



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

№ 4
2024

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

Кириленко О.В. головний редактор,
академік НАН України
Шидловський А.К. академік НАН України
Блінов І.В. докт.техн.наук
Буткевич О.Ф. заступник головного
редактора, професор
Жаркін А.Ф. академік НАН України
Кенсицький О.Г. докт.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
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. докт.техн.наук
Городжа Л.В. відповідальний секретар
канд.техн.наук

EDITORIAL BOARD*

Kyrylenko O.V. Editor-in-Chief,
Member of NAS.Ukraine
Shydlovskiy A.K. Member of NAS Ukraine
Blinov I.V. Dr.Sc. (Eng.)
Butkevych O.F. Deputy Editor-in-Chief, Professor
Zharkin A.F. 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
Mykhaskiy 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 Kremenchuk 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
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
Strzelecki R. Professor, Gdansk University of Technology, Poland
Vasko P.F. Dr.Sc. (Eng.), Institute of Renewable energy of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv

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 Берестейський, 56,
Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57. Email: ted@ied.org.ua <https://techned.org.ua>

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

СУПРУНОВСЬКА Н.І., ВІННИЧЕНКО Д.В. Вплив величини ємності послідовного резонансного контуру на потужність електротехнічних систем резонансного типу для моніторингу ізоляції високовольтного обладнання	3
БЕРЕКА В.О., ВАСЕЦЬКИЙ Ю.М., КОНДРАТЕНКО І.П. Вплив з'єднувального високовольтного кабелю на струми і напруги у пристрої імпульсного бар'єрного розряду.....	16

Перетворення параметрів електричної енергії

ПАВЛОВ Г.В., ОБРУБОВ А.В., ВІННИЧЕНКО І.Л., МАХНОВ А.О. Розрахунок регулювальних характеристик резонансних перетворювачів методом суперпозиції	24
OLESCHUK V. Medium-power drive installations based on triple voltage source inverters adjusted by algorithms of synchronous multi-zone PWM	34
PILINSKY V.V., SHVAICHENKO V.B. Features of ensuring electromagnetic compatibility of uninterruptible power systems	40
ПАВЛОВ В.Б., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ПАВЛЕНКО В.Є. Комп'ютерне та фізичне моделювання бездротового зарядного пристрою ємнісного типу для малогабаритного електротранспортного засобу.....	45
ЗАЙЧЕНКО О.А., МАРУНЯ Ю.В., РИЖКОВ О.М., ГАВРИЛЮК С.І., ХОМИЦЬКИЙ О.І., ХАРЧЕНКО О.О. Концепція побудови гібридної системи керування мікрогідроелектростанцією	50

Електромеханічне перетворення енергії

PETUKHOV I.S., KIREYEV V.G., AKININ K.P., LAVRINENKO V.A. Decreasing torque ripple of a slotless permanent magnet torque motor using a double-layer winding	57
ШУРУБ Ю.В., ПОПОВИЧ О.М., БІБІК О.В. Підвищення енергетичної ефективності регульованого електроприводу одноциліндрового поршневого компресора	63
ЖАРКІН А.Ф., ПАЛАЧОВ С.О., ПАЗЄЄВ А.Г., МАЛАХАТКА Д.О. Оцінювання впливу роботи двонапрявленого напівпровідникового перетворювача на показники якості електропостачання в Microgrid	73

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

БОРЦОВ П.І., МЕЛЬНИК В.Г. Ітераційний метод визначення параметрів перетворювачів диференційних кондуктометричних сенсорів	80
КАРАСІНСЬКИЙ О.Л., ТЕСИК Ю.Ф. Розробка та дослідження алгоритмів вимірювання параметрів електроенергії у разі використання фіксованої частоти дискретизації сигналів.....	86

До 85-річчя доктора технічних наук В.Б. КЛЕШКОВА	98
--	----

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

- SUPRUNOVSKA N.I., VINNYCHENKO D.V. The influence of the capacitance of the series resonant circuit on the power of resonant-type electrical systems for monitoring the insulation of high-voltage equipment.....3
- BEREKA V.O., VASETSKY Yu.M., KONDRATENKO I.P. The influence of the connecting high-voltage cable to the currents and voltages in device of pulsed dielectric barrier discharge 16

Conversion of electric energy parameters

- PAVLOV G.V., OBRUBOV A.V., VINNYCHENKO I.L., MAKHNOV A.O. Calculation of the resonant converters control characteristics by the superposition method24
- OLESCHUK V. Medium-power drive installations based on triple voltage source inverters adjusted by algorithms of synchronous multi-zone PWM34
- PILINSKY V.V., SHVAICHENKO V.B. Features of ensuring electromagnetic compatibility of uninterruptible power systems40
- PAVLOV V.B., PODOLTSEV O.D., PAVLENKO V.E. Computer and physical simulation of capacitive type wireless charger for small electric vehicle.....45
- ZAICHENKO O.A., MARUNIA Yu.V., RYZHKOV O.M., GAVRYLUK S.I., HOMICKY O.I., KHARCHENKO O.O. Concept of building a hybrid control system for a microhydroelectrical plant50

Electromechanical energy conversion

- PETUKHOVI.S., KIREYEV V.G., AKININ K.P., LAVRINENKO V.A. Decreasing torque ripple of a slotless permanent magnet torque motor using a double-layer winding57
- SHURUB Yu.V., POPOVYCH O.M., BIBIK O.V. Increase of power efficiency of the single-cylinder piston compressor regulated electric drive63
- ZHARKIN A.F., PALACHOV S.O., PAZIEIEV A.G., MALAKHATKA D.O. Assessment of the impact of bidirectional semiconductor converter on the quality indicators of electric supply in the Microgrid.....73

Information Measuring Systems in Electric Power Engineering

- BORCHSHOV P.I., MELNYK V.G. The iterative method of determining the transducer parameters of the differential conductometric sensor's.....80
- KARASINSKYI O.L., TESYK Yu.F. Development and research of measurement algorithms parameters of electricity in the case of using a fixed frequency of sampling of signals86

To the 85TH ANNIVERSARY of doctor of sciences V.B. KLEPIKOV98

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ
Редактори І.О. БРАГІНЕЦЬ

ВПЛИВ ВЕЛИЧИНИ ЄМНОСТІ ПОСЛІДОВНОГО РЕЗОНАНСНОГО КОНТУРУ НА ПОТУЖНІСТЬ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ РЕЗОНАНСНОГО ТИПУ ДЛЯ МОНІТОРИНГУ ІЗОЛЯЦІЇ ВИСОКОВОЛЬТНОГО ОБЛАДНАННЯ

Н.І. Супруновська*, докт. техн. наук, **Д.В. Вінниченко****, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: iednat1@gmail.com; vdvvs@gmail.com.

Досліджено процеси заряду ємнісного накопичувача електроенергії (ЄНЕ), яким може бути електроізоляція високовольтного устаткування (силових кабелів, турбогенераторів та інших крупних електричних машин) під час проведення поточного моніторингу її технічного стану на основі дослідження зміння в ній величини струму витоку після підведення підвищеної напруги. Для формування такої напруги у роботі використовується безтрансформаторна електротехнічна система (ЕТС), що використовує послідовний резонансний індуктивно-ємнісний контур (ІСК) високої добротності, в якому протікають високочастотні синусоїдальні струми. Отримано аналітичні вирази для усталеної напруги на клеммах такого ЄНЕ і перехідних струмів в колах його заряду. З використанням програмного пакету LTSpice виконано імітаційне моделювання перехідних процесів у колах ЕТС під час заряджання ЄНЕ. Показано, що залежності вихідної напруги та струмів у електричних колах ЕТС від часу, отримані за аналітичними виразами, практично збігаються з результатами імітаційного моделювання. Досліджено вплив співвідношення ємностей навантаження та ІСК на тривалість заряду ємності навантаження і відповідно на потужність ЕТС. Виявлено, що задля збільшення потужності високовольтних безтрансформаторних ЕТС такого резонансного типу необхідно збільшувати відношення ємності ЄНЕ до ємності ІСК резонансного кола ЕТС. Такий підхід може застосовуватися під час використання ЕТС з резонансними ІСК для створення потужних електророзрядних установок (ЕРУ) задля реалізації технологій отримання електроіскрових мікро- і нанопорошків з унікальними експлуатаційними властивостями. Під час створення потужних ЕРУ пропонується використовувати величину вказаного співвідношення не менше 10. Бібл. 31, рис. 5.

Ключові слова: електротехнічна система, синусоїдний струм, індуктивно-ємнісний контур, послідовний резонанс, добротність, відношення ємностей.

Підвищення безпеки та надійності високовольтного електрообладнання (зокрема, силових кабельних ЛЕП, турбогенераторів та інших крупних електричних машин) в енергооб'єктах сучасної критичної інфраструктури України вимагає удосконалення поточного моніторингу електроізоляції такого обладнання для оперативного визначення доцільності й умов його подальшого використання. Вказаний моніторинг можливо проводити шляхом вимірювання в ізоляції вказаного обладнання змінень величини струмів витоку під час підведення до неї підвищеної напруги. Згідно з Правилами технічної експлуатації електроустановок споживачів електроенергії випробування електричної міцності ізоляції високовольтних силових кабелів до 35 кВ на струми витоку проводиться випрямленою напругою до 70 кВ. Для проведення такого типу випробувань з використанням мережевої синусоїдної напруги 220/380 В її необхідно підвищити в десятки разів і випрямити, а потім заряджати ємність електроізоляції кабелів напругою до 70 кВ та спостерігати за змінням величини струмів витоку.

Питома ємність сучасних силових кабелів зі зшитого поліетиленовою (ЗПЕ) ізоляцією становить близько 330 пФ/м. За довжини кабелю до 20 км його повна ємність складатиме до 6,6 мкФ. До-

© Супруновська Н.І., Вінниченко Д.В., 2024
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-7499-9142>; ** <https://orcid.org/0000-0002-8894-860X>
© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

слідження перехідних процесів заряду ізоляції силових кабелів до необхідної підвищеної напруги та визначення змінень величини струмів витoku через таку ізоляцію є подібними до аналізу перехідних процесів заряду і подальшого розряду ємнісного накопичувача енергії (ЄНЕ), який є навантаженням зарядного пристрою (ЗП) технологічних електророзрядних установок (ЕРУ) різного типу [1–4].

Задля підвищення напруги в десятки разів у силових і вимірювальних електричних колах ЕРУ зазвичай використовують ЗП з високовольтними трансформаторами промислової частоти, від яких заряджають ЄНЕ [5–9]. Основні недоліки ЗП такого типу визначаються досить великими масо-габаритними показниками ЕРУ та необхідністю використовувати в них додаткові засоби для обмеження випадкових надвеликих імпульсних струмів у навантаженні, які можуть призводити до появи недопустимих аварійних режимів. Задля зменшення вказаних недоліків у зарядні контури ЄНЕ вводять додаткові ланки підвищеної частоти [6], а в батареї ЄНЕ інтегрують пристрої для вирівнювання розподілу електричної енергії між паралельно з'єднаними конденсаторами [7, 8]. Задля підвищення компактності та динамічних характеристик ЕРУ в їхніх ЄНЕ використовують суперконденсатори (СК) [9], ємність яких зростає з підвищенням напруги на вихідних клеммах СК, збільшуючи, порівняно з використанням звичайних лінійних конденсаторів, швидкість накопичення в ЄНЕ електроенергії та передачу її до навантаження.

На даний час вказані підходи забезпечили створення потужних високовольтних ЕРУ, здатних реалізовувати новітні електрогідравлічні технології [10] та енергетично і технологічно ефективні електророзрядні установки задля отримання мікро- та наноструктурних іскроерозійних порошоків з унікальними експлуатаційними властивостями [11]. Проте проблема швидкого (бажано параметричного) обмеження надвеликих струмів у навантаженні за швидких і тривалих зменшеннях його електричного опору залишалася, що обмежувало електротехнологічну ефективність існуючих як високовольтних, так і низьковольтних ЕРУ [10, 11]. Зважаючи на те, що у разі використання підвищувальних трансформаторів в електричних схемах ЕРУ після попереднього коливального розряду ЄНЕ на навантаження він може бути зарядженим до протилежного знаку і наступний його заряд буде до підвищеної напруги і т. інш., проблема обмеження струмів в колах заряду і розряду ЄНЕ може суттєво ускладнюватися. У більшості випадків її вирішують шляхом суттєвих удосконалень електричних схем ЕРУ [8, 11] та введенням до схем ЕРУ додаткових струмообмежувальних елементів (зокрема активних, як в [2, 10]), які значно погіршують питомі енергетичні показники та загальний коефіцієнт корисної дії (ККД) установок у разі їхнього промислового використання.

У роботі [12] автори запропонували використовувати послідовний резонансний індуктивно-ємнісний контур (ІЕК) для перетворення джерел незмінної синусоїдальної напруги промислової частоти 50 Гц в джерело синусоїдного струму, амплітудне та ефективне значення якого практично не залежать від величини електричного опору навантаження. Включення таких ІЕК в схеми ЗП ЕРУ забезпечує реалізацію параметричної стабілізації струму у навантаженні у разі виникнення як короткочасних, так і тривалих коротких замикань його електричного опору, вирішуючи таким чином проблему параметричного обмеження надвеликих струмів у навантаженні під час швидких короткочасних і тривалих зменшеннях його електричного опору. В роботі [13] розвинуто принципи побудови та оптимізації електричних схем індуктивно-ємнісних перетворювачів джерел синусоїдальної напруги частотою 50 Гц в джерело незмінного струму, а в [14] виконано оптимізацію таких перетворювачів з мостовим однофазним випрямлячем, ємнісним фільтром і активним навантаженням за питомими потужностями електромагнітних елементів через виникнення в їхніх ІЕК резонансних струмів частотою 50 Гц.

При цьому в [12–14] було показано, що найвищий коефіцієнт корисної дії (ККД) мають ІЕК, в яких величина вихідної напруги є близькою до вхідної. У разі збільшення вихідного опору і, відповідно, вихідної напруги ІЕК його ККД зменшується до нуля за нескінченного вихідного опору, що є неробочим режимом ІЕК. Тому для одночасного отримання високого ККД і заряду ЄНЕ до високих напруг рекомендовано використовувати підвищувальний трансформатор. Саме такий підхід реалізовано в роботі [15], в якій крім цього використовувався змінний струм на частоті в декілька разів вищій від 50 Гц, що дало можливість покращити масо-габаритні показники ЗП для електроживлення лазерів. Аналогічний підхід використано і в працях [16, 17] під час виготовлення джерел живлення лазерів і фотоелектричних систем середньої потужності.

Проте в даний воєнний час дуже важливим є вирішення проблеми мобільної діагностики технічного стану високовольтної електроізоляції таких важливих енергооб'єктів, як кабельні лінії електропередачі напругою до 35 кВ [18, 19], турбогенератори АЕС [20] та інші потужні електромашини [21]. Діагностику ізоляції таких енергооб'єктів можливо здійснювати на основі контролю величини струмів

витоку за підвищеної напруги та вимірювання рівня часткових розрядів (ЧР) за підвищеної напруги та сталій її частоті або за підвищеної частоти та сталій величині напруги. Важливо розробляти і створювати саме мобільні та автономні ЕТС з малими масо-габаритними показниками та високою регульованою добротністю ІСК, які здатні здійснювати діагностику електроізоляції безпосередньо на енергооб'єктах та мати високу стійкість до кричних процесів, виникаючих через електропробої ізоляції. ЕТС для діагностики високовольтної ізоляції турбогенераторів АЕС та інших електромашин можуть мати потужність від 10 до 200 Вт, причому тривалість процесу вимірювання струмів витоку в одній зоні ізоляції не перевищуватиме 1 хв., що суттєво зменшує вимоги до ККД і втрат електроенергії.

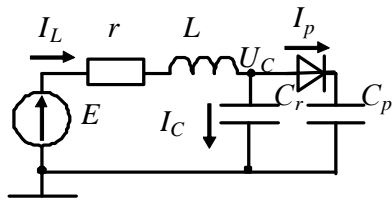
Під час діагностики ізоляції кабелів потужність ЕТС буде залежати від загальної ємності кабелів, яка є пропорційною їхній довжині. Кабелі довжиною 20 м будуть мати ємність до 6,6 нФ і для реалізації необхідного резонансу напруг у послідовному ІСК необхідно в тисячі разів підвищити частоту напруги його електроживлення, оскільки збільшити в таке число разів індуктивність його дроселя практично неможливо. Тому у роботі [22] розроблено наукову концепцію створення високовольтних ЕТС резонансного типу на основі реалізації в них послідовних високодобротних ІСК і високочастотних (ВЧ) резонансних струмів, здатних викликати багатократне підвищення змінної напруги на реактивних елементах ІСК та на навантаженні, підключеному паралельно до одного з них. Така концепція забезпечує значне зменшення імпульсної енергії ЕТС без змінення їхньої середньої потужності та збільшення швидкодії керування і параметричної стабілізації режимів навантаження навіть за швидкого зменшення його електричного опору майже до нуля, яке виникає через електропробу ізоляції. Вибір частоти резонансного підвищення напруги до 40–70 кВ на виході ЕТС резонансного типу, ІСК яких мають добротності більше 250, не є аварійним режимом, оскільки такі ЕТС спрямовані на вимірювання струмів витоку величиною близько 0,2 мА із високовольтної ізоляції силових кабелів, турбогенераторів та інших крупних електричних машин. Потужність цих ЕТС зазвичай не перевищує 20 Вт у разі виникнення на виході ЕТС як короткого замикання, так і розриву, причому робочий режим ЕТС та ІСК по суті є дуже близьким до так званого холостого режиму або розриву вихідного кола ЕТС. Саме для того, щоб такий режим не став аварійним, а був контрольованим робочим режимом, запропонована концепція передбачає використання регулювання частоти струму в ІСК для реалізації максимальних значень його добротності та вихідної напруги. Цим концепція, запропонована в [22], відрізняється від концепції, представленої у [12–15], яка базується на реалізації достатньо потужних ЕТС, які стабілізують досить великі низькочастотні синусоїдальні струми у навантаженні.

За концепцією, представленою в роботі [22], в ІСК формуються резонансні струми частотою до 50 кГц. Такий ІСК має добротність $Q_{\text{ІСК}} = 260$, для чого в ньому використовуються керамічні конденсатори (ємністю до 3,5 нФ і добротністю більше 1000) та котушки (індуктивністю 25 мГн та добротністю $Q_L = 270$, виготовлені з багатожильних ізольованих і скручених між собою мідних проводів типу "літцендрат"). В ІСК можна формувати регульовану вихідну напругу до 90 кВ, проте задля забезпечення надійної стабілізації струму регулюванням його частоти бажано формувати вихідну напругу, меншу від 75 кВ [22]. При цьому втрати електроенергії будуть зменшуватися пропорційно збільшенню величини добротності $Q_{\text{ІСК}}$, а використання частоти струму до 50 кГц забезпечує зменшення масо-габаритних параметрів ІСК та ЕТС та створення їхніх мобільних і автономних зразків.

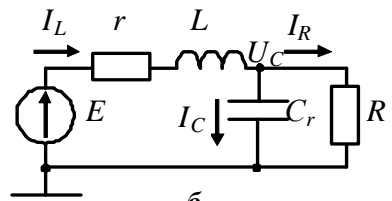
Такого типу ЕТС з високочастотними ІСК є ефективними для моніторингу струмів витоку та часткових розрядів у високовольтній ізоляції силових кабелів напругою до 35 кВ [23, 24] довжиною в десятки метрів. Ці ЕТС призначені для діагностики розвитку каналів водяних триїнгів у високовольтній ЗПЕ ізоляції [24, 25] та збільшення розмірів порожнин і газових включень [26] як в ЗПЕ ізоляції високовольтних кабелів, так і самоутримних ізольованих проводів (СІП) [27]. ЕТС вказаного типу може ефективно використовуватися також для діагностики електроізоляції поточного стану джерел електроживлення індукційних каналних печей виготовлення мідної катанки [28].

Проте за суттєвого збільшення довжини високовольтних кабелів, скажімо до сотень метрів, та у разі використання ЕТС з ІСК задля створення безтрансформаторних ЗП ЄНЕ високотехнологічних ЕРУ [1–4] потужність ІСК треба суттєво збільшувати, що вимагає окремих досліджень взаємного впливу параметрів ІСК та ЄНЕ на вказане збільшення потужності безтрансформаторних ЕТС.

Оскільки дослідження процесів заряду ізоляції силових кабелів і визначення струмів витoku через неї є подібними до аналізу процесів заряду і розряду ЄНЕ, який використовується в різного типу технологічних ЕРУ, **метою даної роботи** був аналіз особливостей і закономірностей перетворення параметрів електромагнітної енергії в ІСК під час підвищення потужності заряду ЄНЕ.

