements, circuits were developed and an electronic unit manufactured. Technical characteristics of the electronic unit for the formation and acceptance of radio pulse signals are shown in Table 3.

Figure 9 shows a photo of a part of a sample of riveted joint parts marked with a black arrow.

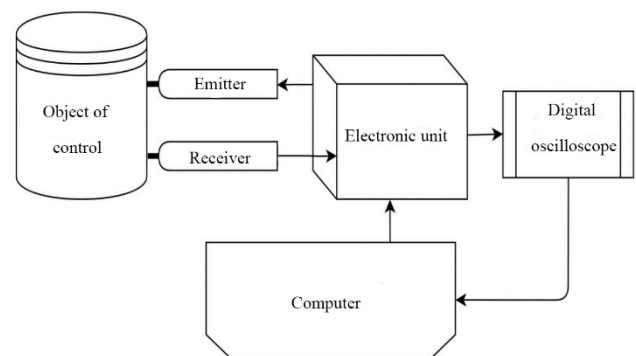


Fig. 8

| Table 3   |                                     |
|---|-------------------------------------|
| Parameter   | Value                               |
| Frequency of filling of the radio pulse signal, MHz                       | 0.1; 0.25; 0.5; 1.0; 2.5; 5.0; 10.0 |
| Duration of the radio pulse, the number of periods of filling oscillation | 1 ... 8                             |
| Amplitude value of the voltage to the emitters at a load of 0.5 Ohm, V    | 0 ... 10                            |
| Amplifier input impedance, kOhm   | more 3.0                            |
| The maximum output voltage, V   | 10                                  |
| Amplification factor  | 5000                                |

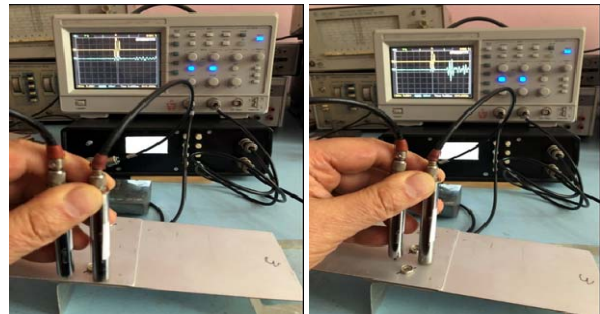
The crack was grown artificially by repeated variable bending loads on the part. A crack occurs in the region of rivets since here the mechanical stress is 3-4 times higher than the stress in other parts of the specimen.

Using the equipment described above, ultrasonic testing of this part was carried out at various sites in the rivet area. The location of the transducers on the sample and the waveforms of the received signals are shown in Fig. 10 (*a* – with a crack, *b* – without breaking the integrity).

As can be seen from the oscillograms of the received sensor signals, when the ultrasonic wave passes through the crack, the signal decreases by more than 10 times (Fig. 10, *a*). Thus, most of the wave energy is reflected from the crack.



Fig. 9



*a*

Fig. 10

*b*

The results of experimental studies are shown in Table 4.

Table 4

|                  | No crack | With crack [L=2 cm] | With crack [L=3 cm] | Measurement error |
|------------------|----------|---------------------|---------------------|-------------------|
| $t, \mu\text{s}$ | 13.8     | 14.3                | 16.8                | 0.1               |
| $2U_m, \text{V}$ | 5        | 0.5                 | 0.45                | 0.02              |

The delay time for the signal to pass through the cracked portion of the sample increased by  $0.5 \cdot 10^{-6}$  from the distance between the transducers  $L=2$  cm and  $3 \cdot 10^{-6}$  s at  $L=3$  cm compared to the delay time during the signal passed through the defect-free portion of the sample. The change in the delay time and the amplitude of the

signal is due to a change in the signal path between the transducers.

## 6 Conclusions

Small-aperture magnetostrictive transducers have a small area of the radiating surface, which allows obtaining an almost circular radiation pattern for surface ultrasonic waves.

Surface waves have a small penetration depth, which is convenient for detecting surface cracks.

A significant advantage of MSTs is the Curie point for most common magnetostrictive materials is in the range of 600 ... 1200 °C, which is much higher than the Curie temperature for piezoelectric transducers. In addition, the zone for converting an acoustic signal into an electrical one is located at some distance (5 ... 1000 mm or more) from the point of contact with the test object, unlike piezoelectric transducers. These features allow to use of low-aperture MSTs at high temperatures, which is necessary to control heated objects (boilers, pipes, heat exchangers, etc.) directly in the process of their operation.

The use of low-aperture magnetostrictive sensors in ultrasonic control systems also allows to control with high reliability of the distribution of acoustic pressure on the surface of the elements of ultrasonic phased array antennas, as well as other parameters and characteristics of modern ultrasonic sensors.

Methods for improving the characteristics of low-aperture MSTs have been developed and experimentally investigated that have increased the radiation power by  $\geq 10$  times, sensitivity and resolution - by 2-4 times with a radiating surface area of not more than  $0.2 \text{ mm}^2$ .

Based on the proposed methods for improving the characteristics of MSTs, experimental transducers were created and their laboratory tests were carried out, confirming the effectiveness of the proposed scientific and technical solutions.

Acoustic contact of magnetostrictive transducers with the object of control can be provided without the use of special contact liquids. When using contact fluid, the amplitude of the received signal increases by 2 ... 3 times, which is useful during controlling large parts.

With a known distance between the emitter and the receiver of ultrasonic vibrations (when two transducers are located in the same housing), the propagation velocity of the ultrasonic wave in the controlled sample can be determined, and later it can be used to calculate the size of the crack and its location.

It seems advisable to direct further research to an in-depth study of the transformation and interference of various types of waves in ultrasonic tracts and the development of methods for monitoring various objects.