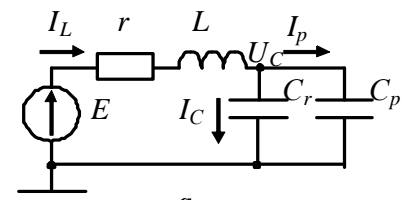


a

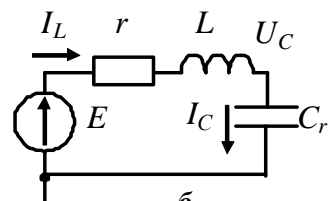


б

Рис. 1



a



б

Рис. 2

На рис. 1, *a* наведено схему ЕТС з ІСК, навантаженням якої є конденсатор ємністю C_p , який виконує функції ЄНЕ. Індуктивність L і ємність C_r утворюють в ЕТС резонансний ІСК.

На рис. 1, *б* наведено схему ЕТС, в якій напругу на послідовно з'єднаних випрямлячі та ємнісному накопичувачі C_p промодельовано активним змінним опором R [7, 8, 29, 30]. Для цієї схеми досліджено вплив паразитних параметрів резонансного кола (опору r) на характеристики ІСК ЕТС. Проведені дослідження показали, що її вихідні характеристики залежать від паразитних параметрів резонансного кола, які визначають його добротність Q . Отримані залежності вихідних напруги та струму від опору навантаження R та добротності резонансного кола Q обґрунтували, що у разі наближення вихідних характеристик ІСК до характеристик джерела стабілізованого струму бажано збільшувати добротність ІСК, що можна здійснити зменшенням величини його активного опору r .

Аналіз усталених процесів в схемі на рис. 1, *a* виконано для 2 випадків: з відкритим і закритим діодом. Зробимо припущення, що вольт-амперна характеристика діода є ламаною лінією з горизонтальним відрізком для його закритого стану (тобто коли його електричний опір можна вважати нескінченним) і вертикальним відрізком для його відкритого стану (коли електричний опір діода можна вважати рівним нулю). Для таких відрізків апроксимованої вольт-амперної характеристики будуть вірними лінійні диференціальні рівняння з постійними коефіцієнтами. Розв'язки рівнянь для кожного відрізка будуть мати постійні інтегрування, які можна знайти методом припасування величин в моменти переходу на черговий відрізок характеристики за допомогою законів комутації, тобто за умов безперервності струмів в індуктивності та напруг на ємностях.

Схему для моделювання перехідних процесів у дисипативній резонансній системі заряджання ємнісного накопичувача C_p наведено на рис. 1, *a*.

На рис. 2, *a* наведено схему для відкритого стану діода, а на рис. 2, *б* – для закритого.

Для проведення аналізу процесів в цій схемі використовувалася умова резонансу в резонансному колі (див. рис. 1) і вводилося визначення відносного опору навантаження k та добротності резонансного кола Q для випадку резонансної частоти, тобто у разі виконання умови резонансу (за умови $E = E_{\max} \sin \omega t$)

$$\omega L = \frac{1}{\omega C_r}; \quad (1) \quad k = \frac{R}{\omega L} = \omega C_r R; \quad (2)$$

$$Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{1}{r \omega C_r}. \quad (3)$$

Позначимо струм в індуктивності L у випадку КЗ конденсатора резонансного кола C_r як I_{SC} . З урахуванням того, що $r \ll \omega L$ можна записати, що

$$I_{SC} = \frac{E}{\omega L} = E \omega C_r. \quad (4)$$

Проведено аналіз усталених струмів та напруг в схемі з відкритим діодом, показаний на рис. 2, *a*

$$I_L \cdot \left(r + j\omega L + \frac{1}{j\omega(C_r + C_p)} \right) = E; \quad (5)$$

$$U_c = I_L \cdot \frac{1}{j\omega(C_r + C_p)}; \quad (6)$$

$$I_p = U_c \cdot j\omega C_p. \quad (7)$$

Після перетворень вирази мають наступний вигляд:

$$I_L = \frac{E \cdot j\omega(C_r + C_p)}{(r + j\omega L) \cdot j\omega(C_r + C_p) + 1}; \quad (8) \quad I_L = \frac{E \cdot \omega C_r \left(1 + \frac{C_p}{C_r}\right)}{\omega L \omega C_r \left(\frac{r}{\omega L} + j\right) \cdot \left(1 + \frac{C_p}{C_r}\right) + 1}. \quad (9)$$

Введемо коефіцієнт

$$k_{Cp} = C_r / C_p. \quad (10)$$

З виразу (9) та урахуванням (1) і (10) можна записати

$$I_L = \frac{E \cdot j\omega C_r (1 + k_{Cp}^{-1})}{j((Q^{-1} + j) \cdot (1 + k_{Cp}^{-1}) - j)}; \quad (11)$$

З урахуванням (3) та (4) отримано

$$I_L = \frac{I_{SC} (1 + k_{Cp}^{-1})}{(Q^{-1} + j) \cdot (1 + k_{Cp}^{-1}) - j}; \quad (12)$$

$$I_L = \frac{I_{SC} \cdot k_{Cp}^{-1} \cdot (k_{Cp} + 1)}{k_{Cp}^{-1} \cdot ((Q^{-1} + j) \cdot (k_{Cp} + 1) - j k_{Cp})}; \quad (13)$$

$$I_L = \frac{I_{SC} \cdot (k_{Cp} + 1)}{Q^{-1} + j + Q^{-1} k_{Cp} + j k_{Cp} - j k_{Cp}}; \quad (14)$$

$$I_L = \frac{I_{SC} \cdot (k_{Cp} + 1)}{Q^{-1} (k_{Cp} + 1) + j}; \quad (15)$$

$$U_c = \frac{E \cdot j\omega(C_r + C_p)}{(r + j\omega L) \cdot j\omega(C_r + C_p) + 1} \cdot \frac{1}{j\omega(C_r + C_p)}; \quad (16)$$

$$U_c = \frac{E}{(r + j\omega L) \cdot j\omega(C_r + C_p) + 1}; \quad (17)$$

$$U_c = \frac{E}{j\omega L \omega C_r \left(\frac{r}{\omega L} + j\right) \cdot \left(1 + \frac{C_p}{C_r}\right) + 1}. \quad (18)$$

З урахуванням (10), (1), (3) з виразу (18) випливає

$$U_c = \frac{-jE \cdot k_{Cp}}{Q^{-1} (k_{Cp} + 1) + j}; \quad (19) \quad U_c = \frac{E \cdot k_{Cp} \cdot \exp\left(-j \left(\arctg\left(\frac{Q}{k_{Cp} + 1}\right) + 90^\circ\right)\right)}{\sqrt{\left(\frac{k_{Cp} + 1}{Q}\right)^2 + 1}}. \quad (20)$$

Вираз для модуля комплексу напруги на ЄНЕ та конденсаторі резонансного кола

$$|U_c| = \frac{E \cdot k_{Cp}}{\sqrt{\left(\frac{k_{Cp} + 1}{Q}\right)^2 + 1}}. \quad (21)$$

З (20) випливає, що за відкритого діода (рис. 2, а) та резонансної частоти згідно (1) в усталеному режимі напруга на ЄНЕ менша за вхідну напругу E за умови, що $k_{Cp} < 1$.

Чим більше k_{Cp} , тим більше власна частота коливань в колі на рис. 2, а $f = \left(2\pi \sqrt{LC_{Rr} \left(1 + \frac{1}{k_{Cp}}\right)}\right)^{-1}$ буде наближатися до резонансної частоти $f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_r}}$, в результаті чого напруга на конденсаторі перевищуватиме напругу E .

Для струму у ЄНЕ маємо вираз

$$I_p = U_c j\omega C_p = \frac{-jE \cdot k_{Cp} j\omega C_p}{Q^{-1}(k_{Cp} + 1) + j}. \quad (22)$$

З (10), (4) та (22) отримано

$$I_p = \frac{I_{SC}}{Q^{-1} \cdot (k_{Cp} + 1) + j}; \quad (23) \quad I_p = \frac{I_{SC} \cdot \exp\left(-j \cdot \arctg\left(\frac{Q}{k_{Cp} + 1}\right)\right)}{\sqrt{\left(\frac{k_{Cp} + 1}{Q}\right)^2 + 1}}. \quad (24)$$

Вираз для модуля комплексу струму в ЄНЕ

$$|I_p| = \frac{I_{SC}}{\sqrt{\left(\frac{k_{Cp} + 1}{Q}\right)^2 + 1}}. \quad (25)$$

З (25) випливає, що усталений зарядний струм ЄНЕ I_p стає тим більшим, чим більшою є добротність резонансного кола Q та меншим відношення ємності резонансного кола до ємності ЄНЕ k_{Cp} . Якщо $k_{Cp} \leq 0,1$, то його значення практично не впливає на зарядний струм I_p , а вираз (25) перетворюється на вираз $|I_p| = \frac{I_{SC}}{\sqrt{Q^{-2} + 1}}$. Тобто в цьому випадку усталений зарядний струм ЄНЕ не залежить від

реактивного опору ЄНЕ, тобто є однаковим незалежно від навантаження.

Вираз для струму I_C у конденсаторі резонансного кола

$$I_C = U_c j\omega C_p = \frac{-jE \cdot k_{Cp} j\omega C_r}{Q^{-1}(k_{Cp} + 1) + j}. \quad (26)$$

З виразів (4), (10) та (26) отримано

$$I_C = \frac{I_{SC} k_{Cp}}{Q^{-1} \cdot (k_{Cp} + 1) + j}. \quad (27)$$

Вираз для модуля комплексу струму у конденсаторі резонансного кола

$$|I_C| = \frac{I_{SC} k_{Cp}}{\sqrt{\left(\frac{k_{Cp} + 1}{Q}\right)^2 + 1}}. \quad (28)$$

З порівняння виразів (23) та (27) випливає, що $I_C = I_p k_{Cp}$, а враховуючи, що $I_p + I_C = I_L$, вирази для струму в індуктивності резонансного кола I_L і в ЄНЕ I_p є такими

$$I_L = I_p \cdot (1 + k_{Cp}), \quad I_p = I_L / (1 + k_{Cp}). \quad (29)$$

З цих виразів випливає, що за відкритого діода в схемі на рис.1, а струм в ЄНЕ визначається тільки струмом в нерозгалуженій частині схеми I_L та відношенням ємностей ЄНЕ і резонансного конденсатора C_r , причому чим меншим буде коефіцієнт k_{Cp} (10), тим більшою буде та доля струму індуктивності резонансного кола I_L , яка потече у коло ЄНЕ.

Таким чином, в момент комутації діодного вентиля струм, що протікає через індуктивність резонансного кола, розподіляється між конденсатором резонансного кола та ЄНЕ. Чим менше відношення їхніх ємностей, тим ближче зарядний струм ЄНЕ за величиною до струму короткого замикання резонансного кола й тим меншим є тривалість його заряджання до заданої напруги.

Також було проведено аналіз усталених струмів та напруг для режиму з закритим вентилям (див. рис. 2, б)

$$I_L \cdot \left(r + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_r}\right) = E; \quad (30) \quad U_c = I_L \cdot \frac{1}{j\omega C_r}. \quad (31)$$

Після перетворень отримано

$$I_L = \frac{E \cdot j\omega C_r}{(r + j\omega L) \cdot j\omega C_r + 1}; \quad (32)$$

$$I_L = \frac{E \cdot j\omega C_r}{j\omega L \cdot \left(\left(\frac{r}{j\omega L} + 1 \right) \cdot j\omega C_r + \frac{1}{j\omega L} \right)}; \quad (33)$$

$$I_L = \frac{E \cdot j\omega C_r}{j\omega L \cdot j\omega C_r \cdot \left(-j \frac{r}{\omega L} + 1 + \frac{1}{j\omega L \cdot j\omega C_r} \right)}. \quad (34)$$

З урахуванням виразів (1), (3) та (4) маємо

$$I_L = \frac{I_{SC}}{j \cdot (-jQ^{-1} + 1 - 1)} = I_{SC} Q. \quad (35)$$

З виразу (35) видно, що струм через індуктивність у Q разів перевищує струм I_{SC} з виразу (4). З виразів (31) та (10) та з урахуванням виразу (1) запишемо

$$U_C = \frac{I_{SC}}{j\omega C_r \cdot Q^{-1}} = \frac{E \cdot Q}{j\omega C_r \cdot \omega L} = -jE \cdot Q. \quad (36)$$

Модуль комплексу напруги розраховувався як

$$|U_C| = E \cdot Q. \quad (37)$$

Слід відзначити, що за $k_{Cp} \gg Q$ вираз (37) збігається з виразом (24) [30]. Тобто, усталену напругу дійсно можна обчислювати, використовуючи в схемі заряджання ЄНЕ (рис. 1, а) замість конденсатора активний опір (рис. 1, б).

Було проведено аналіз перехідних процесів у резонансній ЕТС заряджання ЄНЕ.

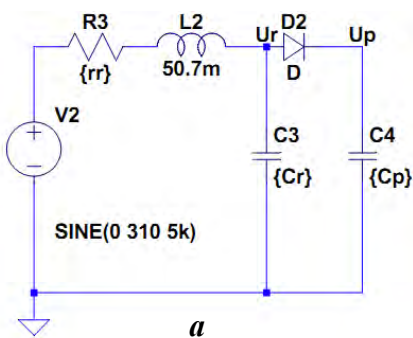
Для схеми на рис. 2, б аналітичне рішення за умови (1) є відомим [31]. Вираз для напруги на конденсаторі u_{Cr} можна отримати у результаті додавання рівнянь для вимушеного та вільного коливань ($E = E_m \cos(\omega t)$) та $-U_{Cm} e^{-\delta t} \cos(\omega t)$, де U_{Cm} можна визначити з виразу (37)

$$C_r = U_{Cm} \cdot (1 - e^{-\delta t}) \cos(\omega t), \quad (38)$$

де $\delta = r/2L$; ω – резонансна частота, що задовольняє вираз (1).

Але для однопівперіодної безтрансформаторної ЕТС, приведеної на рис. 1, а, аналітичне рішення є відсутнім, тому епюри струмів і напруг у даній роботі отримувалися імітаційним моделюванням, результати якого представлено на рис. 3.

У разі імітаційного моделювання використовувалися частоти струму від 10 до 40 кГц.



На рис. 3, а наведено схему однопівперіодного безтрансформаторного ЕТС для імітаційного моделювання засобами LTSpice. На рис. 3, б наведено результати імітаційного моделювання, а саме епюри напруги на резонансному конденсаторі $V(ur)$, напруги на ЄНЕ $V(up)$, струму в індуктивності резонансного кола $I(L2)$ та струму в ЄНЕ $I(C4)$.

Аналіз епюр напруги (рис. 3, б) показує, що напруга на конденсаторі резонансного кола $V(ur)$ в інтервалі часу від t_1 до

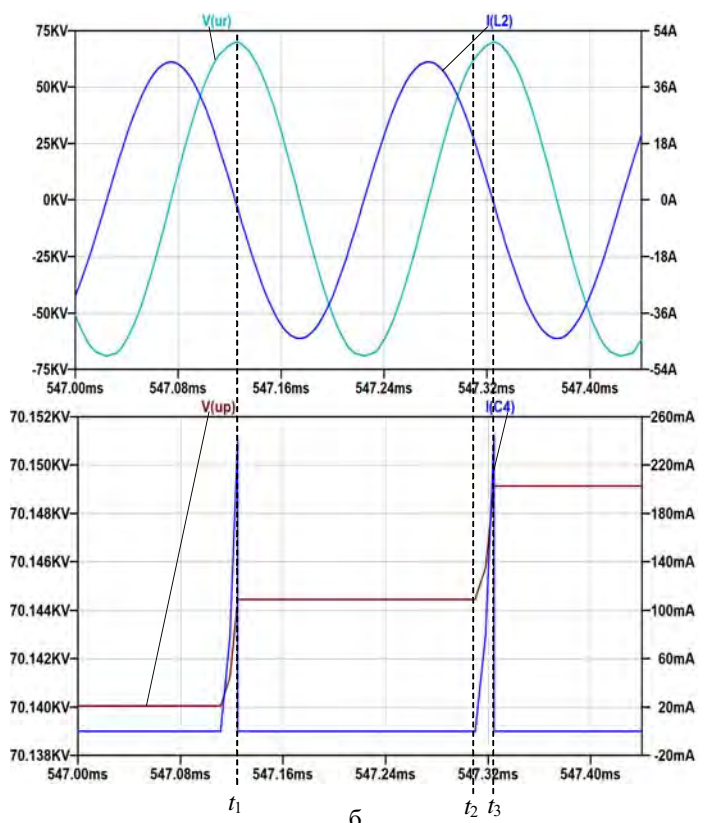


Рис. 3

t_2 зростає у відповідності з виразом (38), тоді як напруга $V(ur)$ на ЄНЕ на цьому інтервалі не збільшується.

В інтервалі часу від t_2 до t_3 здійснюється заряджання ЄНЕ (напруга $V(ur)$ збільшується).

В результаті амплітуда напруги $V(ur)$ на цьому інтервалі часу менша, ніж на попередньому інтервалі (від t_1 до t_2), тобто напруга в резонансному колі зростає повільніше під час заряджання ЄНЕ. Таке явище має місце завдяки тому, що частина енергії видаляється з резонансного кола та йде на заряджання ємності C_p , а частина розгойдуює напругу в резонансному колі.

Форма кривої, що огинає епюру $V(ur)$, має експоненційний характер і описується формулою

$$u_{Cp} = U_{Cm} \cdot (1 - e^{-t/\tau}), \quad (39)$$

де τ – постійна часу.

З урахуванням того, що напруга u_{Cp} розраховується з виразу (39), епюра зарядного струму в ЄНЕ також має експоненційну форму

$$i_p = I_{av} \cdot e^{-t/\tau}, \quad (40)$$

де I_{av} – середній струм заряду ЄНЕ.

З виразу (25) за умови $k_{Cp} \leq 0,1$ випливає, що струм в ЄНЕ не залежить від його ємності C_p і є пропорційним струму короткого замикання конденсатора резонансного кола C_r (4). Імітаційне моделювання (див. рис. 3, б) показує, що форма струму $I(C4)$ значно відрізняється від гармонічної, а середній струм на початку заряду I_{av0} можна оцінити з криволінійного трикутника, і він є трохи більшим ніж 0,5 від максимального значення струму трикутної форми (яке можна розрахувати з виразу (4))

$$I_{av0} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{E_m}{\omega L} = 0,577 \frac{E_m}{\omega L}. \quad (41)$$

З одного боку, зарядний струм змінюється із збільшенням струму в резонансному колі (ив. рис. 3, б), а з іншого боку, цей струм, як і максимальна напруга заряду ємнісного накопичувача C_p , практично не залежать від його ємності за умови $k_{Cp} \leq 0,1$ (див. (25)), тому з певним наближенням $I_{av} \approx I_{av0}$ і у виразі (40) можна використовувати замість I_{av} початкове значення середнього струму I_{av0} , яке розраховується за формулою (41).

Постійна часу τ може бути визначена графічно як довжина піддотичної в будь-якій точці графіку напруги від часу [31], зокрема як довжина проекції на вісь часу відрізка дотичної до кривої напруги (якою є похідна напруги), який обмежується з одного боку початковим значенням напруги, а з другого – її максимальним значенням U_{Cm} . Як видно з рис. 3, б, напругу на ЄНЕ $V(ur)$ можна розглядати як лінійну функцію (тобто як пряму) на відрізку від початкового моменту зростання до значення $U_{Cp} = 0,66U_{Cm}$. Тоді її похідну du_{Cp}/dt можна вважати константою на цьому відрізку та записати

$$\frac{du_{Cp}}{dt} = \frac{I_{av}}{C_p}; \quad (42) \quad \tau = U_{Cm} \frac{dt}{du_{Cp}} = U_{Cm} \frac{C_p}{I_{av}}. \quad (43)$$

Слід зазначити, що у разі зменшення добротності резонансного кола (тобто збільшенні активного опору) частота вільних загасаючих коливань стає меншою за резонансну і в колі виникають биття частоти, які супроводжуються періодичним зменшенням амплітуди коливань в колі. Це явище здатне зменшити зарядний струм. Для урахування зміни форми епюри зарядного струму введемо коефіцієнт k_f . Тоді вираз для постійної часу прийме вид

$$\tau = k_f U_{Cm} C_p / I_{av}. \quad (44)$$

Як показав експеримент, для $k_{Cp} = 0,1$ k_f приблизно дорівнює $\sqrt{2}$.