**Acknowledgments.** *The project presented in this article is supported by «Development of a system for monitoring the level of harmful emissions of TPP and diagnosing the equipment of power plants using renewable energy sources on the basis of Smart Grid with their collaboration» (2019-2021, 0119U101859), «Development of method, methodology and control for elements of building machines and metal constructions with small-aperture magnetostrictive sensors» (2019-2021, 0119U102458) and «Development of models, methods and methodology for determining the state of industrial structures according to the data of monitoring system with forecasting the residual resource» (2021-2025, 0121U110307), which are financed by National Science of Ukraine.*

1. Eremenko V., Zaporozhets A., Isaenko V., Babikova K. Application of wavelet transform for determining diagnostic signs. In: *CEUR Workshop Proceedings*. 2019. 2387. Pp. 202-214.
2. Eremenko V.S., Babak V.P., Zaporozhets A.O. Method of reference signals creating in non-destructive testing based on low-speed impact method. *Tekhnichna Elektrodynamika* 2021. No 4. Pp. 70-82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.070>
3. Figlus T., Liščák Š., Wilk A., Łazarz B. Condition monitoring of engine timing system by using wavelet packet decomposition of an acoustic signal. *Journal of Mechanical Science and Technology*. 2014. No 28. Pp. 1663–1671. DOI: <https://doi.org/10.1007/s12206-014-0311-3>
4. Babak V., Eremenko V., Zaporozhets A. Research of diagnostic parameters of composite materials using Johnson distribution. *International Journal of Computing*. 2019. Vol. 18(4). Pp. 483-494.
5. Ravinda H.V., Srinivasa Y.G., Krishnamurthy R. Acoustic emission for tool condition monitoring in metal cutting. *Wear*. 1997. Vol. 212(1). Pp. 78-84. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0043-1648\(97\)00137-3](https://doi.org/10.1016/S0043-1648(97)00137-3)
6. Zaporozhets A., Eremenko V., Babak V., Isaenko V., Babikova K. Using Hilbert Transform in Diagnostic of Composite Materials by Impedance Method. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. 2020. Vol. 64(4). Pp. 334-342. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPec.15066>
7. Boczar T., Cichon A., Borucki S. Diagnostic expert system of transformer insulation systems using the acoustic emission method. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2014. Vol. 21(2). Pp. 854-865. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2013.004126>
8. Majasan J.O. et al. Recent advances in acoustic diagnostics for electrochemical power systems. *Journal of Physics: Energy*. 2021. Vol. 3(3). 032011. DOI: <https://doi.org/10.1088/2515-7655/abfb4a>
9. Glowacz A. Fault diagnosis of single-phase induction motor based on acoustic signals. *Mechanical Systems and Signal Processing*. 2019. No 117. Pp. 65-80. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2018.07.044>
10. Rybyanets A.N., Naumenko A.A., Sapozhnikov O.A., Khokhlova V.A. New Methods and Transducer Designs for Ultrasonic Diagnostics and Therapy. *Physics Procedia*. 2015. No 70. Pp. 1152-1156. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.phpro.2015.08.247>
11. Babak V., Babak S., Myslovych M., Zaporozhets A., Zvaritch V. Technical provision of diagnostic systems. Springer, Cham: In: *Diagnostic Systems For Energy Equipments*. Studies in Systems, Decision and Control. 2020. Vol. 281. Pp. 91-133. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-44443-3\\_4](https://doi.org/10.1007/978-3-030-44443-3_4)
12. Vinogradov S., Eason T., Lozev M. Evaluation of Magnetostrictive Transducers for Guided Wave Monitoring of Pressurized Pipe at 200 °C. *J. Pressure Vessel Technol.* 2018. Vol. 140(2). 021603. DOI: <https://doi.org/10.1115/1.4038726>
13. Vinogradov S., Cobb A., Fisher J. New Magnetostrictive Transducer Designs for Emerging Application Areas of NDE. *Materials*. 2018. Vol. 11(5). DOI: <https://doi.org/10.3390/ma11050755>
14. Wu J., Tang Z., Wang K., Lv F. Signal Strength Enhancement of Magnetostrictive Patch Transducers for Guided Wave Inspection by Magnetic Circuit Optimization. *Applied Sciences*. 2019. Vol. 9(7). 1477. DOI: <https://doi.org/10.3390/app9071477>
15. Pinter A., Huba A. Study of Pressure-Sensitive Materials for Floor Sensor Networks. *Periodica Polytechnica Mechanical Engineering*. 2015. Vol. 60(1). Pp. 32-40. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPme.8434>
16. Mohammadi S., Cheraghi K., Khodayari A. Piezoelectric vibration energy harvesting using strain energy method. *Engineering Research Express*. 2019. Vol. 1(1). 015033. DOI: <https://doi.org/10.1088/2631-8695/ab3f0c>
17. Bogachev I.V., Meleshchenko L.V. Improvement of main parameters of magnetostrictive transducers. *Technical Diagnostics and Non-Destructive Testing*. 2017. No 4. Pp. 42-45. DOI: <https://doi.org/10.15407/tdnk2017.04.06>

18. Weld K., Uras M., Ulsoy G. Applications and Optimization of a Constant Flux Magnetostrictive Impact Sensor. In: *ASME 2017 Dynamic Systems and Control Conference*. Tysons, Virginia, USA, October 11-13, 2017. DOI: <https://doi.org/10.1115/DSCC2017-5322>

19. Calkins F.T., Flatau A.B., Dapino M.J. Overview of Magnetostrictive Sensor Technology. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*. 2007. Vol. 18(10). 1057-1066. DOI: <https://doi.org/10.1177/1045389X06072358>