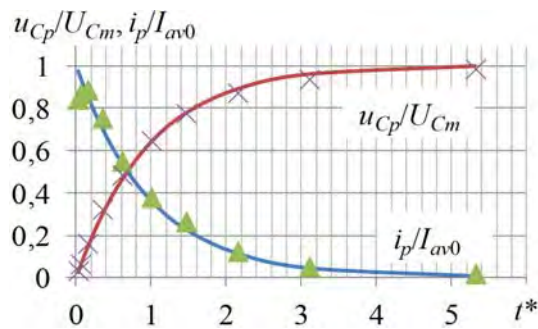


Рис. 4

З визначеними параметрами U_{Cm} (вираз (37)), I_{av} (вираз (41)), τ для $k_{Cp} = 0,1$ (вираз (44)) за виразами (39) та (40) розраховано оригінальні зарядного струму i_p та напруги ЄНЕ u_{Cp} .

На рис. 4 наведено залежності u_{Cp}/U_{Cm} , i_p/I_{av0} від часу $t^* = t/t_{Uc}$, де t – поточний час заряджання, t_{Uc} – час, за який напруга ЄНЕ досягає $U_{Cp} = 0,66U_{Cm}$. Суцільними лініями позначено розраховані залежності, а маркерами – залежності, отримані в результаті імітаційного моделювання.

Розраховані та отримані в результаті імітаційного моделювання експоненційні залежності вхідної напруги та зарядного струму від часу практично збігаються.

Слід зазначити, що за однакового струму короткого замикання, визначеного за виразом (4), час заряду ЄНЕ залежить від k_{Cp} – відношення ємності резонансного кола до ємності ЄНЕ. Це випливає з результатів аналізу виразів (15), (25) та (29). Під час комутації (відкритті) діодного вентиля струм індуктивного дроселя резонансного кола розподіляється на підтримку електричної енергії, що циркулює в резонансному колі, а саме на заряджання конденсатора C_r , та безпосередньо на заряджання конденсатора C_p . Через те, що струм короткого замикання, визначеного за виразом (4), залежить тільки від параметрів резонансного кола, зарядний струм I_p (див. вираз (29)) буде визначатися тільки значенням k_{Cp} . Чим меншим є k_{Cp} , тим більшим буде зарядний струм та меншим час заряджання.

Для підтвердження цього висновку проведено моделювання процесів в схемі, наведеній на рис. 3, а, для різних значень відношення $C_r/C_p = k_{Cp}$. З постійною ємністю ЄНЕ C_p варіювали ємність конденсатора резонансного кола C_r . Відповідно до виразу (4) за резонансної частоти зарядний струм залежить тільки від напруги живлення та реактивного опору ωL . Тому задля забезпечення однакового зарядного струму відповідно до виразу (1) за різних частот змінювали індуктивність резонансного кола. Час заряджання ЄНЕ для $k_{Cp} = 0,1$ ($C_r = 20$ нФ, $C_p = 200$ нФ) обрали за мінімальний час (t_{\min}). Енергія, що накопичується в ЄНЕ, визначалася як $W = C_p U_C^2 / 2$, а потужність – $P = W/t = C_p U_C^2 / 2t$, де t – час заряджання. Для заданих ємності ЄНЕ, напруги та енергії потужність зарядного пристрою визначається часом заряджання. Потужність безтрансформаторної ЕТС та середній зарядний струм за $k_{Cp} = 0,1$ приймалися максимальними (P_{\max}, I_{\max}).

Задля отримання залежностей характеристик зарядного пристрою від k_{Cp} збільшували ємність C_r , розраховували частоту f та індуктивність резонансного кола L таким чином, щоб забезпечити однаковий струм короткого замикання I_{SC} , визначений за виразом (4).

За результатами імітаційного моделювання визначали час заряджання t до напруги 20 кВ та середній зарядний струм I , потім розраховували відношення t/t_{\min} , I/I_{\max} , P та P/P_{\max} .

Отримані результати наведено на рис. 5. Залежність t/t_{\min} від $C_r/C_p = k_{Cp}$ наведено на рис. 5, а; залежності I/I_{\max} (епюра 1), P/P_{\max} (епюра 2) та розрахований за виразом (29) відносний зарядний струм I/I_{\max} (епюра 3) – на рис. 5, б.

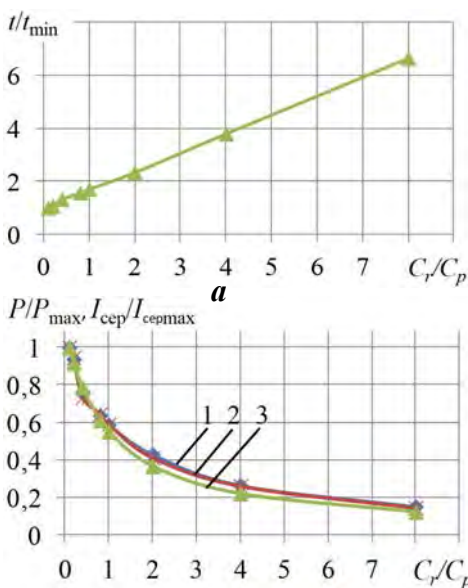


Рис. 5

Аналіз отриманих залежностей показує, що у разі збільшення k_{Cp} час заряджання зростає, наприклад, для $k_{Cp} = 1$ – $t/t_{\min} = 1,7$, а для $k_{Cp} = 8$ – $t/t_{\min} = 6,6$.

Чим більшим є час заряджання, тим меншою є потужність зарядного пристрою. Це зумовлено зменшенням зарядного струму. За однакового струму короткого замикання I_{SC} , визначеного за виразом (4), середній зарядний струм в схемах на рис. 1, а та 1, б за однакових параметрах резонансного кола та вхідної напруги E буде відрізнятись тим більше, чим більшим буде k_{Cp} в порівнянні з величиною 0,1.

Тобто, найбільшу потужність мають високовольтні безтрансформаторні ЕТС, в яких відношення ємності ємнісного накопичувача енергії до ємності резонансного кола є не меншим ніж 10. А для однакових струмів короткого замикання I_{SC} , визначених за виразом (4), зарядний струм та тривалість заряду ЄНЕ визначається величиною k_{Cp} . Чим більшим є величина k_{Cp} , тим меншим є зарядний струм і потужність зарядного

пристрою або більш тривалим є заряд ЄНЕ до тієї ж напруги.

Висновки. На основі аналізу усталених і перехідних процесів у колах безтрансформаторної електротехнічної системи заряду ЄНЕ, який може використовуватися в ЕРУ та імітувати процеси заряду ізоляції високовольтних силових кабелів, визначено особливості перетворення параметрів електроенергії, які проявляються в тому, що:

1) в момент комутації діодного вентиля такої системи струм, що протікає через індуктивність резонансного кола, розподіляється між ємнісним накопичувачем та конденсатором резонансного кола. При цьому чим більшим є відношення їхніх ємностей, тим більшим є зарядний струм ЄНЕ і біль-

шою потужність резонансного зарядного пристрою, а тривалість заряду ЄНЕ до заданої напруги відповідно зменшується;

2) під час розробки та створення потужних ЕТС зі швидким зарядом їхніх ЄНЕ необхідно реалізувати відношення ємності ЄНЕ до ємності послідовного резонансного ІСК не менше 10;

3) усталений зарядний струм ЄНЕ не залежить від опору навантаження за умови, що відношення ємності ІСК до ємності ЄНЕ $k_{Cp} \leq 0,1$.

Експоненційні залежності вихідної напруги та зарядного струму від часу заряджання високовольтної безтрансформаторної резонансної ЕТС, розраховані за отриманими аналітичними виразами, практично збігаються з результатами імітаційного моделювання.

Дослідження виконано за Проектом № 2022.01/0211 "Розробка мобільної системи формування напруги зі змінними параметрами для моніторингу безпеки і надійності високовольтного електрообладнання енергетичних об'єктів критичної інфраструктури України", який фінансується Національним фондом досліджень України.

1. Фрюнгель Ф. Импульсная техника. Генерирование и применение разрядов конденсаторов. М.: Энергия, 1965. 488 с.

2. Лившиц А.Л., Отто М.Ш. Импульсная электротехника. М.: Энергоатомиздат, 1983. 352 с.

3. Шваб А. Измерения на высоком напряжении. М.: Энергия, 1973. 239 с.

4. Bluhm H. Pulsed power systems: principles and applications. Berlin: Springer-Verlag, 2006. Pp. 288–305.

5. Пентегов И.В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. К.: Наук. думка, 1982. 422 с.

6. Дубовенко К.В. Моделирование зарядных цепей емкостных накопителей энергии со звеном повышенной частоты. *Електротехніка і електромеханіка*. 2006. № 3. С. 58–63.

7. Супруновская Н.И., Щерба А.А. Процессы перераспределения электрической энергии между параллельно соединенными конденсаторами. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 4. С. 3–11.

8. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.

9. Білецький О.О., Супруновська Н.І., Щерба А.А. Залежність енергетичних характеристик кіл заряду суперконденсаторів від їхніх початкових і кінцевих напруг. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 3–10. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.003>.

10. Вовченко А.И., Богуславский Л.З., Мирошниченко Л.Н. Тенденции развития мощных высоковольтных генераторов импульсных токов в ИИПТ НАН Украины. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 5. С. 69–74.

11. Ochin P., Gilchuk A.V., Monastyrsky G.E., Koval Y.N., 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*. 2013. Vol. 738–739. Pp. 451–455. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/MSF.738-739.451>.

12. Милях А.Н., Кубышин Б.Е., Волков И.В. Индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источники тока. К.: Наукова думка, 1964. 304 с.

13. Волков И.В., Губаревич В.Н., Исаков В.Н., Кабан В.П. Принципы построения и оптимизации схем индуктивно-емкостных преобразователей. Киев: Наукова думка, 1981. 176 с.

14. Спірін В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. Оптимізація індуктивно-емнісного перетворювача з мостовим однофазним випрямлячем, емнісним фільтром та активним навантаженням за питомими потужностями електромагнітних елементів. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 6. С. 25–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.025>.

15. Закревский С.И. Разработка и исследование автономных источников стабилизированного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. Дис. ... канд.техн.наук. Институт электродинамики АН УССР. Киев. 1971. 244 с.

16. Kazanivsky M. Lazer power supply based on multiphase resonance converters. Proc. International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 23–27 February 2010. Pp. 115–115.

17. Montes O.A., Son S., Kim S., Seok H., Lee J.S., Kim M. Forward-flyback resonant converter for high-efficient medium-power photovoltaic applications. Proc. Conference of IEEE on Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 26–30 March 2017. Pp. 1223–1228. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2017.7930851>.

18. Densley J. Ageing mechanisms and diagnostics for power cables – An overview. *IEEE Electrical Insulation Magazine*. 2001. Vol. 17. No 1. Pp. 14–22. DOI: <https://doi.org/10.1109/57.901613>

19. Hartlein R. Diagnostic testing of underground cable systems (cable diagnostic focused initiative). NEETRAC, Atlanta, GA, USA, Tech. Rep. DOE DE-FC02-04CH11237, NEETRAC 04-211/04-212/09-166, 2010.

20. Титко А.И., Васильковский Ю.Н. Научные основы, методы и средства диагностики асинхронных двигателей. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2015. 300 с.
21. Danikas M.G., Sarathi R. Electrical machine insulation: Traditional insulating material, nanocomposite polymers and the question of electrical trees. *Funktechnikplus J.* 2014. Vol. 1. Issue 5. Pp. 7–32.
22. Щерба А.А., Вінниченко Д.В., Супруновська Н.І. Наукова концепція розробки високовольтних електротехнічних систем резонансного типу з швидкодіючими керуванням і параметричною стабілізацією режимів навантаження. *Технічна електродинаміка.* 2024. № 2. С. 30–41. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.02.030>.
23. Eigner A., Rethmeier K. An overview on the current status of partial discharge measurements on AC high voltage cable accessories. *IEEE Electrical Insulation Magazine.* 2016. Vol. 32. No 2. Pp. 48–55. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEI.2016.7414231>
24. Shcherba M., Shcherba A., Peretyatko Y. Mathematical Modeling of Electric Current Distribution in Water Trees Branches in XLPE Power Cables Insulation. Proc. IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems, (ESS 2020)*, Kyiv, Ukraine, 12–14 May 2020. Pp. 353–356. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160293>.
25. Shcherba A., Shcherba M., Peretyatko Y. Electric Field Disturbance Near Water Trees In XLPE Insulation of Power Cables and Self-carrying Insulated Wires at Non-Sinusoidal Voltages and Currents. Proc. Conference IEEE 3rd KhPI Week on *Advanced Technology (KhPI Week 2022)*, Kharkiv, Ukraine, 03–07 October 2022. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916385>.
26. Shahsavarian T., Shahrtash S.M. Modelling of aged cavities for partial discharge in power cable insulation. *IET Sciences, Measurement and Technology.* 2015. Vol. 9. No 6. Pp. 661–670. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-smt.2014.0222>.
27. Щерба А.А., Щерба М.А., Перетятко Ю.В. Електрофізичні процеси деградації зшитої поліетиленової ізоляції силових кабелів і самоутримних ізолюваних проводів за несинусоїдних напруг і струмів. *Технічна електродинаміка.* 2023. № 1. С. 3–6. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.01.003>.
28. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н., Золотарев В.М., Белянин Р.В. Моделирование и контроль длительно протекающих электромагнитных и тепловых процессов в индукционной канальной печи для производства медной катанки. *Технічна електродинаміка.* 2017. № 4. С. 55–64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.04.055>.
29. Vinnychenko D., Nazarova N., Vinnychenko I. Transformerless high-voltage resonant charging systems for capacitive energy storage devices for electro-discharge technologies. Proc. of IEEE 41st International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Lviv, Ukraine, 10–14 October 2022. Pp. 727–731. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927052>.
30. Вінниченко Д.В., Назарова Н.С., Вінниченко І.Л. Дослідження характеристик високовольтного безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою ємнісного накопичувача. *Технічна електродинаміка.* 2023. № 2. С. 21–27. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.02.021>.
31. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. М: Энергия, 1975. 752 с.

THE INFLUENCE OF THE CAPACITANCE OF THE SERIES RESONANT CIRCUIT ON THE POWER OF RESONANT-TYPE ELECTRICAL SYSTEMS FOR MONITORING THE INSULATION OF HIGH-VOLTAGE EQUIPMENT

N.I. Suprunovska, D.V. Vinnychenko

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.**

E-mail: iednat1@gmail.com; vdvvs@gmail.com.

It were analyzed the processes of charging the capacitive electro-technical storage (CES), which can be the electrical insulation of modern high -voltage equipment (in particular power cables) during the current monitoring of its technical condition by the value of leakage currents when applying high voltage to insulation. The transformerless electro-technical system (ETS) of a resonance type, in which resonant inductive-capacitive circuit (ICC) with a high Q -factor carried out a multiple increase in AC voltage, was used to generate such voltage. Analytical expressions were obtained for the steady-state voltage on such CES and transient currents in the ETS circuit its charging. Simulation modeling of transient processes in the circuits of such ETS during CES charging was performed using the LTSpice software package. It is shown that the dependences of the output voltage and current of the ETS on time, obtained by analytical expressions, practically coincide with the results of simulation simulations. The influence of the ratio of the load capacitance and the resonant circuit capacitance on the relative load charging time and, accordingly, on the ETS power was studied. It was found that in order to increase the power of high -voltage transformerless ETS of the specified resonance type, it is necessary to increase the ratio of the CES capacity to the ICC capacity of the resonant circuit of the ETS. This approach can be used when using ETS with resonant ICCs to create powerful electric discharge installations

(EDIs) for the implementation of technologies for obtaining electro-spark micro- and nanopowders with unique operational properties. When creating powerful EDIs, it is suggested to use the value of the above-mentioned ratio at least 10. References 31, figures 5.

Key words: electro-technical system, alternating current, inductive-capacitive circuit, series resonance, resonant circuit Q-factor, ratio of capacitances.

1. Friungel F. Pulse technology. Generation and application of capacitor discharges. Moskva: Energiia, 1965. 488 p. (Rus)
2. Livshits A.L., Otto M.Sh. Pulse electrical engineering. Moskva: Energoatomizdat, 1983. 352 p. (Rus)
3. Schwab A. Measurements at high voltage. Moskva: Energiia, 1973. 239 p. (Rus)
4. Bluhm H. Pulsed power systems: principles and applications. Berlin: Springer-Verlag, 2006. Pp. 288–305.
5. Pentegov I.V. Fundamentals of the theory of charging circuits of capacitive energy storage. Kyiv: Naukova dumka, 1982. 422 p. (Rus)
6. Dubovenko K.V. Modeling of charging circuits of capacitive energy storage devices with an increased frequency link. *Elektrotehnika ta elektromekhanika*. 2006. No 3. Pp. 58–63. (Rus)
7. Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Processes of energy redistribution between parallel connected capacitors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 3–11. (Rus)
8. 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/techmed2016.03.009>.
9. Biletsky O.O., Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Dependence of power characteristics of circuit at charge of supercapacitors on their initial and final voltages. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 3–10. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.01.003>. (Ukr)
10. Vovchenko A.I., Boguslavsky L.Z., Miroshnichenko L.N. Trends in the development of high-power high-voltage pulse current generators at the Institute of IPPT of NAS of Ukraine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 5. Pp. 69–74. (Rus)
11. Ochinn P., Gilchuk A.V., Monastyrsky G.E., Koval Y.N., 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*. 2013. Vol. 738–739. Pp. 451–455. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/MSF.738-739.451>.
12. Milyakh A.N., Kubyshin B.E., Volkov I.V. Inductive-capacitive converters of voltage sources into current sources. Kyiv: Naukova Dumka, 1964. 304 p. (Rus)
13. Volkov I.V., Gubarevich V.N., Isakov V.N., Kaban V.P. Principles of construction and optimization of schemes of inductive-capacitive converters. Kyiv: Naukova dumka, 1981. 176 p. (Rus)
14. Spirin V.M., Hubarevich V.M., Marunia Y.V., Salko S.V., Grebenyuk V.G. Optimization of inductive-capacitive converter with bridge one-phase rectifier, capacitive filter and parallel active load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 6. Pp. 25–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.06.025>. (Ukr)
15. Zakrevsky S.I. Development and research of autonomous sources of stabilized current based on inductive-capacitive converters. diss. ... Candidate of Technical Sciences. Institute of Electrodynamics of the Academy of Sciences of the Ukrainian SSR. Kiev. 1971. 244 p. (Rus)
16. Kazanivsky M. Lazer power supply based on multiphase resonance converters. Proc. International Conference on *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science* (TCSET). Lviv-Slavske, Ukraine, 23–27 February 2010. Pp. 115–115.
17. Montes O.A., Son S., Kim S., Seok H., Lee J.S., Kim M. Forward-flyback resonant converter for high-efficient medium-power photovoltaic applications. Proc. Conference of IEEE on *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, USA, 26–30 March 2017. Pp. 1223–1228. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2017.7930851>.
18. Densley J. Ageing mechanisms and diagnostics for power cables – An overview. *IEEE Electrical Insulation Magazine*. 2001. Vol. 17. No 1. Pp. 14–22. DOI: <https://doi.org/10.1109/57.901613>.
19. Hartlein R. Diagnostic testing of underground cable systems (cable diagnostic focused initiative). NEETRAC, Atlanta, GA, USA, Tech. Rep. DOE DE-FC02-04CH11237, NEETRAC 04-211/04-212/09-166, 2010.
20. Titko A.I., Vaskovsky Yu.N. Scientific foundations, methods and diagnostic tools for asynchronous motors. Kiev: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. 300 p. (Rus)
21. Danikas M.G., Sarathi R. Electrical machine insulation: Traditional insulating material, nanocomposite polymers and the question of electrical trees. *Funktechnikplus J*. 2014. Vol. 1. Issue 5. Pp. 7–32.
22. Shcherba A.A., Vinnychenko D.V., Suprunovska N.I. Scientific concept of the development of high-voltage electrical systems of the resonant type with fast-acting control and parametric stabilization of load modes. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 2. Pp. 30–41. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2024.02.030>. (Ukr)

23. Eigner A., Rethmeier K. An overview on the current status of partial discharge measurements on AC high voltage cable accessories. *IEEE Electrical Insulation Magazine*. 2016. Vol. 32. No 2. Pp. 48–55. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEI.2016.7414231>.
24. Shcherba M., Shcherba A., Peretyatko Y. Mathematical Modeling of Electric Current Distribution in Water Trees Branches in XLPE Power Cables Insulation. Proc. 2020 IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS 2020)*, Kyiv, Ukraine, 12–14 May 2020. Pp. 353–356. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160293>.
25. Shcherba A., Shcherba M., Peretyatko Y. Electric Field Disturbance Near Water Trees In XLPE Insulation of Power Cables and Self-carrying Insulated Wires at Non-Sinusoidal Voltages and Currents. Proc. Conference IEEE 3rd KhPI Week on *Advanced Technology (KhPI Week 2022)*, Kharkiv, Ukraine, 03–07 October 2022. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916385>.
26. Shahsavarian T., Shahrtash S.M. Modelling of aged cavities for partial discharge in power cable insulation. *IET Sciences, Measurement and Technology*. 2015. Vol. 9. No 6. Pp. 661–670. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-smt.2014.0222>.
27. Shcherba A.A., Shcherba M.A., Peretyatko Yu.V. Electro-physical processes of degradation of cross-linked polyethylene insulation of power cables and self-carrying insulated wires under non-sinusoidal voltages and currents. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 1. Pp. 3–6. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.01.003>. (Ukr)
28. Shcherba A.A., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N., Zolotarev V.M., Belyanin R.V. Modeling and control of long-term electromagnetic and thermal processes in induction channel furnace for copper rod production. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 4. Pp. 55–64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.04.055>. (Rus)
29. Vinnychenko D., Nazarova N., Vinnychenko I. Transformerless high-voltage resonant charging systems for capacitive energy storage devices for electro-discharge technologies. Proc. of IEEE 41st International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Lviv, Ukraine, 10–14 October 2022. Pp. 727–731. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927052>.
30. Vinnychenko D.V., Nazarova N.S., Vinnychenko I.L. Research of characteristics of high voltage transformerless resonant charger of capacitary storage device *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 2. Pp. 21–27. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.02.021>. (Ukr)
31. Zeveke G.V., Ionkin P.A., Netushil A.V., Strakhov S.V. Fundamentals of Circuit Theory. Moskva: Energiia, 1975. 752 p. (Rus)

Надійшла 30.04.2024
Остаточний варіант 24.06.2024

ВПЛИВ З'ЄДНУВАЛЬНОГО ВИСОКОВОЛЬТНОГО КАБЕЛЮ НА СТРУМИ І НАПРУГИ У ПРИСТРОЇ ІМПУЛЬСНОГО БАР'ЄРНОГО РОЗРЯДУ

В.О. Берека^{*}, докт. філософії, Ю.М. Васецький^{**}, докт. техн. наук,

І.П. Кондратенко^{***}, чл.-кор. НАН України

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: yuriy.vasetsky@gmail.com.