20. Tavassolizadeh A., Rott K., Meier T., Quandt E., Holscher H., Reiss G., Meyners D. Tunnel MagnetoResistance Sensors with Magnetostrictive Electrodes: Strain Sensors. *Sensors*. 2016. Vol. 16(11). 1902. DOI: <https://doi.org/10.3390/s16111902>

21. Seung H.M., Kim Y.Y. Generation of omni-directional shear-horizontal waves in a ferromagnetic plate by a magnetostrictive patch transducer. *NDT & E International*. 2016. No 80. Pp. 6-14. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ndteint.2016.02.006>

22. Kwum H., Teller C. M. Magnetostrictive generation and detection of longitudinal, torsional, and flexural waves in a steel rod. *The Journal of the Acoustical Society of America*. 1994. No 96. 1202. DOI: <https://doi.org/10.1121/1.411391>

УДК 681.586.785

## НОВІ МАЛОАПЕРТУРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НА ОСНОВІ МАГНІТОСТРИКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ ДЛЯ ДІАГНОСТИЧНИХ СИСТЕМ

**Богачев І.В., Бабак В.П., Запорожець А.О.**  
Інститут загальної енергетики НАН України,  
Вул. Антоновича, 172, Київ, 03150, Україна,  
e-mail: [vdoe@ukr.net](mailto:vdoe@ukr.net) ; [a.o.zaporozhets@nas.gov.ua](mailto:a.o.zaporozhets@nas.gov.ua)

*Розроблено малоапертурні перетворювачі на основі магнітострикційного ефекту для випромінювання та прийому сигналів ультразвукового діапазону в твердих матеріалах. У статті розглядаються їхні конструктивні особливості та технічні характеристики. Звертається увага на особливості вибору матеріалів, форми та геометричних розмірів котушки збудження, демпфера та магніту. Наведено структурні та електричні схеми розроблених перетворювачів. Запропоновано ряд конструкторсько-технологічних рішень, що надають змогу збільшити потужність випромінювання в 10 разів, а роздільну здатність – у 2-3 рази в порівнянні з існуючими аналогами. Площа випромінюючої частини сенсора становить від 0,07 до 0,2 мм<sup>2</sup>. Такі перетворювачі можуть використовуватися в різних діагностичних системах для виявлення дефектів енергетичного обладнання, авіаційних деталей, промислового обладнання тощо. Бібл. 22, рис. 10, табл. 4.*

**Ключові слова:** магнітострикційний ефект, сенсор, ферромагнетик, точка Кюрі, магнітне поле, магнітна індукція, неруйнівний контроль.

Надійшла 11.11.2021  
Остаточний варіант 02.05.2022



## АПРОКСИМАЦІЯ ОБВІДНИХ КВАЗИСИНУСОЇДАЛЬНИХ ЦИФРО-АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ

О.Л. Карасінський\*, канд.техн.наук, Ю.Ф. Тесик\*\*, докт.техн.наук, Р.М. Мороз\*\*\*, канд.техн.наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [luckyposhta@gmail.com](mailto:luckyposhta@gmail.com)

*Обґрунтовано необхідність створення безрозривних сигналів на виході генераторів, які використовуються в автоматизованому метрологічному обладнанні. Запропоновано принцип завдання миттєвих значень сигналів із згладженими обвідними за допомогою базисних сплайнів першого порядку, який є оптимальний з точки зору затрат обладнання та обчислювальної потужності мікроконтролера. Розроблено математичну і комп'ютерну моделі багатозафазного генератора, за допомогою яких проведено дослідження принципів ступінчастої та лінійної апроксимації обвідної сигналів. Наведено часові діаграми процесів відтворення вихідних сигналів із застосуванням сплайн-інтерполяції та без неї. Бібл. 11, рис. 5, табл. 1.*

**Ключові слова:** генератор синусоїдальних сигналів, цифро-аналоговий перетворювач, обвідна синусоїдального сигналу, лінійна апроксимація, базисний сплайн першого порядку.

**Вступ.** Під час налагодження та перевірки різних пристроїв потрібно досліджувати вплив перепадів напруг та струмів, які виникають під час комутації навантаження [1]. Для цього потрібно використовувати спеціальні генератори, які імітують реальну електричну мережу з заданими нормованими значеннями напруги та/або струму. Для завдання сигналів з параметрами, що не змінюються тривалий час, достатньо використовувати існуючі генератори та калібратори, побудовані на синтезаторах DDS (Direct digital synthesis) [2]. Але під час перемикання параметрів або моделювання коливання напруги чи струму виникають розриви у кривій відповідного сигналу [3], що негативно впливає на апаратуру [4], яка підключена до виходів такого генератора чи калібратора, а також на їхню похибку.

Під час відновлювання дискретизованих сигналів досить ефективно застосовуються сплайни [5, 6]. Тому має сенс дослідити можливість використання сплайнів для відтворення полігармонічних сигналів без розриву миттєвих значень під час зміни їхніх параметрів.

У разі апроксимації функції, обмеженої в деяких інтервалах, наприклад в прямокутнику  $(x_1, y_1, x_2, y_2)$ , можна застосувати більш знайомі методи апроксимацій та інтерполяції, наприклад, поліноміальну інтерполяцію поліномами Лагранжа [7] або Ньютона [8]. Але коли йде мова про функції, необмежені у часі, то застосувати поліноміальну апроксимацію проблематично, оскільки вона може бути застосована тільки для обмежених інтервалів, а у точках поєднання у загальному вигляді можливо забезпечити тільки безперервність апроксимуючої функції. Набагато кращі результати дає сплайн-апроксимація, яка у випадку застосування базових сплайнів  $n$ -го порядку забезпечує безперервність похідних до  $(n-1)$ -го порядку. Задля вирішення поставленої у роботі задачі можливо використати сплайни другого або третього порядку (кубічні сплайни), але це занадто збільшить об'єми обчислень та майже непомітно на формі кривих миттєвих значень сигналів. Тому доцільно обмежитися дослідженням використання сплайнів першого порядку.

**Мета роботи.** Розробити принцип функціонування цифро-аналогових генераторів, вихідні сигнали та обвідні яких залишатимуться нерозривними функціями під час комутаційних стрибків таких параметрів, як амплітуда та/або кут зсуву фази, створити математичну і комп'ютерну моделі такого генератора на основі базисних сплайнів першого порядку та дослідити його характеристики.

**Основні матеріали дослідження.** У загальному випадку генератор або калібратор, який моделює електричну мережу, формує три напруги  $u_A(t)$ ,  $u_B(t)$ ,  $u_C(t)$  та/або три струми  $i_A(t)$ ,  $i_B(t)$ ,  $i_C(t)$ . Такий генератор повинен завдавати сигнали із заданими частотою, діючими значеннями та кутами зсуву фази (КЗФ) напруг та/або струмів основної (першої) гармоніки. Крім того у деяких випадках до

© Карасінський О.Л., Тесик Ю.Ф., Мороз Р.М., 2022  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-5323-8106>; \*\* <https://orcid.org/0000-0001-6567-1436>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-4292-8160>

сигналів основної гармоніки потрібно підмішувати вищі гармоніки також із заданими діючими

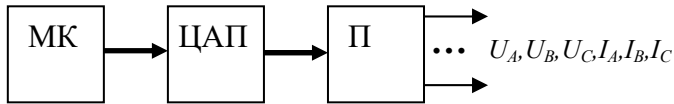


Рис. 1

значеннями та КЗФ. Такі генератори найбільш доцільно створювати на основі мікроконтролерів (МК) та цифро-аналогових перетворювачів (ЦАП). Структурну схему подібного генератора [9] наведено на рис. 1.

В автоматизованому метрологічному обладнанні за допомогою МК задаються коди миттєвих значень сигналів, які послідовно заносяться в ЦАП. Вихідні сигнали ЦАП підсилюються до необхідного рівня та потужності за допомогою підсилювачів П.

Нагадаємо основні положення роботи [9]. Для завдання миттєвих значень сигналів  $k$ -ої гармоніки використовуються ортогональні складові комплексної амплітуди (косинусна  $X_k$  і синусна  $Y_k$ ), які визначають комплексну амплітуду цієї гармоніки

$$\dot{U}_k = U_k \cdot e^{j\varphi} = X_k + jY_k, \quad \dot{X}_k = U_k \cdot \cos(\varphi_k), \quad \dot{Y}_k = U_k \cdot \sin(\varphi_k). \quad (1)$$

Увесь період  $T$  основної гармоніки сигналу розбито на  $N$  рівних інтервалів

$$[T \cdot n / N, \quad T \cdot (n+1) / N], \quad (2)$$

де  $n = 0..(N-1)$  – номер інтервалу.

Миттєві значення сигналів у моменти часу  $t_n$  задаються у вигляді суми добутків ортогональних складових і відповідних значень синусів та косинусів. Кожний з перелічених вище шести сигналів у інтервалі часу (2) має вигляд “сходінки”

$$u(t_n) = \sum_k (X_k \cdot \sin(2\pi nk / N) + Y_k \cdot \cos(2\pi nk / N)). \quad (3)$$

Для завдання сигналів з параметрами, що не змінюються тривалий час, досить використовувати вираз (3). Однак у разі зміни параметрів сигналів в точках на межі двох сусідніх періодів буде, в загальному випадку, спостерігатися розрив функції, що відіб’ється на миттєвих значеннях сигналів, величини яких залежить від співвідношення нових і попередніх значень амплітуд та КЗФ. У граничному випадку цей розрив дорівнює подвоєному значенню максимальної амплітуди (в сенсі максимально можливого заданого значення), тобто цей ефект максимально проявляється, наприклад, під час перемикання зі стану  $U \cdot e^{j\pi/2}$  у  $U \cdot e^{-j\pi/2}$ . Приклад такого розриву функції (ступінчаста апроксимація обвідної) наведено на рис. 2.

В іншій ситуації, якщо необхідні сигнали з заданими обвідними (наприклад, під час моделювання коливань напруги), описані вище розриви миттєвих значень сигналів будуть повторюватися на межі кожного періоду. При цьому сама обвідна також буде ступінчато апроксимована на кожному періоді, тобто в ній також з’являються розриви. Подібні розриви можуть негативно впливати на досліджуване обладнання, зокрема збивати синхронізацію по частоті першої гармоніки, додавати динамічну похибку вимірювань, вражати імпульсні блоки живлення і т.п.

Без втрати спільності міркувань замість шестифазної системи сигналів виду (3) розглянемо один з сигналів  $k$ -ої гармоніки  $U_k(t)$ .

Відомий метод апроксимації функцій за допомогою базисних сплайнів, окремим випадком якої є лінійна апроксимація [10, 11]. Базисний сплайн 1-го порядку описується “трикутною” функцією

$$S(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \notin [-T, T], \\ 1+t/T, & \text{при } t \in [-T, 0], \\ 1-t/T, & \text{при } t \in [0, T], \end{cases} \quad (4)$$

де  $T$  – період дискретизації функції  $f(t)$ .

Зауважимо, якщо сплайн (4) представлений у вигляді його миттєвих значень, то для інтервалу часу  $[-T, T]$  у моменти  $t_n = T \cdot n / N$ ,  $n = -N, \dots, N-1$  його значення дорівнюють

$$S_n = S(t_n) = \begin{cases} 1+n/N, & \text{для } n = -N..0, \\ 1-n/N, & \text{для } n = 1..N. \end{cases}$$

З використанням сплайнів (зокрема сплайнів 1-го порядку) функція  $f(t)$  апроксимується виразом

$$f(t) = \sum_m (f_m \cdot S(t - t_m)), \quad (5)$$

де  $m$  – номер періоду основної гармоніки сигналу.