Статтю присвячено дослідженню впливу з'єднувального кабелю як елемента з розподіленими параметрами між генератором імпульсів і розрядною камерою в електротехнічному комплексі на основі імпульсного бар'єрного розряду на значення струмів і напруг в системі. На основі експериментальних досліджень і моделювання встановлено, що струми на різних кінцях кабелю суттєво відрізняються один від одного, що обумовлено значним ємнісним імпульсним струмом зарядження кабелю. Знайдено, що під час бар'єрного розряду коректно виміряний імпульс струму має значно меншу тривалість, ніж імпульс напруги. За електричного розряду особливістю залежності струму на вході до кабелю є поява додаткового локального максимуму, значно меншої амплітуди з часовим зсувом, що дорівнює часу пересування електромагнітної хвилі вздовж кабелю. Показано, що використання з'єднувального кабелю збільшеної довжини дає можливість підвищити напругу між електродами порівняно з напругою на вході до кабелю, максимально удвічі без врахування падіння напруги на внутрішньому опорі генератора за довжини кабелю не меншою, ніж подвійна довжина шляху, що проходить електромагнітна хвиля за час досягнення максимуму імпульсу генератора. Бібл. 16, рис. 7.

Ключові слова: імпульсний бар'єрний розряд, з'єднувальний кабель з розподіленими параметрами, експериментальне дослідження, simulink-модель.

Вступ. Технології створення низькотемпературної плазми за рахунок використання імпульсної техніки набули доволі широкого спектру застосувань протягом останніх десятиріч. З однієї сторони цей інтерес зумовлений тим, що імпульсна техніка здатна забезпечити суттєво вищу потужність, передану за короткий проміжок часу [1, 2], який знаходиться в мікро- та нано-секундному діапазоні, на відміну від застосування розрядів постійної та змінної напруги. З іншої сторони відсутність суттєвого перегріву газу в плазмовій зоні сприяє ефективному протіканню плазмо-хімічних реакцій і насиченню розрядного проміжку продуктами цих реакцій [3]. Під продуктами реакцій у даному контексті розуміються радикали ОН, О, які є хімічно нестабільними і мають високу реакційну здатність до взаємодії з молекулами органічної природи, а також молекули Н₂О₂, О₃, тощо, а технології, основним предметним направленням яких є ефективна генерація та застосування цих речовин, називаються АОТ's (*advanced oxidation technologies*). Серед багатьох затребуваних видів АОТ's є електророзрядні технології на основі імпульсних бар'єрних розрядів (ІБР), які на сьогоднішній час застосовуються та всебічно вивчаються у таких сферах, як сільське господарство [4], медицина [5, 6], обробка води та вихлопних газів [7], дезодорація [8], модифікації поверхні матеріалів різного роду [9–11]. Оскільки принцип роботи технологій на ІБР побудовано на використанні та перетворенні електричної енергії, то для точної кількісної оцінки енерго-ефективності даних технологій принципове значення має, зокрема, коректне вимірювання електричних показників розряду.

На ефективність використання енергії ІБР впливають багато факторів в залежності від сфери застосування. При цьому головними вихідними характеристиками пристроїв, в яких використовується ІБР, є величина та залежність від часу напруги та струму в розрядній камері, а також просторовий характер самого розряду (однорідний чи неоднорідний). На перелічені характеристики впливають: конструктивні особливості і параметри роботи джерела імпульсної напруги [12],

© Берека В.О., Васецький Ю.М., Кондратенко І.П., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-0888-2864>; ** <https://orcid.org/0000-0002-4738-9872>;

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

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

конфігурація і розміри електророзрядної камери [12], наявність високовольтного екранованого кабелю, що з'єднує джерело і розрядну камеру тощо.

Вплив вихідної ланки джерела живлення на характеристики ІБР, детальний аналіз якої із визначенням оптимальних взаємоузгоджених параметрів, виконано у [13]. В роботі, зокрема, встановлено, що у пристрою для обробки імпульсним бар'єрним розрядом води в крапельно-плівковому стані завдяки узгодженню параметрів вихідної ланки генератора імпульсів та робочої камери вдається суттєво підвищити енергоефективність електророзрядного комплексу.

Одним з шляхів підвищення ефективності роботи технологічних пристроїв є отримання однорідного просторового характеру розряду в міжелектродному проміжку з відсутністю його шнуровання. Такий вид розряду забезпечує значно більшу усереднену по об'єму робочої камери концентрацію електронів порівняно, наприклад, з використанням коронного розряду [14]. Як показали дослідження [15], на отримання однорідного характеру ІБР найбільш суттєво впливають такі параметри: тривалість імпульсу напруги, крутизна його фронту, відстань між електродами і діелектричним бар'єром, а також діелектрична проникність бар'єру та ряд інших факторів.

Вивченню впливу високовольтного кабелю, що з'єднує генератор імпульсів (ГІ) і розрядну камеру (РК), на результати вимірювання струмів і напруг під час застосування ІБР на даний час приділялася значно менша увага. З технологічних причин ГІ і РК віддалені один від одного на певну відстань, зазвичай не менше 1 м. Для кабелів зі швидкістю розповсюдження електромагнітних хвиль $(1-2) \cdot 10^8$ м/с час розповсюдження сигналу по кабелю такої довжини складає 5-10 нс, що вже стає співрозмірним з часом фронту імпульсів $\sim 20-30$ нс. Крім того, ємність кабелю може перевищувати ємність електродної системи, що потребує врахування ємнісних струмів в системі, які є співставними зі струмом електричного розряду. Нарешті, явище відбиття електромагнітної хвилі від кінця кабелю, де розташована розрядна камера, може бути використано для збільшення величини імпульсної напруги між електродами. Це пов'язано з відбиттям хвилі по суті від розімкненого кінця лінії, через що напруга збільшується удвічі (коли час імпульсу значно перевищує постійну часу $z_c C_e$, де z_c – хвильовий опір кабелю без втрат, C_e – ємність електродної системи).

Метою роботи є визначення впливу з'єднувального кабелю (ЗК) як елемента з розподіленими параметрами електротехнічного комплексу створення імпульсного бар'єрного розряду на значення струмів і напруг під час підключення вимірювальної техніки біля ГІ та РК, врахування особливостей впливу кабелю на залежність вимірювальних величин за наявності струму розряду, а також можливості збільшення імпульсної напруги на електродній системі порівняно з напругою на клеммах ГІ.

Елементи електророзрядної системи та розрахункова модель визначення впливу з'єднувального кабелю на величини напруг і струмів. У даній роботі параметри більшості елементів системи для застосування ІБР відповідають реальним даним пристрою, що приводяться в опублікованих джерелах, однак деякі складові системи, які найбільш впливають на характеристики, що розглядаються, представлені у спрощеному вигляді. Система складається з трьох основних блоків: ГІ, ЗК і РК. У роботі представлено результати вимірювань на реальній діючій установці та розрахунки моделювання на запропонованій SIMULINK-моделі (рис. 1).

Подачу уніполярних імпульсів напруги з амплітудою до 30 кВ, тривалістю порядку 100 нс та фронтом (ділянкою найбільшої швидкості зростання) 20-25 нс забезпечує ГІ, що реалізується на певному часовому проміжку. У моделі в блоці ГІ враховано тільки вихідне коло реального пристрою [13], яке складається з індуктивностей $L_1 = 1$ мкГн, $L_2 = 3$ мкГн, опорів $R_1 = 1$ Ом, $R_2 = 1$ м Ом, ємності $C_1 = 1.1$ пФ [1]. Напруга знімається з еквівалентного вихідного опору $R = 128$ Ом. Для зручності моделювання параметрів імпульсу напруги введено джерело імпульсів, напруга якого змінюється за законом у часі $u(t) = -U_m \sin^n(\omega t)$. Результати представлено для обраних параметрів $n = 2$, $\omega = (\pi/160)10^9$ с⁻¹, для яких амплітудне значення напруги джерела досягається у момент часу $t_m = 80$ нс і має максимальну швидкість зміни $du/dt = -U_m \omega$ за $t = 40$ нс. Одночасно в моделі початкова напруга на ємності приймається рівною нулю.

Електродна система, схематично зображена на рис. 2, являє собою два циліндричних електроди з нержавіючої сталі 1 і бронзи 3 діаметром, відповідно, 28 мм і 29 мм. До заземленого електроду з бронзи приклеєно скло 2 з розмірами $87 \times 80 \times 1$ мм³ і відносною діелектричною проникністю $\epsilon = 4.7$. Довжина газового проміжку d у представлених далі результатах складала 1.5 мм.

Виміряна ємність електродної системи є $C_e = 5.3$ пФ. Для врахування струму електричного розряду у моделі передбачено можливість підключення джерела імпульсу струму.

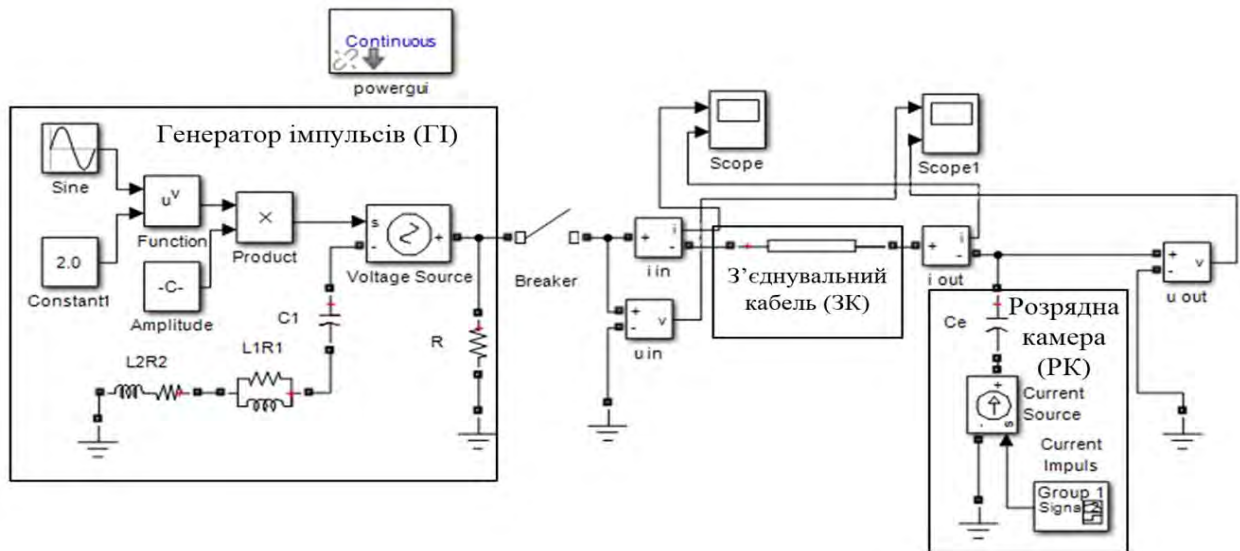


Рис. 1

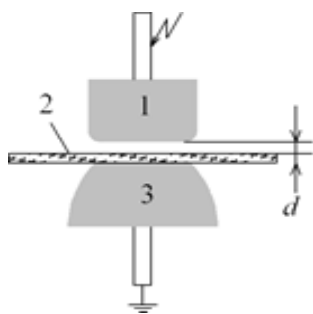


Рис. 2

Для з'єднання між собою ГІ і РК використовувалися два типи кабелю, втрати в яких можна вважати відсутніми. За низької напруги у 6 кВ, коли електричний бар'єрний розряд не запалюється, в експериментах і розрахунках використовувався кабель з ємністю і індуктивністю на одиницю довжини відповідно $C_{01} = 66.7 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, $L_{01} = 0.375 \cdot 10^{-6}$ Гн/м. Для цього кабелю швидкість електромагнітної хвилі та хвильовий опір є $v_1 = (L_{01}C_{01})^{-1/2} = 1.98 \cdot 10^8$ м/с, $z_{c1} = (L_{01}C_{01})^{1/2} = 75$ Ом. За більшої напруги в умовах існування бар'єрного розряду в експериментах використовувався кабель з більшою товстотою ізоляцією. Параметри цього кабелю довжиною 1 м також закладалися в розрахункову модель і складали: $C_{02} = 110 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, $L_{02} = 0.7 \cdot 10^{-6}$ Гн/м, $v_2 = 1.14 \cdot 10^8$ м/с, $z_{c2} = 79.8$ Ом.

Напруги і струми вимірювалися та розраховувалися на вході до кабелю та біля розрядної камери. Для цього в експериментах застосовувалися датчики напруги P1015 та струму P6021, сигнал від яких подавався на цифровий осцилограф TDS 1012, смуга частот пропускання та чутливість вимірювальних приладів були достатніми задля отримання достовірних даних. У розрахунковій моделі для цих цілей передбачені вимірювальні блоки напруги "u in, u out" та струмів "i in, i out", сигнали яких передавалися на віртуальні осцилографи "scope, scope1".

Вплив кабелю обмеженої довжини на значення напруг і струмів. Під обмеженою довжиною уявляється така довжина, яка є достатньою для проведення експериментів. Конкретно за напруги 6 кВ застосовувався кабель довжиною $l_1 = 1.33$ м; за більшої напруги інший кабель мав довжину $l_2 = 1$ м.

Напруги та струми за відсутності електричного розряду. Незважаючи на те, що призначення пристрою передбачає роботу саме за наявності бар'єрного розряду, однак розгляд режиму без розряду дає змогу уявити суттєві особливості зміни струмів і напруг у часу, які не ускладнюються наявністю додаткового струму електричного розряду.

Під час подачі імпульсу напруги від ГІ пряма електромагнітна хвиля переміщається вздовж кабелю. Її залежність від часу і координати точки на кабелю x , що відраховується від точки підключення до ГІ $u_{np}(t - x/v_1)$ для $t - x/v_1 \geq 0$, визначається з розрахунку перехідного процесу для кола із зосередженими параметрами, показано на рис. 3, а [16]. Розрахована залежність u_{np} від часу у відносних одиницях показана на рис. 3, б кривою U01. За формою залежність незначною мірою відрізняється від кривої напруги джерела імпульсів U_s , однак падіння напруги на

внутрішньому опорі ГІ обумовлює зменшення амплітуди у 1.7 рази. Коли сигнал через час $\Delta t_1 = l_1/v_1 = 6.7 \cdot 10^{-9}$ с доходить до ємнісного елементу розрядної камери у вигляді падаючої хвилі $u_{\text{пад}} = u_{\text{пр}}(t + \Delta t_1 - l_1/v_1) = u_{\text{пр}}(t, 0)$, він відбивається і у вигляді зворотної хвилі $u_{\text{отр}}$ розповсюджується у зворотному напрямку. Напряга на навантаженні є $u_{\text{н}} = u_{\text{пад}} + u_{\text{отр}}$. Розрахунок перехідного процесу відбиття хвилі також можливо виконати для відповідного кола із зосередженими параметрами, показаного на рис. 3, в. Після перехідного процесу у $z_c C_e$ -колі на ємності встановлюється подвійне значення напруги падаючої хвилі. Оскільки постійна часу $z_{c1} C_e = 4.2 \cdot 10^{-10}$ с значно менша за час Δt_1 , то подвійне значення встановлюється практично миттєво. Результати розрахунку показано на рис. 3, з, де напруга падаючої хвилі позначена як U_{ef} , а напруга навантаження – U_{el} . Напруга відбитої хвилі за величиною дорівнює напрузі падаючої хвилі, яка через час Δt_1 досягає ГІ, де знову відбувається її відбиття, характеристики якого визначаються параметрами кола ГІ. Починаючи з цього моменту часу, значення напруги на кабелі поблизу ГІ визначається сумою вихідного імпульсу в момент часу $2\Delta t_1$ і напругою на ГІ, пов'язаною з відбиттям вже зворотної хвилі. На довжині кабелю $l_1=1.33$ м по досягненні часу $t_m = 80 \cdot 10^{-9}$ с амплітудного значення напруги імпульсу має місце досить значна кількість відбиттів хвилі $t_m/\Delta t_1 = 12$.

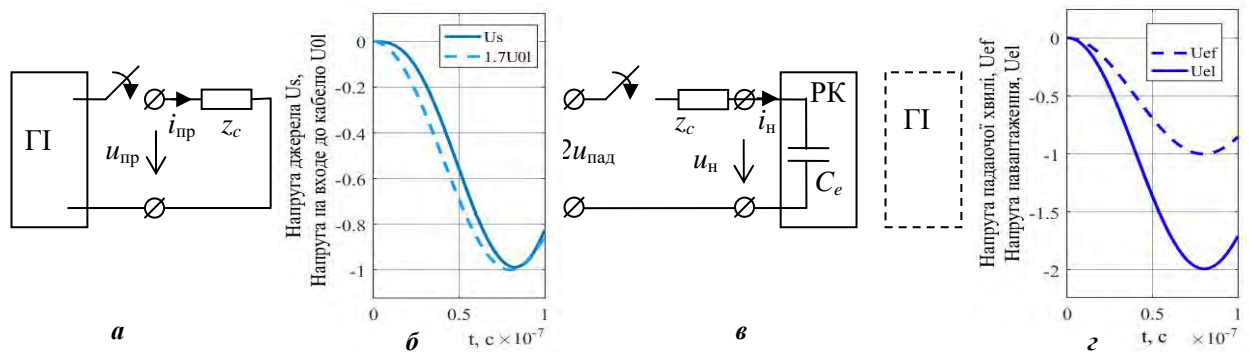


Рис. 3

У випадку $t_m/\Delta t_1 \gg 1$ досягається усталене значення напруг і струмів, і коло з довгою лінією може бути замінено колом із зосередженими параметрами, в якому необхідно врахувати загальне значення ємності $C_{c1} = 88.7 \cdot 10^{-12}$ Ф і індуктивності кабелю $L_{c1} = 0.5 \cdot 10^{-6}$ Гн. Оскільки ємність кабелю значно більша за ємність електродної системи $C_e = 5.3 \cdot 10^{-12}$ Ф, то ємнісний струм зарядки кабельної лінії значно перевищує ємнісний струм в електродній системі. Для обраної залежності напруги від часу і її максимальної величини $U_m = 6 \cdot 10^3$ В ємнісний струм $i_c = C du/dt = C\omega U_m \sin(2\omega t)$ має максимальні значення для кабелю і електродів відповідно: $i_{c1} = 10.5$ А, $i_{e1} = 0.62$ А. Одночасно, напруги на кабелі біля ГІ і РК відрізняються незначною мірою. Різниця визначається падінням напруги на індуктивності кабелю $\Delta u_L = L di/dt \approx L_c C_c \omega^2 U_m \cos(2\omega t)$ і має максимальне значення $\Delta u_{L1} = 102$ В $\ll U_m$.