Аналогічний підхід можна застосувати до сигналів за виразом (3), але апроксимувати не миттєві значення  $U_k(t)$ , а комплексну обвідну, дискретні значення якої для періоду з номером  $m$  дорівнюють

$$U_{mk}(mT) = (X_{mk} + jY_{mk}) \cdot S(t - t_m). \quad (6)$$

За аналогією з формулою (5) отримаємо для обвідної

$$U_{mk}(t) = \sum_m (X_{mk} + jY_{mk}) \cdot S(t - t_m). \quad (7)$$

В силу того, що сплайн 1-го порядку відмінний від нуля тільки в інтервалі  $[-T, T]$ , то поведінка апроксимуючої функції між двома вибірками  $U_m = U_k \cdot (mT)$  та  $U_{m+1} = U_k \cdot ((m+1)T)$  повністю визначається їхніми значеннями. Цим значенням на початку та наприкінці деякого інтервалу довжиною  $T$  можна привласнити індекси 1 і 2 відповідно, а шляхом зміщення часу на величину  $mT$  цей інтервал можна привести до інтервалу  $[0, T]$ . Для останнього інтервалу апроксимація обвідної матиме вигляд

$$U_k(t) = (X_{1k} + jY_{1k}) \cdot (1 - t/T) + (X_{2k} + jY_{2k}) \cdot (t/T). \quad (8)$$

Вираз (8) можна розділити на дійсну  $X_k(t)$  і уявну  $Y_k(t)$  частини

$$U_k(t) = X_k(t) + jY_k(t),$$

де

$$X_k(t) = X_{1k} \cdot (1 - t/T) + X_{2k} \cdot (t/T), \quad Y_k(t) = Y_{1k} \cdot (1 - t/T) + Y_{2k} \cdot (t/T). \quad (9)$$

Тоді миттєві значення відповідного сигналу у моменти часу  $t_n = T \cdot n / N, n = 0..(N-1)$  згідно з (3) дорівнюють

$$u_k(t_n) = [X_{1k} \cdot (1 - n/N) + X_{2k} \cdot (n/N)] \cdot \sin((2\pi kn/N) + \\ + [Y_{1k} \cdot (1 - n/N) + Y_{2k} \cdot (n/N)] \cdot \cos((2\pi kn/N)). \quad (10)$$

З виразу (10) видно, що участь у формуванні сигналу приймають три масиви даних – значення ортогональних складових гармоніки  $X_{mk}, Y_{mk}$ , константи виду  $n/N$  та константи виду  $\sin(2\pi n/N)$ , до множини яких належать всі значення синусів  $\sin(2\pi nk/N)$  і косинусів  $\cos(2\pi nk/N)$ .

Таким чином, маючи масив ортогональних складових для кожного інтервалу часу довжиною не менше періоду, можна розрахувати миттєві значення вихідних сигналів ЦАП за формулою (10). Причому формулу (10) можна застосувати тільки у разі зміни значень параметрів сигналу (амплітуди і/або фази). Якщо параметри не змінюються, тобто  $X_{1k} = X_{2k}, Y_{1k} = Y_{2k}$ , то формула (10) вироджується в формулу (3).

Для прикладу на рис. 2 та рис. 3 наведено графік одного з вихідних сигналів (задається тільки перша гармоніка). На рис. 2 – без апроксимації обвідної (ступінчата апроксимація), а на рис. 3 – з апроксимацією обвідної сплайном першого порядку (лінійна апроксимація). На обох графіках

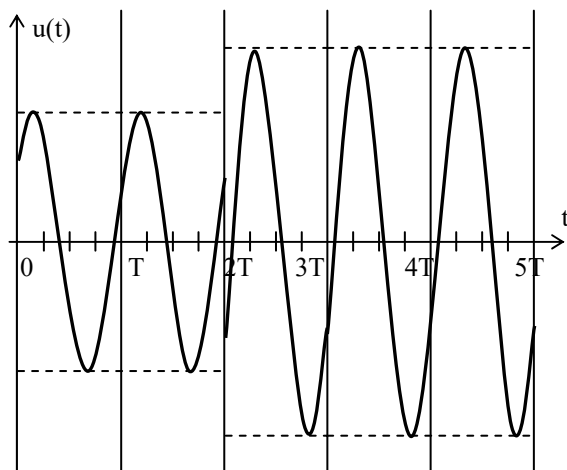


Рис. 2

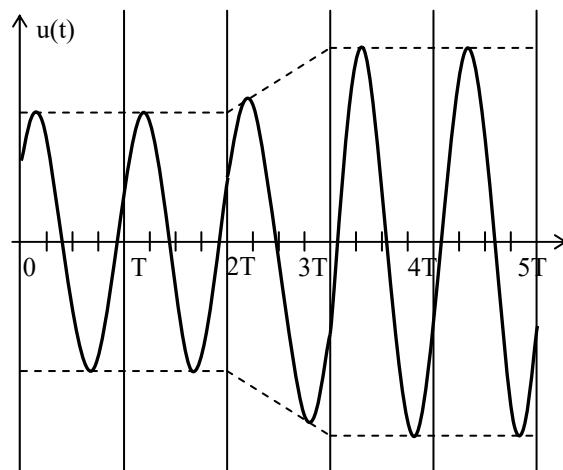


Рис. 3

параметри  $X_1, Y_1$  відповідають амплітуді 100 V та КЗФ + 30°, а параметри  $X_2, Y_2$  – амплітуді 150 V та КЗФ -30°.

У разі якщо формуються сигнали тільки першої гармоніки, то можна ще більше спростити обчислення миттєвих значень сигналів, створивши масиви добутків "трикутної" функції та функцій синусів і косинусів. При цьому, з огляду на непарність і парність функцій синуса та косинуса, достатньо розрахувати масиви констант тільки для одного періоду для  $n = 0 \dots (N - 1)$

$$MS[n] = -MS[-n] = \sin(2\pi n / N) \cdot (1 - n / N), \quad MC[n] = MC[-n] = \cos(2\pi n / N) \cdot (1 - n / N), \quad (11)$$

де у квадратних дужках тут і далі наведено індекси елементів масивів.

Константи з масивів  $MS[n]$  і  $MC[n]$  відповідають вибіркам функцій  $\sin(2\pi t / T) \cdot S(t)$  і  $\cos(2\pi t / T) \cdot S(t)$  та показані на рис. 4. В цьому разі миттєві значення сигналу  $u(t_n)$  у інтервалі  $[0, T]$  визначаються виразом

$$u(t_n) = X_1 \cdot MS[n] - X_2 \cdot MS[N - n] + Y_1 \cdot MC[n] + Y_2 \cdot MC[N - n]. \quad (12)$$

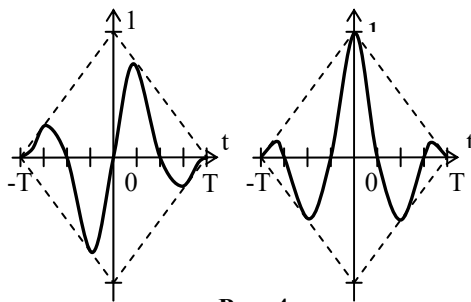


Рис. 4

Застосування формул (10) або (12) під час розрахунку миттєвих значень сигналів не вимагає складних алгоритмів або обчислення тригонометричних функцій. В сучасних МК більшість інструкцій, у тому числі і множення, виконуються за один такт, тому самі обчислення миттєвих значень можуть здійснюватися в процедурі обробки переривання таймера, що задає крок дискретизації вихідних сигналів ЦАП [9]. Обчислення ортогональних складових гармонік  $X_k, Y_k$  виконується в основному тілі програми для кожного наступного періоду або задається у вигляді масивів деяких констант, що

відображають бажану форму обвідної. В кінці періоду складові  $X_{1k}, Y_{1k}$  заміщуються складовими  $X_{2k}, Y_{2k}$ , а в  $X_{2k}, Y_{2k}$  заносяться знову розраховані значення  $X_k, Y_k$ .

З практичної точки зору лінійну апроксимацію переходу від сигналів з параметрами  $Prms(t_1)$  у момент часу  $t_1$  до сигналів з параметрами  $Prms(t_2)$  у момент часу  $t_2$  можна здійснити наступним чином.

Із даних параметрів  $Prms(t_1)$  розраховують по формулам (3) масив миттєвих значення сигналів  $V_1[ch, n]$ , де  $ch$  – номер каналу,  $n$  – номер вибірки, та послідовно видають їх на ЦАП. Потім із даних параметрів  $Prms(t_2)$  розраховують масив миттєвих значення сигналів  $V_2[ch, n]$ . Коли виникає потреба перейти від сигналів з параметрами  $Prms(t_1)$  до сигналів з параметрами  $Prms(t_2)$  розраховується допоміжний масив миттєвих значень  $V_3[ch, n]$ , елементи якого дорівнюють

$$V_3[ch, n] = V_1[ch, n] \cdot (1 - n / N) + V_2[ch, n] \cdot n / N. \quad (13)$$

Далі на один період основної гармоніки перемикаємось на видачу в ЦАП миттєвих значень сигналів із масиву  $V_3[ch, n]$ , а на наступному періоді в ЦАП видаємо миттєві значення сигналів з масиву  $V_2[ch, n]$ .

Використання принципу завдання миттєвих значень сигналів із згладженими обвідними за допомогою базисних сплайнів першого порядку є оптимальним з точки зору мінімізації *апаратних витрат* і обчислювальних можливостей мікропроцесора для його реалізації з одного боку та досягненням задовільних результатів з усунення розривних функцій на виходах цифро-аналогових генераторів з іншого боку.

У середовищі *C Builder* було розроблено комп'ютерну модель багатофазного генератора, за допомогою якої проведено дослідження принципів ступінчатої та лінійної апроксимації обвідної сигналів. На рис. 5 наведено скріншот з програми, зроблені під час моделювання для деяких варіантів сигналів, параметри яких вказано в таблиці. Для спрощення показано графіки сигналів тільки в одному каналі для трьох суміжних періодів. Індеси напруги та КЗФ відповідають номеру гармоніки, що задається. Для кожного набору параметрів  $Prms(t_1)$  і  $Prms(t_2)$  показані два графіка сигналу – ліворуч для ступінчатої, а праворуч для лінійної апроксимації обвідної. Вертикальні лінії на графіках відповідають межах періодів. Для графіків із ступінчатою апроксимацією обвідної перший період відповідає параметрам  $Prms(t_1)$ , а другий і третій –  $Prms(t_2)$ .