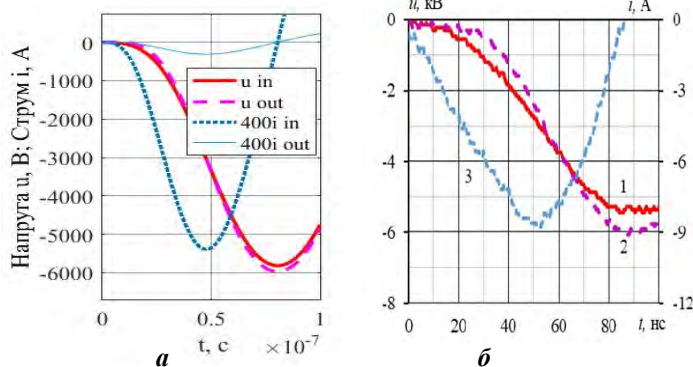


Рис. 4

Теоретичні оцінки підтверджуються результатами моделювання (рис. 4, а) і експериментальними даними на реальній дослідницькій установці (рис. 4, б, де 1 – напруга на початку кабелю, 3 – струм на початку кабелю; 2 – напруга в кінці кабелю). Це стосується як характеру часових залежностей, так і значень виміряних і розрахованих величин.

Напруги і струми за наявності бар'єрного електричного розряду. Електрофізичні процеси, що пов'язані з електророзрядними явищами в електродній системі у разі реалізації однорідного бар'єрного розряду, мають першорядний вплив на залежності струму i , відповідно, напруги від часу. Разом з цим під час використання залежностей, що реалізуються у процесі розряду, стає можливим дослідження впливу ЗК на різницю у показках для струму і напруги на затискачах ГІ та на електродній системі. З цієї позиції розглянемо результати експерименту в умовах дії електричного розряду. На рис. 5 (а, б) представлено часові залежності напруги (суцільні криві) і струму (пунктир), що виміряні на електродній системі (а) та на виході ГІ (б) за амплітудної напруги 21 кВ. У даному випадку використовувався високовольтний кабель довжиною 1 м, параметри якого надано вище.

З рисунків видно, що залежність від часу струмів по різні боки ЗК дуже відрізняються. Біля електродної системи спостерігається тільки імпульс струму через електродну систему. В той же час з боку ГІ у струмі значну частку складає ємнісний струм зарядження ємності кабелю. Тут наявність струму розряду може бути пов'язана з другим максимумом струму, який має значно меншу амплітуду.

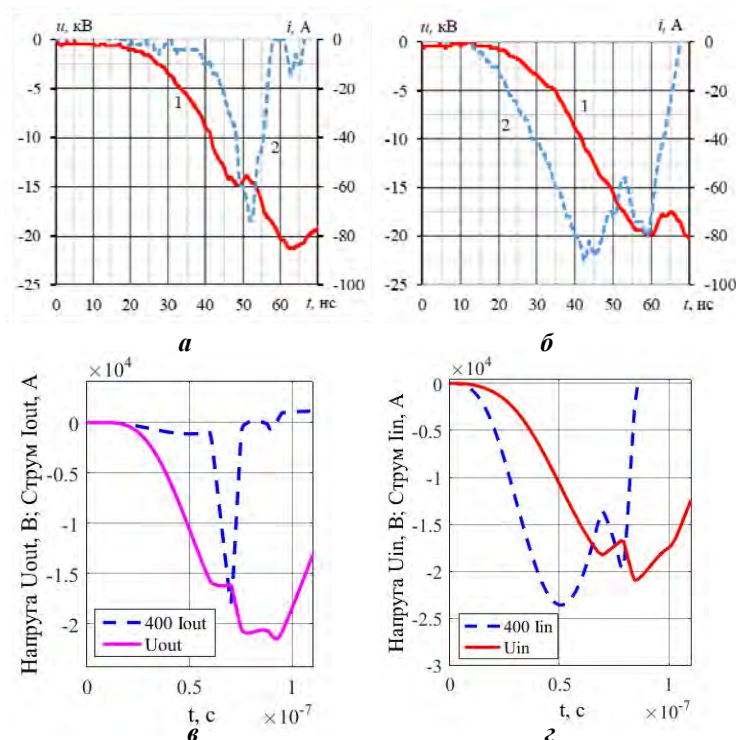


Рис. 5

другим піком струму у процесі вимірювання біля ГІ. Цей час складає ~ 9 нс. Такий час потрібен, щоб електромагнітна хвиля пройшла шлях від електродів до ГІ, рівний довжині кабелю: $\Delta t_2 = l_2/v_2 = 8.8 \cdot 10^{-9}$ с. Треба однак зауважити, що у системі, яка містить довгу лінію з розподіленими параметрами, для імпульсів меншої тривалості кількість відбиттів електромагнітної хвилі протягом цього часу зменшується. Це може проявитися у появі додаткових піків в залежностях від часу напруги і струму. При цьому вони будуть більш виражені у кривих струму біля ГІ, оскільки визначаються у першу чергу зарядженням ємності лінії, яка пропорційна похідної від напруги. Відстань у часі між піками на кривих у цьому випадку визначається часом проходження електромагнітної хвилі подвійної довжини кабелю, тобто вдвічі більше порівняно з запізненням імпульсу струму розряду.

Вплив довжини кабелю на збільшення напруги між електродами. Для стійкого однорідного бар'єрного розряду заради забезпечення необхідної інтенсивності потоку високоенергетичних електронів в розряді, необхідно забезпечити прикладення до електродів достатньої високої імпульсної напруги. Той факт, що під час відбиття від розімкнутої довгої лінії імпульсна напруга подвоюється, може бути використано для отримання більш високої напруги на електродах порівняно з напругою, що подається на вхід лінії. Разом з цим, відбита хвиля, досягаючи кінця зі сторони ГІ, знову відбивається. При цьому вхідні параметри ГІ зі сторони підключення кабелю такі, що породжують відбиту хвилю протилежного знаку, порівняно з падаючою хвилею.

Для підтвердження такого висновку було проведено моделювання за допомогою SIMULINK-моделі. Імпульс струму через електродну систему задавався у моделі елементом *Current Source*. Параметри імпульсу струму (рис. 5, в) в цілому відповідають імпульсу струму реального розряду на рис. 5, а. Залежність струму біля ГІ (рис. 5, г) у моделі має ті ж особливості, що спостерігаються в експерименті. Але під час моделювання протікають тільки ємнісний струм і імпульсний струм джерела. Однаковий вигляд кривих струму дає можливість зробити досить достовірне припущення, що в даному випадку наявність другого піку струму на рис. 5, б і 5, г пов'язане саме з імпульсом струму через електродну систему. Таке припущення підтверджується також однаковою величиною зсуву часу в експерименті і під час моделювання між імпульсом та

Тобто друга падаюча хвиля на електродну систему певним чином знижує напругу. Сказане пояснює рис. 6 за результатами моделювання процесу відбиття хвилі від ГІ у відповідності з рис. 3, в для першого кабелю, в якому швидкість хвилі складає $v_1 = 1.98 \cdot 10^8$ м/с.

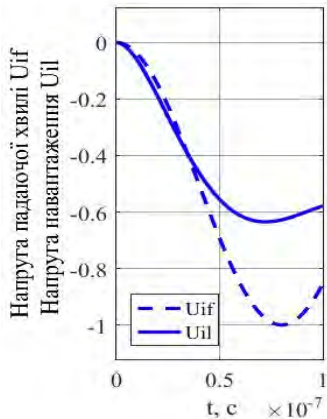


Рис. 6

З рис. 6 видно, що для імпульсу, що розглядається, протягом перших ~ 30 нс відбита хвиля $u_{отр} = u_n - u_{пад}$ має майже нульове значення. Далі ця вторинна відбита хвиля приймає значення з протилежним до падаючої знаком. Розповсюджуючись в напрямку електродної системи, сумарно вона зменшує подвійне значення напруг. Щоб запобігти зменшенню напруги на електродах до моменту досягнення максимуму напруги до цього часу, вторинна відбита хвиля не повинна досягти електродів. З цього розгляду випливає, що для того, щоб мати на електродах подвійне значення напруги, довжина ЗК повинна задовольняти умові: подвійна довжина кабелю повинна бути не меншою, ніж довжина шляху, що проходить хвиля за час t_m . Звідси для $t_m = 80 \cdot 10^{-8}$ м/с маємо умову щодо довжини ЗК $l \geq t_m v_1 / 2 = 8$ м.

На рис. 7, а представлено дані з моделювання для кабелю довжиною $l = 9$ м, де розраховано залежності від часу напруг і струмів біля ГІ (u_{in} , i_{in}) та біля РК (u_{out} , i_{out}). Вважалося, що електричний розряд є відсутнім, і тому було обрано попередню амплітуду напруги 6 кВ. Видно, що в цьому випадку напруга на електродну систему починає поступати із запізненням у 45 нс. Її значення на електродах збільшується удвічі до 12 кВ. При цьому час зростання напруги не змінюється.

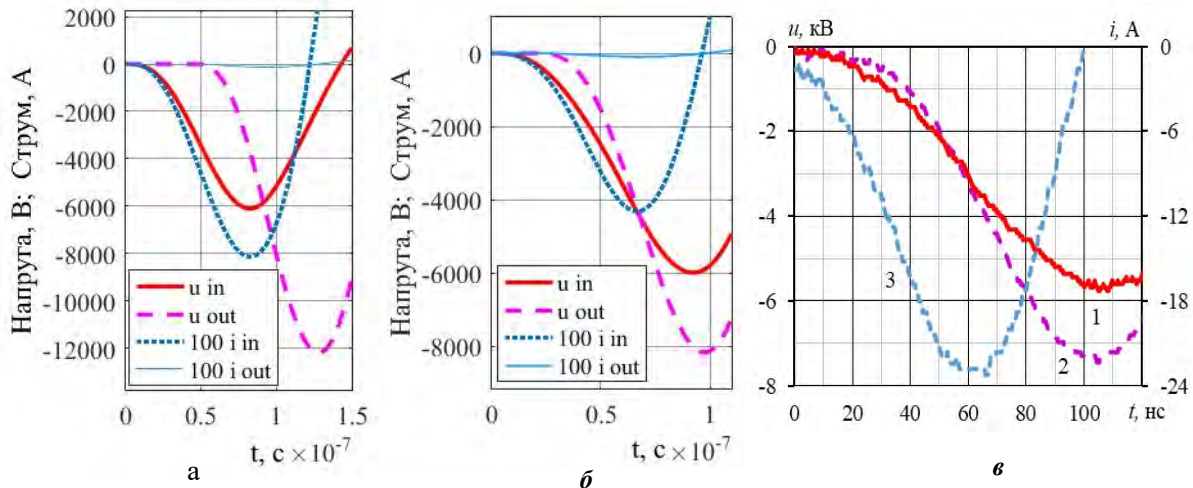


Рис. 7

Якщо довжина кабелю є меншою порівняно із зазначеною умовою, то у зв'язку з впливом відбиттів електромагнітної хвилі амплітудне значення напруги на електродах буде меншим, ніж подвійне значення напруги біля ГІ. З метою підтвердження для кабелю довжиною 4 м було проведено моделювання і експериментальне дослідження на діючому пристрою. Відповідні результати представлено на рис. 7, б і в, де стиль кривих такий же, як на рис. 7, а. У цьому випадку напруга теж збільшується, але тільки приблизно у 1.3 рази.

Використання довгого кабелю для збільшення напруги на електродах одночасно призводить до зростання струму у кабелі у місті підключення до ГІ. Зростання струму на виході з ГІ буде обумовлювати і збільшення падіння напруги на внутрішньому опорі джерела. Тому, оскільки у реальному ГІ напруга на клеммах пов'язана з розрядженням ємності, то в дійсності ефект від підключення довгої лінії може виявитися не настільки ефективним. Це питання потребує спеціальних додаткових досліджень на діючій установці і моделювання з урахуванням реальної схеми пристрою.

Висновки.

1. В електротехнічному комплексі для створення однорідного імпульсного бар'єрного розряду зі з'єднувальним кабелем між ГІ і РК довжиною не меншою 1 м для імпульсів наносекундного

діапазону значення струму на різних кінцях кабелю суттєво відрізняються, що пов'язано з протіканням ємнісного струму зарядки кабелю, який значно перевищує ємнісний струм в електродній системі. Це свідчить про необхідність проводити вимірювання безпосередньо біля електророзрядної камери.

2. Експериментальні вимірювання біля РК і моделювання з урахуванням хвильових властивостей ЗК показали, що за бар'єрного розряду тривалість імпульсу струму розряду є значно меншою, ніж проміжок часу досягнення максимальної напруги ГІ. Біля ГІ наявність імпульсного розряду проявляється лише у появі додаткового локального максимуму струму незначної амплітуди, який має місце з запізненням у часі, що дорівнює часу переміщення електромагнітної хвилі вздовж кабелю.

3. Використання з'єднувального кабелю збільшеної довжини дає змогу підвищити напругу між електродами порівняно з напругою на вході лінії максимум удвічі за умови нехтування падінням напруги на внутрішньому опорі генератора.

Роботу виконано за рахунок держбюджетної теми «Розвиток теорії та моделювання нестационарних електрофізичних процесів в електропровідних і діелектричних середовищах імпульсних електромагнітних систем (шифр: Бар'єр-3)», КПКВК 6541030.

1. Iza F., Walsh J.L., Kong M.G. From submicrosecond-to nanosecond-pulsed atmospheric-pressure plasmas. *IEEE Trans. Plasma Sci.* 2009. Vol. 37. No 7. Pp. 1289–1296. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2009.2014766>.

2. Yang D., Wang W., Zhang S., Tang K., Liu Z., Wang S. Multiple current peaks in room-temperature atmospheric pressure homogenous dielectric barrier discharge plasma excited by high-voltage tunable nanosecond pulse in air. *Appl. Phys. Lett.* 2013. Vol. 102. No 19. Pp. 194102-1–194102-5. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4804583>.

3. do Nascimento F., da Graça Sampaio A., Milhan N.V.M., Gontijo A.V.L., Mattern Ph., Gerling T., Robert E., Koga-Ito C.Yu., Kostov K.G. A Low Cost Flexible Atmospheric Pressure Plasma Jet Device With Good Antimicrobial Efficiency. *IEEE Transactions on Radiation and Plasma Medical Sciences.* 2024. Vol. 8. No 3. Pp. 307–322. DOI: <https://doi.org/10.1109/TRPMS.2023.3342709>.

4. Misra N.N., Schluter O., Cullen P.J., Waltham MA. Cold Plasma in Food and Agriculture. USA: Academic Press, 2016. 380 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-801365-6.00001-9>.

5. Metelmann H.-R., von Woedtke T., Weltmann K.-D. Comprehensive Clinical Plasma Medicine. New York, USA: Springer International Publishing, 2018. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-67627-2>.

6. Cretu D.-E., Rusu C.-C., Burlica R., Beniuga O., Astanei D., Tesoi D. DBD Non-Thermal Plasma Used on Surface Treatment of Polymeric Film for Food Packaging. International Conference on *Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*. Iasi. Romania, 06–08 October 2021. Pp. 454–457. DOI: <https://doi.org/10.1109/SIELMEN53755.2021.9600314>.

7. Inhwan H., Jongku J., Taesuk Y., Jinmu J. Water electrode plasma discharge to enhance the bacterial inactivation in water. *Biotechnol. Biotechnol. Equip.* 2018. No 32. Pp. 530–534. DOI: <https://doi.org/10.1080/13102818.2017.1321969>.

8. Schmidt M., Holub M., Jogi I., Sikk M. Treatment of industrial exhaust gases by a dielectric barrier discharge. *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* 2016. No 75. P. 24708. DOI: <https://doi.org/10.1051/epjap/2016150554>.

9. Лобанов Л.М., Сизоненко О.М., Рябцев І.О., Пашин М.О., Бабінець А.А., Лентюгов І.П., Торпаков А.С., Міходуй О.Л., Соломійчук Т.Г. Удосконалення технології виготовлення модифікаторів системи ti–tic та дослідження їх впливу на структуру наплавленого металу типу 25Х5ФМС. *Автоматичне зварювання*. 2023. № 2. С. 3–9.

10. Li S., Ding Y., Zhao Y., Yu J., Liu F., Fang Z. Effect of pulse voltage slew rate on the uniformity of polypropylene surface hydrophilic modification by nanosecond pulsed dielectric barrier discharge. *IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*. Denver, CO, USA, 30 October – 02 November 2022. Pp. 538–541. DOI: <https://doi.org/10.1109/CEIDP55452.2022.9985297>.

11. Божко І.В., Кондратенко І.П., Лобанов Л.М., Пашин М.О., Берднікова О.М., Міходуй О.Л., Кушнарєва О.С., Гончаров П.В. Застосування імпульсного бар'єрного розряду для обробки поверхні пластин зі сталі марки 25ХГНМТ. *Техн. електродинаміка*. 2023. № 1. С. 76–81. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.01.076>.

12. Malik M. A. Water purification by plasmas: which reactors are most energy efficient? *Plasma Chemistry and Plasma Processing*. 2010. No 30. Pp. 21–31. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11090-009-9202-2>.

13. Берека В.О., Божко І.В., Карлов О.М., Кондратенко І.П. Взаємозгодження параметрів джерела живлення та робочої камери для обробки води імпульсним бар'єрним розрядом. *Техн. електродинаміка*. 2023. № 4. С. 81–89. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.081>.

14. 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*. The Third International Workshop on *Environment and Geoscience*, Chengdu, China, 18–20 July 2020. Vol. 569(1). 012029. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/569/1/012029>.

15. Божко І.В., Берека В.О. Однорідність імпульсного бар'єрного розряду в атмосферному повітрі за присутності води в краплинно-плівковому стані. *Техн. електродинаміка*. 2019. № 5. С. 17–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.017>.

16. Жуховицкий Б.Я., Негневицкий И.Б. Теоретические основы электротехники: учебник. Т. 2. Москва: Энергия, 1972. 200 с.

THE INFLUENCE OF THE CONNECTING HIGH-VOLTAGE CABLE TO THE CURRENTS AND VOLTAGES IN DEVICE OF PULSED DIELECTRIC BARRIER DISCHARGE

V.O. Bereka, Yu.M. Vasetsky, I.P. Kondratenko

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: yuriy.vasetsky@gmail.com.

The article is devoted to the study of the connecting cable influence, as an element with distributed parameters between the pulsed generator and discharge chamber in the electrical complex based on pulsed barrier discharge, to the values of currents and voltages in the system. Based on experimental studies and modeling, it has been established that the currents at different ends of the cable differ significantly from each other, which is due to the large value capacitive pulsed charging current of the cable. It has been established that during the barrier discharge, a correctly measured pulse current has significantly shorter duration than pulse of voltage. During the electrical discharge, a feature of the dependence of the current at the input to the cable is the appearance of an additional local maximum, of much smaller amplitude with a time shift equal to the time the electromagnetic wave movement along the cable. It has been shown that the use of the connecting cable of increased length makes it possible to increase the voltage between the electrodes of two times in comparison with the voltage at the cable input, without taking into account the voltage drop across the internal resistance of the generator when the cable length no less than twice the path length that the electromagnetic wave moves during the time from start of the pulse to maximum value generator pulse. References 16, figures 7.

Key words: pulsed barrier discharge, connecting cable with distributed parameters, experimental study, simulink-model.