| Параметри $Prms(t_1)$   | Параметри $Prms(t_2)$   | Ступінчата апроксимація | Лінійна апроксимація |
|---|---|-------------------------|----------------------|
| $U_1 = 220V, \varphi_1 = +30^\circ$                                       | $U_1 = 180V, \varphi_1 = -30^\circ$                                       | Рис. 5, а               | Рис. 5, б            |
| $U_1 = 180V, \varphi_1 = -30^\circ$                                       | $U_1 = 220V, \varphi_1 = +30^\circ$                                       | Рис. 5, в               | Рис. 5, г            |
| $U_1 = 220V, \varphi_1 = +30^\circ$<br>$U_5 = 50V, \varphi_5 = +60^\circ$ | $U_1 = 180V, \varphi_1 = -30^\circ$<br>$U_3 = 40V, \varphi_3 = -20^\circ$ | Рис. 5, д               | Рис. 5, є            |
| $U_1 = 180V, \varphi_1 = -30^\circ$<br>$U_3 = 40V, \varphi_3 = -20^\circ$ | $U_1 = 220V, \varphi_1 = +30^\circ$<br>$U_5 = 50V, \varphi_5 = +60^\circ$ | Рис. 5, ж               | Рис. 5, з            |
| $U_1 = 220V, \varphi_1 = 180^\circ$                                       | $U_1 = 220V, \varphi_1 = 0^\circ$   | Рис. 5, і               | Рис. 5, к            |
| $U_1 = 220V, \varphi_1 = +90^\circ$                                       | $U_1 = 220V, \varphi_1 = -90^\circ$                                       | Рис. 5, л               | Рис. 5, м            |

Для лінійної апроксимації обвідної перший період відповідає параметрам  $Prms(t_1)$ , третій –  $Prms(t_2)$ , а другий – переходу від параметрів  $Prms(t_1)$  до параметрів  $Prms(t_2)$ , причому миттєві значення сигналів розраховані згідно формули (13).

Як видно з наведених графіків не всі переходи з одного до другого стану забезпечують прийнятні форми кривої. Зокрема у разі перемикання фаз на  $180^\circ$  з'являються хибні переходи через нуль (рис. 5, к, м). Щоб позбутися цього явища в деяких випадках перемикання з одного до іншого стану треба виконувати за два періоди, тобто спочатку змінити фазу на  $90^\circ$ , а потім ще на  $90^\circ$ .

У даній роботі апроксимація обвідних гармонік досліджувалася при завданні їхніх значень на кожному періоді основної гармоніки. Але ніщо не забороняє задавати додаткові значення в середині періоду основної гармоніки або збільшувати інтервал дискретизації обвідної до декількох періодів.

**Висновки.** Запропонований принцип апроксимації обвідних гармонік надав змогу здійснити відтворення сигналу без розриву його миттєвих значень, що сприятливо позначається на працездатності досліджуваного обладнання. Результати досліджень за допомогою створеної комп'ютерної моделі генератора підтверджують ефективність запропонованого принципу, що витікає з порівняння часових діаграм вихідних сигналів генератора із запровадженням апроксимації обвідних і без неї (рис. 5). Теоретичні результати буде використано під час створення та експериментального дослідження фізичної моделі генератора з нерозривними вихідними сигналами для подальшого впровадження у серійне виробництво.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток теоретичних основ прецизійного вимірювання режимних параметрів електричних мереж і створення нових методів відтворення електричних величин» (шифр «Юнітер-7»), КПКВК 6541030.*

1. EN 61000-4-30:2009. Електромагнітна сумісність (EMC). Частина 4-30. Методики випробування та вимірювання. Вимірювання показників якості електричної енергії. URL: <http://www.loe.ant.lviv.ua/home/dokumenty/gost-dstu?tmpl=%2Fsystem%2Fapp%2Ftemplates%2Fprint%2F&showPrintDialog=1> (дата доступу 02.09.2021)

2. Всё о синтезаторах DDS. URL: <https://kit.e.ru/powersource/vsyo-o-sintezatorah-dds/> (дата доступу 12.09.2021)