1. Iza F., Walsh J.L., Kong M.G. From submicrosecond-to nanosecond-pulsed atmospheric-pressure plasmas. *IEEE Trans. Plasma Sci.* 2009. Vol. 37. No 7. Pp. 1289–1296. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2009.2014766>.
2. Yang D., Wang W., Zhang S., Tang K., Liu Z., Wang S. Multiple current peaks in room-temperature atmospheric pressure homogenous dielectric barrier discharge plasma excited by high-voltage tunable nanosecond pulse in air. *Appl. Phys. Lett.* 2013. Vol. 102. No 19. Pp. 194102-1–194102-5. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4804583>.
3. do Nascimento F., da Graça Sampaio A., Milhan N.V.M., Gontijo A.V.L., Mattern Ph., Gerling T., Robert E., Koga-Ito C.Yu., Kostov K.G. A Low Cost Flexible, Atmospheric Pressure Plasma Jet Device With Good Antimicrobial Efficiency. *IEEE Transactions on Radiation and Plasma Medical Sciences.* 2024. Vol. 8. No 3. Pp. 307–322. DOI: <https://doi.org/10.1109/TRPMS.2023.3342709>.
4. Misra N.N., Schluter O., Cullen P.J., Waltham MA. *Cold Plasma in Food and Agriculture.* USA: Academic Press, 2016. 380 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-801365-6.00001-9>.
5. Metelmann H.-R., von Woedtke T., Weltmann K.-D. *Comprehensive Clinical Plasma Medicine.* New York, USA: Springer International Publishing. 2018. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-67627-2>.
6. Cretu D.-E., Rusu C.-C., Burlica R., Beniuga O., Astanei D., Tesoi D. DBD Non-Thermal Plasma Used on Surface Treatment of Polymeric Film for Food Packaging. International Conference on *Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*. Iasi, Romania, 06–08 October 2021. Pp. 454–457. DOI: <https://doi.org/10.1109/SIELMEN53755.2021.9600314>.
7. Inhwon H., Jongku J., Taesuk Y., Jinmu J. Water electrode plasma discharge to enhance the bacterial inactivation in water. *Biotechnol. Biotechnol. Equip.* 2018. No 32. Pp. 530–534. DOI: <https://doi.org/10.1080/13102818.2017.1321969>.
8. Schmidt M., Holub M., Jogi I., Sikk M. Treatment of industrial exhaust gases by a dielectric barrier discharge. *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* 2016. No 75. P. 24708. DOI: <https://doi.org/10.1051/epjap/2016150554>.
9. Lobanov L.M., Syzonenko O.M., Ryabtsev I.O., Pashchyn M.O., Babitets A.A., Lentiugov I.P., Torpakov A.S., Mikhodui O.L., Solomiichuk O.G. Improvement of technology of producing Ti-TiC modifiers and studying their impact on the structure of deposited metal of type 25Kh5FMS. *Avtomatychne zvariuvannia.* 2023. No 2. Pp. 3–9. (Ukr)
10. Li S., Ding Y., Zhao Y., Yu J., Liu F., Fang Z. Effect of pulse voltage slew rate on the uniformity of polypropylene surface hydrophilic modification by nanosecond pulsed dielectric barrier discharge. *IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*. Denver, CO, USA, 30 October – 02 November 2022. Pp. 538–541. DOI: <https://doi.org/10.1109/CEIDP55452.2022.9985297>.
11. Bozhko I.V., Kondratenko I.P., Lobanov L.M., Pashchin M.O., Berdnikova O.M., Mikhodui O.L., Kushnarova O.S., Goncharov P.V. Pulsed barrier discharge for treatment of surfaces of 25ХГНМТ steel plates. *Tekhnichna elektrodynamika.* 2023. No 1. Pp. 76–81. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.01.076>. (Ukr)
12. Malik M. A. Water purification by plasmas: which reactors are most energy efficient? *Plasma Chemistry and Plasma Processing.* 2010. No 30. Pp. 21–31. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11090-009-9202-2>.
13. Bereka V.O., Bozhko I.V., Karlov O.M., Kondratenko I.P. Coordination of parameters of the power source and the working chamber for water treatment with pulse barrier discharge. *Tekhnichna elektrodynamika.* 2023. No 4. Pp. 81–89. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.081>. (Ukr)
14. 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.* The Third International Workshop on *Environment and Geoscience*, Chengdu, China, 18-20 July 2020. Vol. 569(1). 012029. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/569/1/012029>.
15. Bozhko I.V., Bereka V.O. Uniform of pulse barrier discharge in the air of atmospheric pressure in the presence of water in a drop-film condition. *Tekhnichna elektrodynamika.* 2019. No 5. Pp. 17-21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.017>
16. Zhuhovitskii B.Ya, Negnevitskii I.B. *Theoretical foundations of electrical engineering.* Vol. 2. Moskva: Energiia, 1972. 200 p.

Надійшла 02.05.2024

РОЗРАХУНОК РЕГУЛЮВАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МЕТОДОМ СУПЕРПОЗИЦІЇ

Г.В. Павлов¹, докт. техн. наук, **А.В. Обрубов²**, докт. техн. наук,
І.Л. Вінниченко³, канд. техн. наук, **А.О. Махнов⁴**
 Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова,
 пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна,
 e-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrubov@nuos.edu.ua; i.l.vinnichenko@gmail.com;
andrei.schneider.eu@gmail.com.

В роботі представлено розрахунки регульовальних характеристик двотактного резонансного перетворювача з послідовним резонансним контуром (LLC-типу) з частотним регулюванням двома методами – методом першої гармоніки та методом суперпозиції. Теоретичні результати перевірено аналітично-структурним методом моделювання. Силову схему резонансного перетворювача для аналізу електромагнітних процесів заміщено лінійною T-подібною схемою з двома послідовними резонансними електричними RLC-ланцюгами і еквівалентними генераторами прямокутних напруг, які імітують транзисторний інвертор та діодний випрямляч в режимі квазінеперервного струму. Аналітично-структурний метод моделювання полягає в частково аналітичному і частково структурному шляхах побудови чисельної моделі резонансного перетворювача у вигляді імітаційної моделі в середовищі MATLAB-Simulink. Лінійні структурні ланки моделі створено на основі інтегральних рівнянь кіл. Нелінійні ланки створено на основі нелінійних функцій та причинно-наслідкових зв'язків. Структурна модель на основі даних ланок враховує нелінійність елементів силової схеми резонансного перетворювача і базується на простіших математичних виразах у порівнянні з еквівалентною математичною моделлю резонансного перетворювача. Структурна модель відповідає уявленню резонансного перетворювача у вигляді резонансного контуру з незалежними еквівалентними генераторами напруг і дає можливість регулювати коефіцієнт магнітного зв'язку між обмотками трансформатора та моделювати процеси за довільних керуючих функціях еквівалентних генераторів. Особливістю використання метода суперпозиції для розрахунків статичних характеристик резонансного перетворювача виявилась необхідність погоджувати фази напруг еквівалентних генераторів схеми заміщення у разі зміни робочої частоти або відносної напруги навантаження. Залежність вхідної напруги випрямляча, яка моделюється другим еквівалентним генератором, від процесів силової схеми реального резонансного перетворювача, визначає умови погодження (налаштування) фаз еквівалентних генераторів. Бібл. 30, рис. 5.

Ключові слова: аналітично-структурне моделювання, метод першої гармоніки, метод суперпозиції, регульовальні характеристики, резонансний перетворювач.

Вступ. Підвищення рівня енергоефективності систем розмагнічування суден малої тоннажності є актуальним питанням і відповідає одному із пріоритетних напрямків розвитку науки і техніки в Україні. Значне зниження втрат можливо забезпечити на етапі перетворення електроенергії для живлення систем розмагнічування (СР). Бажання зменшити амплітуду сплесків магнітного поля, як наслідок нестабільності напруги мережі, викликає необхідність суттєво збільшувати робочу частоту перетворювачів, що призводить до збільшення комутаційних втрат і зменшення ККД. Резонансні перетворювачі у порівнянні з перетворювачами з жорсткою комутацією мають нижчий рівень комутаційних втрат за рахунок форми струмів та напруг та переключень за їх нульових

© Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л., Махнов А.О., 2024
 ORCID: ¹ <https://orcid.org/0000-0002-4937-1828>; ² <https://orcid.org/0000-0001-9667-1703>;
³ <https://orcid.org/0000-0002-3768-1060>; ⁴ <https://orcid.org/0009-0006-1755-7405>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

значеннях, що обумовлює збільшення ККД [1–3]. Також забезпечується більш високий рівень електромагнітної сумісності з мережею. Тому перетворювачі електроенергії резонансного типу доцільно застосовувати в системах розмагнічування суден [4].

Метод суперпозиції широко відомий в теорії електротехніки та електроніки [5–7] і застосовується для розрахунків електромагнітних процесів лінійних або лінеаризованих схем з декількома еквівалентними генераторами [8–10]. Сумісно з теоремою Тевеніна (коли схема заміщується еквівалентним джерелом і опором) метод суперпозиції можливо застосувати і для побудови математичних моделей перетворювачів електроенергії, в силових схемах яких можна виділити еквівалентні генератори і розкласти їхні функції на елементарні ступінчасті складові [11]. Це полегшує розрахунки статичних характеристик перетворювачів електроенергії з відносно складними силовими схемами, в тому числі і резонансного типу [12]. Але є специфічні умови методу суперпозиції – лінійність і стаціонарність схеми, незалежність еквівалентних генераторів від процесів схеми, що ускладнюють використання методу суперпозиції для аналізу процесів перетворювачів електроенергії. Тому для з'ясування доцільності застосування в розрахунках статичних характеристик і оцінки точності методу суперпозиції слід провести розрахунки статичних характеристик резонансного перетворювача електроенергії як перетворювача з відносно складною силовою схемою [13–15], методом суперпозиції та іншим перевіреним методом [16] і порівняти результати розрахунків. Також як альтернативний шлях доцільно провести чисельне моделювання процесів резонансного перетворювача. Вважаючи результати моделювання достовірними, можливо порівняти збіжність результатів теоретичних розрахунків з результатами моделювання.

Метою дослідження є використання методу суперпозиції для розрахунків статичних регульованих характеристик резонансного перетворювача (РП) та порівняльна оцінка точності результатів, отриманих за методом суперпозиції, і подібних результатів, отриманих відомим та застосовуваним для розрахунків характеристик РП методом першої гармоніки. Також в роботі дано оцінку точності результатів розрахунків за збіжністю з результатами чисельного моделювання.

1. Розрахунок методом першої гармоніки. Вхідні дані для розрахунку взято з лабораторного зразку РП *LLC*-типу [17, 18] із наступними характеристиками: напруга живлення 220 В; номінальна потужність 300 Вт; вихідна напруга 12 В. Силова схема експериментального РП відповідає схемі в [11] і містить двотактний інвертор класу *D*, понижуючий трансформатор, діодний випрямляч та резонансні конденсатори. Потужність РП регулюється частотним та релейним способами [19–21]. В даній роботі розглядаються саме характеристики частотного регулювання. У разі підвищення робочої частоти, починаючи від частоти послідовного резонансу первинного кола, вихідна потужність РП знижується від 100% до приблизно 20% від номінальної. Кратність зміни частоти при цьому не перевищує 3. Задля подальшого зниження потужності здійснюється релейне регулювання з періодичним включенням і виключенням коливальних інвертору за максимальної робочої частоти. Детально роботу РП у разі релейного регулювання буде досліджено окремо.

Схема заміщення (СЗ) силової частини РП з одиничним коефіцієнтом трансформації на рис. 1, *а* представляє собою Т-подібний лінійний чотирьохполосник (резонансне коло [22, 23]), який можна вважати суперпозицією схем на рис. 1, *б*. Еквівалентні генератори первинної та вторинної напруг u_1 і u_2 заміщують напівмостовий інвертор напруги класу *D* і мостовий діодний випрямляч з *RC*-навантаженням. Ємності C_{r1} і C_{r2} заміщують резонансні конденсатори. Індуктивності L_{s1} , L_{s2} , L_m заміщують первинну та вторинну індуктивності розсіювання трансформатора. Активні опори r_1 , r_2 і r_d заміщують опори втрат на первинній, вторинній стороні і опір втрат перемагнічування сердечника трансформатора. Елементи вторинної сторони вважаються приведеними до первинної сторони. За необхідності параметри СЗ можна перерахувати для будь-якого значення коефіцієнту трансформації.

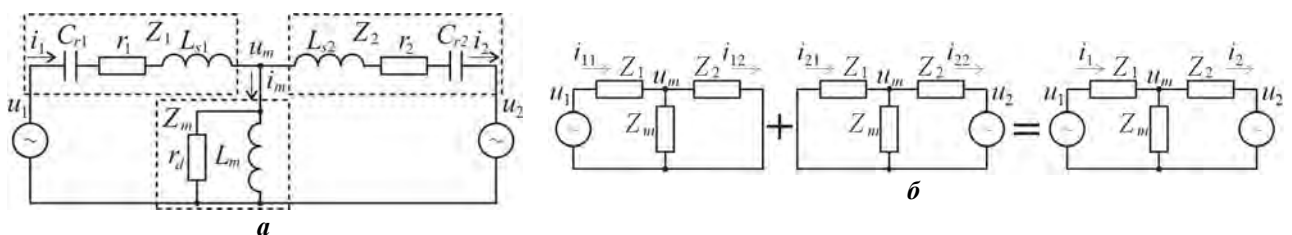


Рис. 1

Згідно з методом першої гармоніки [17, 19, 24, 25] еквівалентний опір навантаження РП можна виразити відношенням перших гармонік напруги і струму СЗ $R_{ac} = U_{2m}^{(1)}/I_{2m}^{(1)}$, а фактичний опір навантаження – відношенням середніх за напівперіод величин вихідної напруги і струму РП $R_n = U_2/I_2$. Виразивши приблизно перші гармоніки через середні значення: $U_{2m}^{(1)} \approx U_{2m} \cdot (4/\pi) \approx U_2 \cdot (4/\pi)$ (U_{2m} – амплітуда прямокутної напруги на вході випрямляча, U_2 – середня вихідна напруга), $I_{2m}^{(1)} \approx I_{bm} \approx I_2 \cdot (\pi/2)$ (I_{2m} – амплітуда вхідного струму випрямного моста), отримаємо $R_{ac} = U_2 \cdot (4/\pi) \cdot 2 / (I_2 \cdot \pi) = R_n \cdot (8/\pi^2)$. Або з врахуванням коефіцієнту трансформації $N_{tr} = w_1/w_2$: $R_{ac} = R_n \cdot N_{tr}^2 \cdot (8/\pi^2)$. Вихідна напруга СЗ u_2 може бути виражена через вхідну напругу u_1 , величини комплексних опорів Z_1, Z_2, Z_m , та еквівалентного опору навантаження R_n : $u_2 = u_1 \cdot f(Z_1, Z_2, Z_3, Z_m, R_{ac})$. Відношення вихідної і вхідної напруг є передатною функцією СЗ: $H_u(j\omega) = u_2(j\omega)/u_1(j\omega)$,

$$H_u(j\omega) = \frac{Z_m(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + R_{ac})}{Z_1(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + Z_m(j\omega) + R_{ac}) + Z_m(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + R_{ac})} \cdot \frac{R_{ac}}{Z_2(j\omega) + R_{ac}}, \quad (1)$$

де j – уявна одиниця, ω – кутова частота, рад/с, запис « $j\omega$ » означає добуток $j \cdot \omega$. Комплексні опори СЗ визначаються так: $Z_1(j\omega) = 1/(j\omega \cdot C_{r1}) + j\omega \cdot L_{s1} + r_1$; $Z_m(j\omega) = j\omega \cdot L_m \cdot r_d / (j\omega \cdot L_m + r_d)$; $Z_2(j\omega) = 1/(j\omega \cdot C_{r2}) + j\omega \cdot L_{s2} + r_2$. Тут позначено: $C_1, L_1, r_1 = \rho_1/Q_1$ і $C_2, L_2, r_2 = \rho_2/Q_2$ – ємності, індуктивності і активні опори послідовних резонансних ланцюгів; $\rho_1 = \sqrt{L_{s1}/C_1}$ і $\rho_2 = \sqrt{L_{s2}/C_2}$ – хвильові опори та Q_1 і Q_2 – добротності послідовних резонансних ланцюгів; r_d і L_m – еквівалентний опір втрат і індуктивність намагнічування сердечника.

Регульовальна характеристика є залежністю коефіцієнту передачі напруги K_u СЗ від робочої частоти ω_g . $K_u(\omega_g) = U_2/U_1 = |H_u(j \cdot \omega_g)|$, де ω_g – робоча частота, U_2/U_1 – відношення однотипних значень напруг. Альтернативний вираз коефіцієнту передачі РП LLC-типу визначено відповідно до [26, 27]

$$K_u(\omega_g) = \left(\frac{L}{L_{s1} + L_{s2}} - 1 \right) \cdot \left(\frac{\omega_g}{\omega_{012}} \right)^2 \left/ \left[\left(\left(\frac{\omega_g}{\omega_m} \right)^2 - 1 \right) + j \cdot \left(\left(\frac{\omega_g}{\omega_{012}} \right)^2 - 1 \right) \cdot \frac{\omega_g}{\omega_{012}} \cdot \left(\frac{L}{L_{s1} + L_{s2}} - 1 \right) \cdot \frac{\rho_{12}}{R_{ac}} \right] \right., \quad (2)$$

де $L = L_{s1} + L_m$ – первинна індуктивність трансформатора; $\omega_{012} = 1/\sqrt{(L_{s1} + L_{s2}) \cdot (C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2))}$ і $\rho_{12} = \sqrt{(L_{s1} + L_{s2}) / (C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2))}$ – резонансна частота і хвильовий опір обох послідовних резонансних ланцюгів; $\omega_m = 1/\sqrt{L \cdot C_1}$ – резонансна частота первинного ланцюга у разі ненавантаженого вторинного ланцюга ($R_{ac} \rightarrow \infty$).

Вхідні дані розрахунків наступні: коефіцієнт магнітного зв'язку в трансформаторі $k_m = 0.9$; еквівалентний опір втрат перемагнічування $r_d = 100$ кОм; індуктивність намагнічування $L_m = k_m \cdot L_1 = 810$ мкГн; резонансні частоти: послідовна $f_{012} = \omega_{012} / (2 \cdot \pi) \approx 57,8$ кГц, послідовно-паралельна $f_{0m} = \omega_m / (2 \cdot \pi) \approx 25,3$ кГц; хвильовий опір $\rho_{012} \approx 65,4$ Ом.

Первинні параметри: резонансна ємність $C_1 = 44$ нФ; первинна індуктивність $L_1 = L_{s1} + L_{m1} = 900$ мкГн; індуктивність розсіювання (резонансна) $L_{s1} = L_1 \cdot (1 - k_m) = 90$ мкГн; частота послідовного резонансу $f_{01} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{s1} \cdot C_1}) = 80$ кГц; добротність $Q_1 = 12$; опір втрат $r_1 = \rho_1 / Q_1 \approx 3,8$ Ом, хвильовий опір $\rho_1 \approx 45,2$ Ом.

Вторинні параметри (приведені до первинної сторони $L_2 = L_1$): резонансна ємність $C_2 = 1$ мкФ; індуктивність розсіювання (резонансна індуктивність) $L_{s2} = L_2 \cdot (1 - k_m) = 90$ мкГн; частота послідовного резонансу $f_{02} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{s2} \cdot C_2}) = 17$ кГц; добротність $Q_1 = 7$; опір втрат $r_2 = \rho_2 / Q_2 \approx 1,4$ Ом; хвильовий опір $\rho_2 \approx 9,5$ Ом.

Сімейства регульовальних характеристик, розрахованих методом першої гармоніки, наведено на рис. 2, а для $r_d = 1$ кОм (номери кривих 1–11 відповідають опорам навантаження $R_n = 0,1; 0,25; 0,5$;

0,7; 1,0; 2,0; 3,0; 4,0; 5,0; 7,0; 10,0 Ом) і на рис. 2, б для $r_d=100$ кОм (номери кривих 1–5 відповідають опорам навантаження $R_n = 0,25; 0,75; 2,0; 5,0; 7,0$ Ом). Спостерігається два виражених екстремуми – на частоті послідовного резонансу $f_{012} \approx 57,8$ кГц, коли еквівалентний опір навантаження малий $R_{ac} < r_{12} \approx 65,4$ Ом, і на частоті послідовно-паралельного резонансу $f_{0m} \approx 25,3$ кГц, коли еквівалентний опір навантаження великий $R_{ac} > r_{12}$. За великого опору R_{ac} , підключеному замість джерела u_2 на рис. 1, а, опір вторинного послідовного ланцюга C_2, L_{s2}, r_2 можна вважати відносно малим і його вплив на процеси незначним.

В резонансі задіяні ємність C_1 і сумарна індуктивність $L_{s1}+L_m$. Більша частина амплітуди коливань напруги приходиться на індуктивність намагнічування L_m і паралельно підключений опір R_{ac} . Тоді вихідна напруга u_2 буде більша за вхідну напругу u_1 ($K_u > 1$). Зменшення опору R_{ac} , який шунтує індуктивність намагнічування L_m , призводить до перерозподілу резонансних явищ вже на послідовні ланцюги $C_1, L_{s1}, r_1, C_2, L_{s2}, r_2$, які діють як єдиний послідовний резонансний ланцюг. Тоді вихідна напруга стає нижчою за напругу живлення ($K_u < 1$) і визначається резонансною кривою подільника, що складається з послідовного резонансного ланцюга і еквівалентного опору навантаження R_{ac} .

Характеристики на рис. 2, б розраховано за виразом (1) (суцільні графіки) і альтернативним виразом (2) (пунктирні графіки). Як видно, характеристики мають схожі траєкторії з близькими частотами екстремумів. Різниця між відповідними графіками зростає на резонансних частотах та обумовлена втратами на перемагнічування сердечника (r_d), врахованими у (1). Коефіцієнт передачі K_u чутливий до еквівалентного опору втрат r_d . На рис. 2, а за $r_d=1$ кОм коефіцієнт передачі K_u для відносно великого $R_n=7$ Ом ($R_{ac} \approx 750,4$ Ом) має найбільше значення $K_u=3$. На рис. 2, б за $r_d=100$ кОм коефіцієнт передачі для того ж $R_n=7$ Ом має найбільше значення $K_u=5$. За відносно малого $R_n < 0,61$ Ом ($R_{ac} < r_{12} \approx 65,4$ Ом) опір втрат перемагнічування r_d практично не впливає на коефіцієнт передачі K_u . Опори навантаження $R_n < 0,61$ Ом відповідають потужності лабораторного РП більший за 236 Вт (80% номінальної потужності), опори $R_n = 0,61 \dots 2$ Ом – 236...72 Вт, (80-24% номінальної потужності) і опори $R_n > 2$ Ом – менший за 72 Вт (до 24% номінальної потужності), коли РП працює в режимі релейного регулювання.

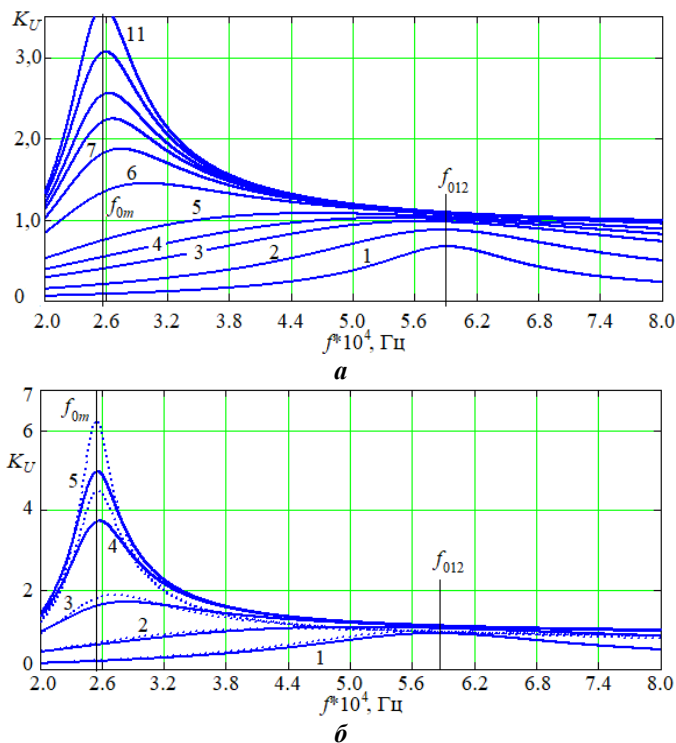


Рис. 2

2. Розрахунок методом суперпозиції. Далі наведено частотні (суцільними лініями) і регулювальні (позначені мітками) характеристики резонансного перетворювача, розраховані методом суперпозиції (рис. 3): а – для $R_n=0,25$ Ом; б – для $R_n=0,5$ Ом; круглі мітки – розрахункові дані; квадратні мітки – експериментальні; в – фазові характеристики схеми заміщення на рис. 1; графіки 1–9 побудовано для значень відносного зміщення $\gamma = -1,00; -0,80; -0,70; -0,50; -0,30; -0,20; 0,25; 0,50$ за наступних значеннях частот погодження $f_{пор} = 38; 45; 50; 55; 57; 58; 60; 62; 70$ кГц.

Вихідний струм СР i_2 є наслідком дії напруг u_1 і u_2 . Згідно з принципом суперпозиції струм i_2 можна представити сумою складових $i_{12}+i_{22}$, викликаних кожною напругою u_1 або u_2 окремо

$$i_2 = i_{12} + i_{22}, \quad i_{12} = u_1 \cdot Y_{12}(j\omega), \\ i_{22} = -u_2 \cdot Y_{22}(j\omega). \quad (3)$$

Вхідну напругу випрямляча u_2 можна виразити через напругу інвертора u_1 або струм вторинного кола i_2 та еквівалентний опір навантаження R_{ac}

$$u_2(j \cdot \omega) = q \cdot u_1(j\omega) = R_{ac} \cdot i_2(j\omega) \quad (4)$$

де параметр $q=2 \cdot U_{aux}/U_s$ – відношення вихідної напруги РП до половини напруги живлення напівмостового інвертора.

Вихідний струм СР згідно (3) і (4) матиме наступний вигляд в комплексній формі

$$i_2(j\omega) = u_1(j\omega) \cdot Y_{12}(j\omega) / (1 + R_{ac} \cdot e^{j\omega(\gamma_v \cdot \pi/\omega_0)} \cdot Y_{22}(j\omega)), \quad (5)$$

де $e^{j\omega \tau_v}$ – оператор зсуву коливань напруги u_2 на час $\tau_v = \gamma_v \cdot \pi/\omega_{01}$, $\gamma_v = -1 \dots 1$ – відносний зсув в долях напівперіоду резонансної частоти $\omega_{01} = 1/\sqrt{L_{s1} \cdot C_1}$. В реальній схемі РП під час регулювання робочої частоти ω_g буде змінюватися фазовий зсув між напругою на виході інвертору (u_1) і вхідною напругою випрямляча (u_2) згідно з течією процесів.

В СЗ на рис. 1 еквівалентні генератори u_1 і u_2 , як зазначалося, є умовно незалежними. Тому для формування процесів СЗ, ідентичних процесам РП, потрібно ввести варіативний зсув ($\varphi_v = \omega_g \cdot \tau_v$) між напругами еквівалентних генераторів, за якого буде виконуватися принцип роботи діодного або веденого синхронного випрямляча, коли фази перших гармонік вхідного струму i_2 і вхідної напруги випрямляча u_2 співпадатимуть.

На основі (5) з врахуванням $u_2(j\omega) = R_{ac} \cdot i_2(j\omega)$ можна записати вираз коефіцієнту передачі напруги СЗ

$$K_u(\omega_g) = U_2/U_1 = |H_u(j\omega_g)|, \quad (6)$$

де

$$H_u(j\omega) = \frac{R_{ac} \cdot Y_{12}(j\omega)}{1 + R_{ac} \cdot Y_{22}(j\omega) \cdot e^{j\omega(\gamma_v \cdot \pi/\omega_0)}},$$

$$Y_{12}(j\omega) = \frac{Z_m(j\omega)}{Z_1(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + Z_m(j\omega)) + Z_2(j\omega) \cdot Z_m(j\omega)};$$

$$Y_{22}(j\omega) = \frac{Z_1(j\omega) + Z_m(j\omega)}{Z_2(j\omega) \cdot (Z_1(j\omega) + Z_m(j\omega)) + Z_1(j\omega) \cdot Z_m(j\omega)}.$$

Вирази $Z_1(j\omega)$, $Z_m(j\omega)$, $Z_2(j\omega)$ визначено при (1).

Умови погодження фаз еквівалентних генераторів СЗ згідно з принципом роботи випрямляча РП можна записати як прирівнювання нулю суми кута комплексної функції $H_u(j\omega)$ і варіативної фази φ_v

$$\Phi_2(\omega_g) = \arg(H_u(j\omega_g)) \pm \varphi_v = 0. \quad (7)$$

Варіативна фаза $\varphi_v = \omega_g \cdot \gamma_v \cdot \pi/\omega_{01}$ компенсує фазовий зсув другого еквівалентного генератора таким чином, щоб результуючий кут $\Phi_2(\omega_g)$ дорівнював різниці фаз між струмом i_2 і напругою u_2 на вході випрямляча. Знак варіативної фази φ_v в (7) визначається початковою полярністю напруг еквівалентних генераторів.

Графіки 1–9 на рис. 3, а, б є частотними характеристиками СЗ РП для різних значень відносного зміщення γ_v напруги другого еквівалентного генератора u_2 відносно напруги першого u_1 , розрахованими за (6). На кожній частотній характеристиці вибиралася точка на частоті погодження $f_{\text{пор}}$ (круглі мітки) за умовою (7), де відповідна фазова характеристика (графіки 1–9) на рис. 3, в перетинає нульове значення. Регульовальна характеристика визначається із сімейства характеристик 1–9 на рис. 3, а, б як лінія, що поєднує точки частотних характеристик на частотах перетину нуля відповідними фазовими характеристиками 1–9 на рис. 3, в.

Практично регульовальні характеристики проходять по нижнім межах, що формуються сімействами графіків 1–9. Графіки 7 на рис. 3, а, б відповідають нульовому зміщенню $\gamma_v=0$ і співпадають з регульовальними характеристиками, розрахованими методом першої гармоніки, подібними характеристикам на рис. 2, а, б для $R_n=0,25$ Ом і 0,5 Ом відповідно. Задля порівняння квадратними мітками нанесені експериментальні точки регульовальних характеристик РП для тих же опорів навантаження, отримані з експериментів з моделлю РП на рис. 4, а. Діапазон зміни робочої частоти під час моделювання з вищезазначеними параметрами резонансних елементів склав 65–150 кГц.

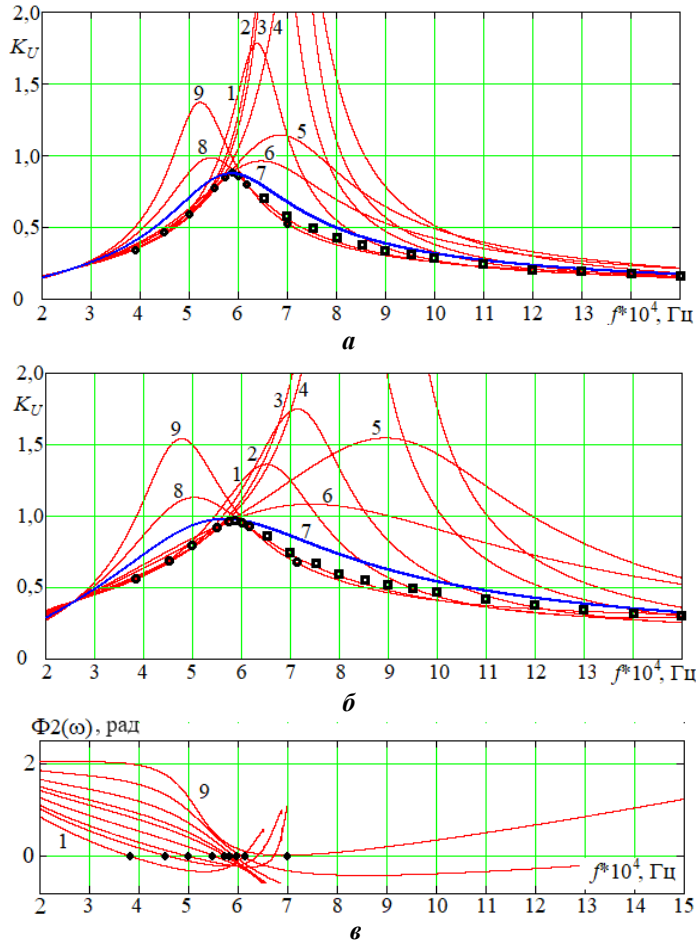


Рис. 3

кількості еквівалентних генераторів СЗ РП. Отже метод суперпозиції вигідно застосовувати для розрахунків характеристик РП в широкому діапазоні робочих частот, оскільки цей метод на відміну від методу першої гармоніки може враховувати вищі гармоніки коливань.

3. Моделювання резонансного перетворювача. Структурна модель на рис. 4 з параметрами лабораторного РП побудована в середовищі *Matlab-Simulink* і складається з наступних блоків: *Series rLC-branch1*, *Series rLC-branch2* – блоки моделювання послідовних резонансних *RLC*-ланцюгів (ланцюги з опорами Z_1 і Z_2 на рис. 1, а); *Coils System* – блок розрахунку складових індуктивностей трансформатора $L_1=L_{s1}+L_m$, K_m – коефіцієнт магнітного зв'язку трансформатора; R_{Lm} – блок моделювання еквівалентного ланцюга намагнічування трансформатора (ланцюг з опором Z_m на рис. 1, а); *Rectifier* – блок діодного випрямляча з врахуванням зворотного опору діодів і прямого падіння напруги на діодах; *RnCn-Chain* – блок моделювання паралельного *RC*-ланцюга навантаження; R_{ac} – множник, рівний опору еквівалентного навантаження; u_1 та *Saturation* – блоки генерування та формування напруги інвертору. Дана модель аналогічна до моделі РП в [28], яка також підтвердила достовірність результатів аналізу РП з автогенерацією в [29].

Модель РП відповідає Т-подібній схемі на рис. 1, а і наступним рівнянням напруг: $u_{rLC1}=u_g-u_m$; $u_{rLC2}=u_m-u_b$; $u_g=u_{rLC1}+u_{rLC2}+u_b$, де u_{rLC1} , u_{rLC2} – напруги на послідовних резонансних ланцюгах, u_g – вихідна напруга інвертору, u_m – напруга на еквівалентному *RL*-ланцюзі намагнічування, u_b – напруга на вході випрямляча. Під час моделювання обрано вирішувач *Ode23tb* [30]. Блоки моделювання послідовного резонансного ланцюга *Series rLC-branch1* і *Series rLC-branch2* на рис. 5, б мають ідентичні схеми на рис. 4, д, які реалізують наступні інтегральні рівняння:

$$u_L(t) = u_{rLC}(t) - \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i(t) dt - r \cdot i(t) - U_{c0}, \quad i(t) = \frac{1}{L} \cdot \int_0^t u_L(t) dt + I_0.$$

Вхідною величиною є напруга u_{rLC} , вихідною – струм ланцюга i . Значення індуктивності L задається зовнішнім сигналом. Блок діодного випрямляча на рис. 4, д має входи струму i_2 і напруги

Як видно, характеристики на рис. 3, а, б, що розраховані методом першої гармоніки (графіки 7), проходять вище характеристик, розрахованих методом суперпозиції (серія круглих міток і вся нижня межа графіків 1–9). Експериментальні точки знаходяться здебільшого між розрахованими регульовальними характеристиками ближче до характеристики, розрахованої за методом суперпозиції. Це говорить про більшу схожість результатів, отриманих методом суперпозиції, з результатами експериментів, ніж результатів розрахунків по першим гармонікам коливань.

Розрахунки за методом першої гармоніки простіші за розрахунки методом суперпозиції і виконуються за одну процедуру. Розрахунки за методом суперпозиції є ітераційними і потребують певної кількості процедур розрахунків з перевіркою умов погодження фаз коливань еквівалентних генераторів. Тому розрахунки за методом суперпозиції доцільно автоматизувати. Кількість процедур розрахунків залежить від бажаної кількості значень для регульовальної частотної характеристики і від

на навантаженні U_q . Логіка даної моделі полягає в завданні напруги навантаження як вхідної напруги блоку випрямляча. Вихідними величинами є випрямлений струм i_{bdc} (i_2) і напруга на вході випрямляча u_b . За амплітуди вхідної напруги, меншій за напругу навантаження, коли діоди не відкриваються, вхідна напруга випрямляча визначається вхідним струмом i_2 і вхідним опором (рис. 4, д). За амплітуди вхідної напруги, достатньої для відкриття діодів випрямляча, коли вона перевищує вихідну напругу, амплітуда вхідної напруги обмежується величиною вихідної напруги з врахуванням падіння напруги на діодах. Вихідна напруга U_q залежить від еквівалентного опору навантаження R_{ac} , пропорційного опору навантаження РП R_n .

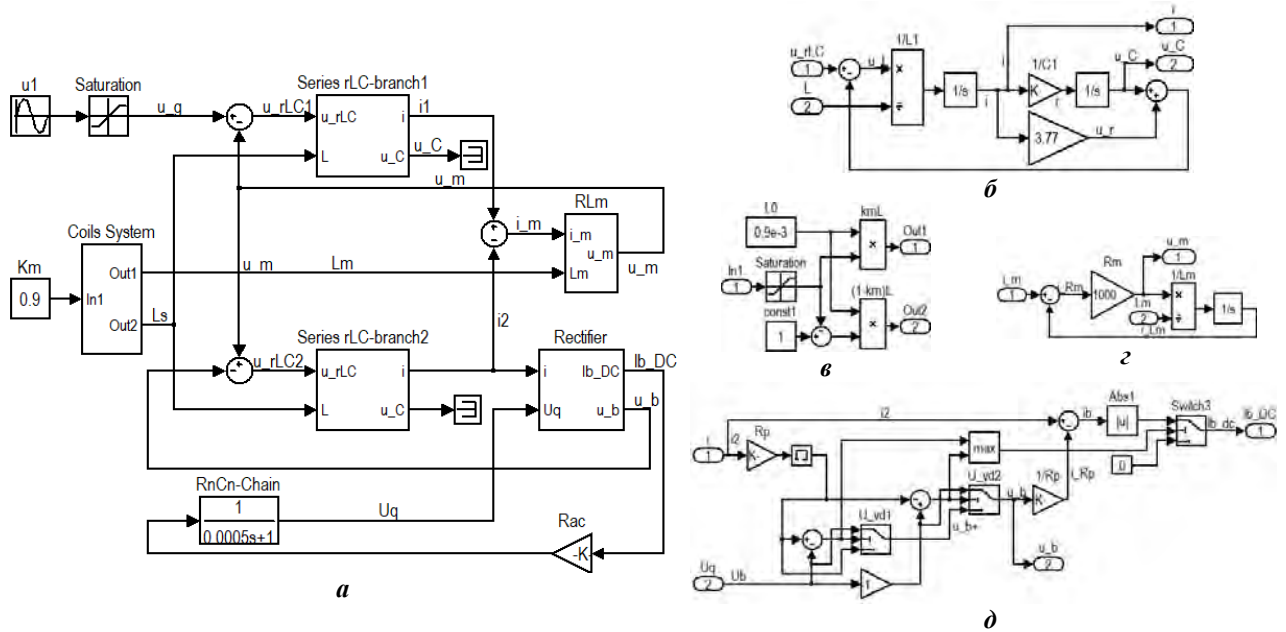


Рис. 4

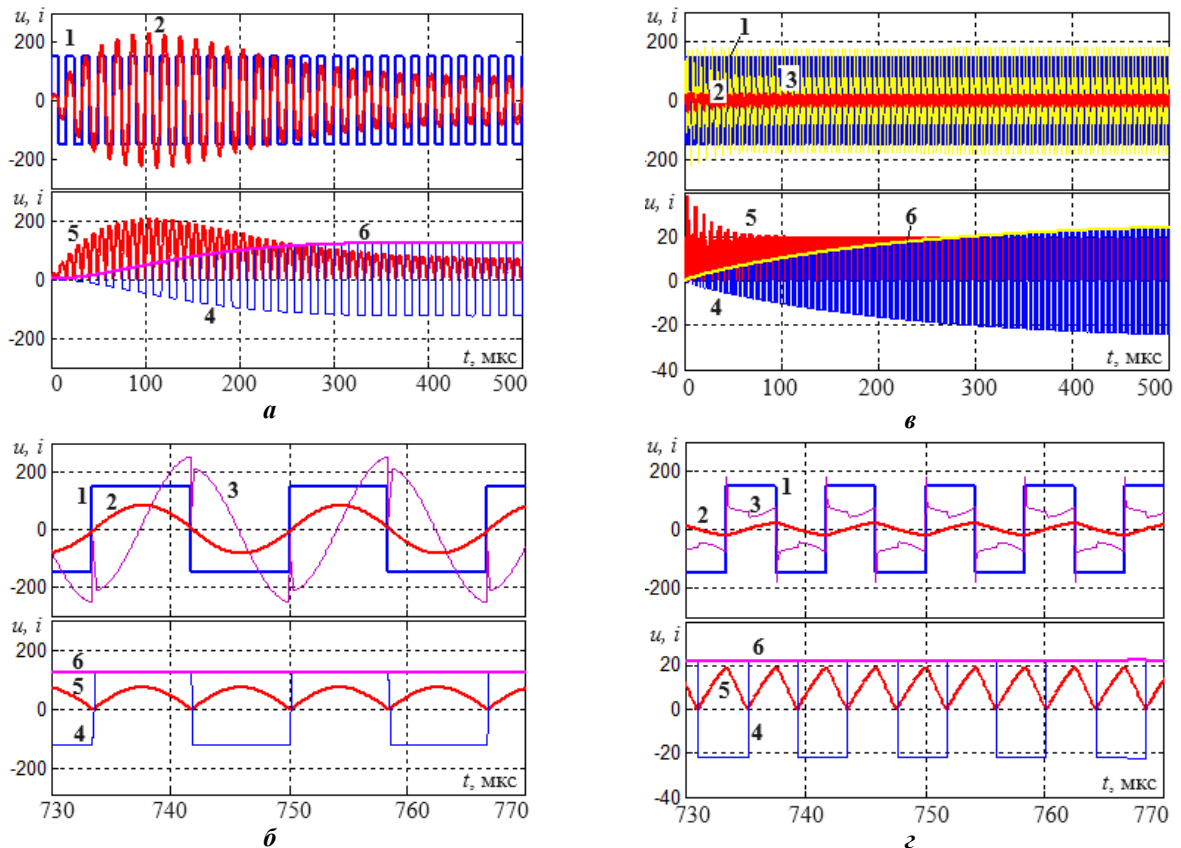


Рис. 5

Регульовальні характеристики РП в модельних експериментах знімалися як квазіусталені значення перехідних процесів на рис. 5, а, в. Вторинні параметри моделі були приведені по первинних параметрах ($K_{tr}=1$) для спрощення визначення коефіцієнту передачі РП K_u . На рис. 5, б, г наведено фрагменти часових діаграм квазіусталених процесів моделі. Значення коефіцієнту передачі визначалося як відношення приведеної вихідної напруги моделі до вихідної амплітуди напруги інвертору $K_u = u_q^*/u_{gm}$ в квазіусталених режимах. Графіки наведені для $R_n=0,25$ Ом ($R_{ac}=27$ Ом): на рис. 5, а–б робоча частота 60 кГц; на рис. 5, в–г робоча частота 120 кГц; графік 1 – напруга інвертора u_g ; графік 2 – струм інвертора i_1 ; графік 3 – напруга на першому резонансному ланцюзі u_{rLC1} ; 4 – вхідна напруга випрямляча u_b^* (символ «*» означає приведені до первинної сторони), 5 – випрямлений струм вторинного контуру i_{bdc}^* ; 6 – вихідна напруга u_q^* . На осях напругу відкладено у Вольтах, струм – у десятих долях Ампер.