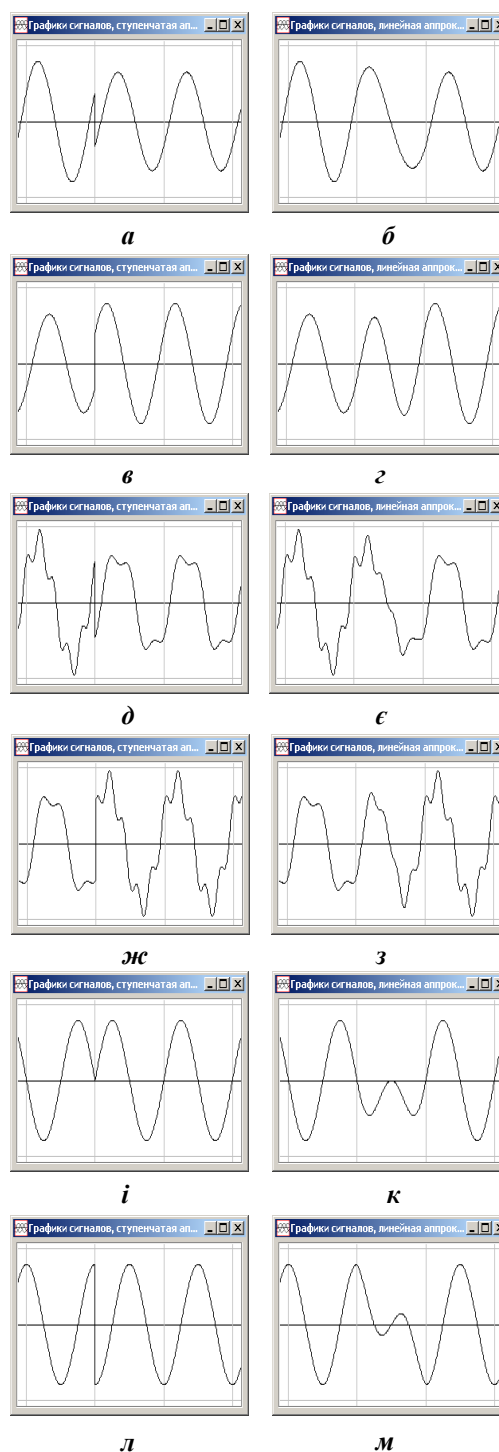


Рис. 5

3. Дедюхин А.А. Исследование сигналов с применением спектрального анализа цифровых осциллографов. Эквивалентная дискретизация цифровых осциллографов LeCroy URL: [https://prist.ru/library/stati/issledovanie\\_signalov\\_s\\_primeneniem\\_spektralnogo\\_analiza\\_cifrovyyh\\_oscillografov\\_ekvivalentnaya\\_diskr/](https://prist.ru/library/stati/issledovanie_signalov_s_primeneniem_spektralnogo_analiza_cifrovyyh_oscillografov_ekvivalentnaya_diskr/) (дата доступа 2.10.2021)
4. Akagi H. New trends in active filters for improving power quality. Proceedings of International Conference on *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*. 1996. Vol. 1. Pp. 417–425. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.1996.539652>
5. Михотин В.Д., Чувькин Б.В. Использование сплайнов для восстановления дискретизированных сигналов. *Измерения, контроль, автоматизация*. 1982. № 3 (43). С. 17–24.
6. Таранов С.Г., Борщева Н.О., Васильев Э.П., Карасинский О.Л., Тульчинский Д.Ю. Применение сплайн интерполяторов в самопишущих приборах с преобразованием масштаба времени. *Электронное моделирование*. 1988. № 3. С.72–77.
7. Lagrange polynomial. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/Lagrange\\_polynomial](https://en.wikipedia.org/wiki/Lagrange_polynomial) (дата доступа 09.12.2021)
8. Newton polynomial. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/Newton\\_polynomial](https://en.wikipedia.org/wiki/Newton_polynomial) (дата доступа 09.12.2021)
9. Карасинский О.Л., Тесик Ю.Ф. Многофазный генератор для моделирования параметров трехфазной сети. *Праці Ін-ту електродинаміки НАНУ. Електротехніка*. 2001. Вип. 7. С. 98–104.
10. Завьялов Ю.С., Квасов Б.И., Мирошниченко В.Л. Методы сплайн-функций. М.: Наука, 1980. 350 с.
11. Корнейчук Н.П. Сплайны в теории приближения. М.: Наука, 1984. 352 с.

## APPROXIMATION ENVELOPES OF QUASI-SINUSOIDAL DIGITAL-ANALOG SIGNALS

**O.L. Karasinskiy, Yu.F. Tesik, R.M. Moroz**  
**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,**  
**pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.**  
**E-mail: [luckyposhta@gmail.com](mailto:luckyposhta@gmail.com)**

*The principle of setting the instantaneous values of signals with smoothed envelopes using first-order basis splines, which is optimal from the point of view of equipment costs and the computing power of a microprocessor is proposed. A computer model of a multiphase generator has been developed with the help of which the principles of stepwise and linear approximation of the signal envelope have been investigated. References 11, figures 5, table 1.*

**Key words:** digital-to-analog converter, envelope of sinusoidal signal, linear approximation, first order basis spline.

1. EN 61000-4-30:2009. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-30. Test and measurement methods. Measurement of electricity quality indicators. URL: <http://www.loe.ant.lviv.ua/home/dokumenty/gost-dstu?tmpl=%2Fsystem%2Fapp%2Ftemplates%2Fprint%2F&showPrintDialog=1> (accessed 02.09.2021) (Ukr)
2. All about synthesizers DDS. URL: <https://kit-e.ru/powersource/vsyo-o-sintezatorah-dds/> (accessed 12.09.2021) (Rus)
3. Dedyukhin A.A. Signal research using spectral analysis of digital oscilloscopes. Equivalent sampling of digital oscilloscopes LeCroy. URL: [https://prist.ru/library/stati/issledovanie\\_signalov\\_s\\_primeneniem\\_spektralnogo\\_analiza\\_cifrovyyh\\_oscillografov\\_ekvivalentnaya\\_diskr/](https://prist.ru/library/stati/issledovanie_signalov_s_primeneniem_spektralnogo_analiza_cifrovyyh_oscillografov_ekvivalentnaya_diskr/) (accessed 02.10.2021) (Rus)
4. Akagi H. New trends in active filters for improving power quality. Proceedings of International Conference on *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*. 1996. Vol. 1. Pp. 417–425. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.1996.539652>
5. Mikhotin V.D., Chuvykin B.V. Using splines for restore discretized signals. *Izmereniia, kontrol, avtomatizatsiia*. 1982. No 3 (43). Pp.17–24. (Rus)
6. Taranov S. G., Borshcheva N. O., Vasiliev E. P., Karasinsky O. L., Tulchinsky D. Yu. Application of spline interpolators in recorders with time scale transformation. *Elektronnoe modelirovanie*. 1988. No 3. Pp.72–77. (Rus)
7. Lagrange polynomial. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/Lagrange\\_polynomial](https://en.wikipedia.org/wiki/Lagrange_polynomial) (accessed 09.12.2021)
8. Newton polynomial. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/Newton\\_polynomial](https://en.wikipedia.org/wiki/Newton_polynomial) (accessed 09.12.2021)
9. Karasinsky O.L., Tesik Iu.F. Multiphase generator for simulating the parameters of a three-phase network. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. Elektrotehnika*. 2001. No 7. Pp. 98–104. (Rus)
10. Zavyalov Yu.S., Kvasov B.I., Miroshnichenko V.L. Spline-function methods. Moskva: Nauka, 1980. 350 p. (Rus)
11. Korneichuk N.P. Splines in approximation theory. Moskva: Nauka, 1984. 352 p. (Rus)

Надійшла 29.12.2021  
Остаточний варіант 28.02.2022