Графіки квазіусталених процесів моделі РП на рис. 5, б, г збігаються з осцилограмами лабораторного РП за формою і за амплітудами з точністю не гірше за 10% в еквівалентних робочих режимах, що свідчить про адекватність моделі РП.

Висновки. Розраховано регульовальні характеристики РП з частотним регулюванням методом першої гармоніки і методом суперпозиції, що дало можливість порівняти точність даних методів. Розраховані обома методами характеристики порівнювалися також з даними моделювання. Характеристики РП, розраховані за методом суперпозиції, менше відрізняються від експериментальних, ніж характеристики, що розраховані за методом першої гармоніки в розглянутих діапазонах змін параметрів. Можна припустити, що метод суперпозиції у порівнянні з методом першої гармоніки дає змогу точніше розрахувати статичні характеристики РП в широкому діапазоні регулюючих величин.

Порівняння результатів розрахунків методом суперпозиції з результатами моделювання показало можливість виконання умов методу суперпозиції по лінійності, стаціонарності і незалежності еквівалентних генераторів схеми РП в квазіусталених режимах. Виконання вказаних умов досягається лінеаризацією та уповільненням параметричних змін досліджуваної схеми, а також погодженням фаз незалежних еквівалентних генераторів, яке зводиться до вирішення рівнянь статичних характеристик сумісно з рівняннями погодження. Задачами подальших досліджень залишаються оцінки можливих погрешностей, викликаних припущеннями про лінійність та стаціонарність досліджуваної схеми РП.

Перевагою застосованого аналітично-структурного методу моделювання є, по-перше, можливість створювати модель системи вищого порядку, такої як РП, із відносно простих складових, що притаманно моделюванню взагалі, і, по-друге, будуючи структурну модель РП на основі елементів його математичної моделі, можливість перевірити загальні закономірності теоретичної математичної моделі, що було б складніше реалізувати за допомогою схемної моделі РП.

Роботу виконано в рамках державно бюджетної НДР: «Розробка енергоефективних засобів генерації та перетворення електроенергії для систем розмагнічування малих кораблів».

1. Wenjin Sun, Xiang Jin, Li Zhang, Haibing Hu, Yan Xing. Analysis and design of a multi-resonant converter with a wide output voltage range for EV charger applications. *Journal of Power Electronics*. 2017. Vol. 17. No 4. Pp. 849-859.
2. Pavlov G., Vinnychenko I., Nazarova N., Vinnychenko D., Obrubov A. Study of the effect of transformer windings coupling coefficient of flyback resonant converter for wireless energy transfer on its output characteristics. *2022 IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 03–07 October 2022. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916434>.
3. Pavlov G., Obrubov A., Vinnychenko I. Design procedure of static characteristics of the resonant converters. *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 26–28 August 2021. Pp. 401-406. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575698>.
4. Wikkerink D., Mor A.R., Polinder H., Ross R. Converter design for high temperature superconductive degaussing coils. *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. Pp. 128656-128663. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3227508>.
5. Leach W.M. On the application of superposition to dependent sources in circuit analysis. *IEEE Transactions on Education*. 1994.
6. Ali Bekir Yildiz. Modified nodal analysis-based determination of transfer functions for multi-inputs multi-outputs linear circuits. *Automatika*. 2010. Vol. 51. No 4. Pp. 353-360. DOI: <https://doi.org/10.1080/00051144.2010.11828391>.
7. Mustafā M. W., Sulaiman M. H. Transmission loss allocation in deregulated power system via superposition and proportional tree methods. *IEEE 2nd International Power and Energy Conference*, Johor Bahru, Malaysia, 01-03 December 2008. Pp. 988-993. DOI: <https://doi.org/10.1109/PECON.2008.4762619>.

8. Santos I.N., de Oliveira J.C., Macedo J.R. Modified superposition method for assignment of responsibilities on harmonic distortions. 11th International Conference on *Electrical Power Quality and Utilisation*, Lisbon, Portugal, 17–19 October 2011. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPQU.2011.6128814>.
9. Huang S., Ding T., Li F., Yang L. A new calculation method for open-phase fault based on superposition principle. International Conference on *Advanced Power System Automation and Protection*, Beijing, China, 16–20 October 2011. Pp. 1139-1143. DOI: <https://doi.org/10.1109/APAP.2011.6180977>.
10. Wu J., Bie L., Kong W., Gao P., Wang Y. Multi-frequency multi-amplitude superposition modulation method with phase shift optimization for single inverter of wireless power transfer system. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 2021. Vol. 68. No 5. Pp. 2271-2279. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSI.2021.3060832>.
11. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. Dynamic model of the resonant converter for influence from the supply side. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 2. Pp. 42-51. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.02.042> (Ukr.).
12. Xie H., He Y., Hang L., Zeng P., Zhan X. Research on improved modeling method of CLLC resonant converter. *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. Guangzhou, Guangdong, China, 04–07 November 2022. Pp. 1642-1648. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC56338.2022.9959125>.
13. Mammano B. Resonant mode converter topologies. *Texas Instruments*. 2001. URL: <https://www.thierry-lequeu.fr/data/SLUP085.pdf> (accessed at 02.04.2024)
14. Kazimierzczuk M., Czarkowski D. Resonant power converters, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc, 2011. 640 p.
15. Erickson B. Resonant power conversion. 2012. Colorado Power Electronics Center, Boulder.
16. Yoo J.-S., Gil Y.-M., Ahn T.-Y. Steady-state analysis and optimal design of an LLC resonant converter considering internal loss resistance. *Energies*. 2022. Vol. 15. Pp. 8144-8152. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15218144>
17. Fredderics A., Kumar K. V., Renius J., Guru R. The FHA analysis of dual-bridge LLC type resonant converter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDES)*. 2014. Vol. 4. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v4i4.6513>.
18. Yang B., Lee F., Zhang A., Huang G. LLC resonant converter for front-end DC/DC conversion. *APEC. 17th annual IEEE applied power electronics Conference and Exposition*, Dallas, USA, 10–14 March 2002. Vol. 2. Pp. 1108-1112. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2002.989382>.
19. Pavlov G., Pokrovskiy M., Vinnichenko I., Vinnichenko D., Zhuk I. Energy parameters of the serial-to-serial resonant converter with pulse-number control for wireless power transfer. *IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Istanbul, Turkey, 07–11 September 2020. Pp. 296-300. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS51250.2020.9263195>.
20. Huang J., Zhang X. Step-by-step threshold design methodology of switching frequency regulation for a generalized resonant DC–DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2020. Vol. 67. Pp. 10975-10980. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2959514>.
21. Wang H., Shen T., Wu N., Tang F. A Low-power hiccup-mode short-circuit protection technique for DC-DC boost converter. *Electronics*. 2022. Vol 11. Pp. 870-879. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics11060870>
22. Wan H. High efficiency DC-DC converter for EV battery charger using hybrid resonant and PWM technique: PhD diss. Thesis. Virginia Tech., 2012. 125 p.
23. Wei Y., Luo Q., Mantooth H.A. LLC and CLLC resonant converters based DC transformers (DCXs): characteristics, issues, and solutions. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*. 2021. Vol. 6. No 4. Pp. 332-348. DOI: <https://doi.org/10.24295/CPSSSTPEA.2021.00031>.
24. De Simone S., Adragna C., Spini C., Gattavari G. Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Taormina, Italy, 23–26 May 2006. Pp. 200-207. DOI: <https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2006.1649771>.
25. De Simone S., Adragna C., Spini C. Design guideline for magnetic integration in LLC resonant converters. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, Italy, 11–13 June 2008. Pp. 950-957. DOI: <https://doi.org/10.1109/SPEEDHAM.2008.4581225>.
26. Smeets P. First harmonic approximation - power transfer deviation for resonant LLC converters. *ZeoN PowerTec*. 2014. 8 p. URL: https://www.zeonpowertec.com/uploads/OLxZctXr/zeonpowertec_doc1a.pdf (accessed at 02.04.2024)
27. Bartecka M., Kłos M., Paska J. Effective design methodology of CLLC resonant converter based on the minimal area product of high-frequency transformer. *Energies*. 2024. Vol. 17. No 1. Pp. 55-66. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17010055>.
28. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. Determining the dynamic model of the charging resonant converter with inductive coupling by an experimental-analytical method. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2022. Vol. 4. No 8(118). Pp. 17-28. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263526>.
29. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. Optimizing the operation of charging self-generating resonant inverters. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2022. Vol. 1. No 5(115). Pp. 23-34. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.252148>
30. Hosea M.E., Shampine L.F. Analysis and implementation of TR-BDF2. *Applied Numerical Mathematics*. 1996. Vol. 20. Iss. 1–2. Pp. 21-37. DOI: [https://doi.org/10.1016/0168-9274\(95\)00115-8](https://doi.org/10.1016/0168-9274(95)00115-8).

CALCULATION OF THE RESONANT CONVERTERS CONTROL CHARACTERISTICS BY THE SUPERPOSITION METHOD

G.V. Pavlov, A.V. Obrubov, I.L. Vinnychenko, A.O. Makhnov

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

Heroiv Ukrainy Ave., 9, Mykolaiv, 54007, Ukraine.

E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrubov@nuos.edu.ua; i.l.vinnychenko@gmail.com; andrei.schneideru@gmail.com.

The work presents the calculations of the control characteristics of the full-bridge resonant converter with a series resonant LLC circuit and frequency control by two methods - the first harmonic method and the superposition method. The theoretical results were verified by the analytical-structural modeling method. The power circuit of the resonant converter for the analysis of electromagnetic processes is replaced by a linear T-shaped circuit with two series resonant RLC-circuits and equivalent generators of rectangular voltages, which simulate a transistor inverter and a diode rectifier in the quasi-continuous current mode. Analytical-structural modeling method consists in partly analytical and partly structural ways of building a numerical model of the resonant converter in the form of the simulation model in the MATLAB-Simulink environment. Linear structural links of the model are created on the basis of integral equations of circles. Non-linear links are created based on the non-linear functions and causal relationships. The structural model based on these links takes into account the nonlinearity of the elements of the power circuit of the resonant converter and is based on simpler mathematical expressions compared to the equivalent mathematical model of the resonant converter. The structural model corresponds to the idea of the resonant converter in the form of the resonant circuit with independent equivalent voltage generators and allows to adjust the magnetic coupling coefficient between the transformer windings and simulate processes with arbitrary control functions of equivalent generators. The peculiarity of the use of the superposition method for calculating the static characteristics of the resonant converter is the need to match the voltage phases of the equivalent generators of the equivalent circuit during the changes of the operating frequency or relative load voltage. The dependence of the input voltage of the rectifier, which is simulated by the second equivalent generator, on the processes of the power circuit of the real resonant converter, determines the conditions for matching (adjusting) the phases of the equivalent generators. References 30, figures 5.

Keywords: analytical-structural modeling, first harmonic method, superposition method, control characteristics, resonant converter.

Надійшла 29.04.2024

MEDIUM-POWER DRIVE INSTALLATIONS BASED ON TRIPLE VOLTAGE SOURCE INVERTERS ADJUSTED BY ALGORITHMS OF SYNCHRONOUS MULTI-ZONE PWM

V. Oleschuk*

Institute of Power Engineering of Technical University of Moldova,
Academy Str. 5, Kishinau, MD-2028, Moldova. E-mail: oleschukv@hotmail.com.

This paper presents short overview of the development and dissemination of specialized schemes and algorithms of space-vector-based synchronous multi-zone pulsewidth modulation (MZ PWM) for control of triple inverters of the medium-power variable speed drives characterized by relatively low switching frequency of inverters. It insures providing synchronization and symmetry of the basic voltage waveforms in triple-inverter-based configurations of drive installations on the base of standard voltage source inverters (VSIs). It assures also minimization of magnitudes of even-order harmonics and undesirable subharmonics in spectra of the basic voltages of drive installations, leading to reducing of losses in the corresponding apparatuses and to increasing of its efficiency. Examples of application of the basic techniques of multi-zone PWM for regulation of three typical structures of triple-VSI-based medium-power motor drives are presented. Modeling and simulations give a behavior of drive installations based on triple inverters adjusted by algorithms of synchronous MZ PWM. References 12, figures 11, table 1.

Keywords: AC motor drives, regulated inverters, modulation strategy, voltage synchronization, voltage spectra.

Introduction. Progress in technical development and in expansion of application areas of adjustable speed electric drives is based both on the development of system topologies and on the development of methods and techniques of control and PWM for power electronic converters [1, 2].

Three-phase motor drives based on three VSIs feeding induction machine are ones of perspective structures of the medium-power drive installations, which are characterized by multilevel phase and line voltages in systems [3–7]. Space-vector-based schemes of PWM are ones of the most suitable for adjustment of inverters of drive installations [8, 9]. So, specialized strategies and schemes of synchronous PWM can be applied for regulation of triple VSIs of the mentioned above medium-power drives [9–12], and this paper presents a short survey of application of specific techniques of synchronous multi-zone PWM [9] for adjustment of triple-VSI-based drives, assuring continuous synchronization and symmetry of the basic voltage waveforms in these installations.

Fundamentals of the method of synchronous MZ PWM, and analysis of some aspects of its computational efficiency.

An alternative method of synchronous space-vector-based MZ PWM of control and output signals of VSIs makes it possible to ensure synchronization and symmetry of the output voltage waveforms of inverters over the entire control range. Fig. 1 shows (within a 120-degree clock interval) five basic diagrams of switching state sequences of a three-phase VSI, corresponding to a continuous synchronous MZ PWM (CPWM, Fig. 1, a), to a discontinuous MZ PWM of the first type (DPWM1, Fig. 1, b), to a discontinuous MZ PWM of the second type (DPWM2, Fig. 1, c), to a discontinuous MZ PWM with the 30-degree non-conducting states (DPWM30, Fig. 1, d), and to a discontinuous MZ PWM with the 60-degree non-conducting states (DPWM60, Fig. 1, e) [9].

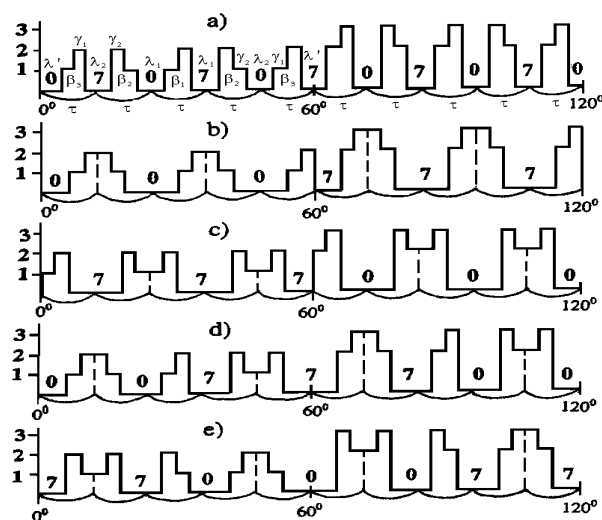


Fig. 1 [9]

© Oleschuk V., 2024

*ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7413-4867>

© Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2024



This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en>

Principle of synchronization of the output voltage wave-form of three-phase VSI is based on continuous synchronization of positions of the central control signals in the centers of the 60° -clock-intervals, and in symmetrical generation of all other signals around the corresponding central signal [9]. The scheme of synchronous multi-zone PWM includes step-by-step determination of the boundary frequencies F_i and F_{i-1} , transient between control sub-zones, as functions of the width of sub-cycles τ . Fig. 2 presents generalized flow-chart for determination of voltage pulse patterns (with its definitions, presented, in particular, in Fig. 1, a) for VSIs regulated by algorithms of synchronous MZ PWM for scalar control modes of drive inverters [9]. In this case, the determination of the parameters of control signals can be carried out both on the basis of trigonometric (providing higher accuracy in determining the signal parameters) functional relationships, and on the basis of simplified algebraic functional dependencies.

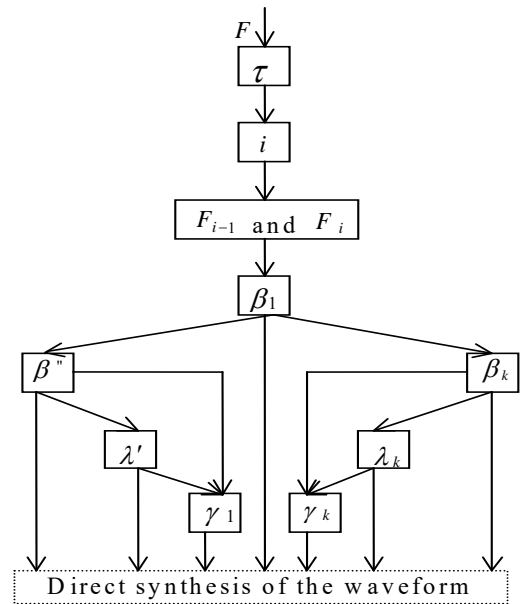


Fig. 2 [9]

The majority of algorithms of conventional space-vector PWM for drive VSIs are based on continuous calculation of trigonometric functions, which are not good for fast real-time computing during process of determination of the pulse patterns of modulated drive inverters. Thus, the problem of computational effectiveness of PWM schemes and techniques is between important problems in the area of control of power electronic converters for drive application. So, some contribution to the solution of this problem can be done by the using of techniques of MZ PWM based on algebraic control functions [9].

Table presents the averaged results of the comparison of normalized computing time between algebraic and trigonometric variants of discontinuous MZ PWM with the 30° -non-switching states (see Fig. 1, d) [9]. The results presented in Table show that computation time for algebraic variants of techniques of MZ PWM is 0.33 compared to the PWM schemes based on trigonometric PWM functions, and it is mainly due to the absence of costly functions such as tangents and cosines in algebraic variants of MZ PWM.

Table [9]

Computing time for the basic functions, %	Trigonometric PWM	Algebraic PWM
tangents	48.3	---
cosines	38.7	---
Total	100	33.4

Drive system with cascade converter based on triple bridge VSIs with synchronous PWM.

Fig. 3 shows a diagram of the main power circuits of ac drive based on a cascade three-level converter, which includes three bridge inverters [5, 10]. Fig. 4 shows the pole V_{a0} and line V_{ab} voltages of a three-level converter regulated by three schemes of synchronous multi-zone PWM with fractional ratio between the switching frequency F_s and fundamental frequency F ($F = 35$ Hz, $F_s/F = 1000/35 = 28.6$ in this case). Diagrams shown in Fig. 4, a, illustrate operation of system controlled by scheme of continuous synchronous PWM (CPWM), diagram in Fig. 4, b illustrates operation of system with scheme of discontinuous synchronous PWM with the 30° -non-switching intervals (DPWM30), and diagram in Fig. 4, c illustrate operation of system with scheme of discontinuous PWM with the 60° -non-switching intervals (DPWM60) [10]. Spectra of the line voltage V_{ab} are also presented in Fig. 4. The average switching frequency of VSIs is $F_s = 1.0$ kHz.

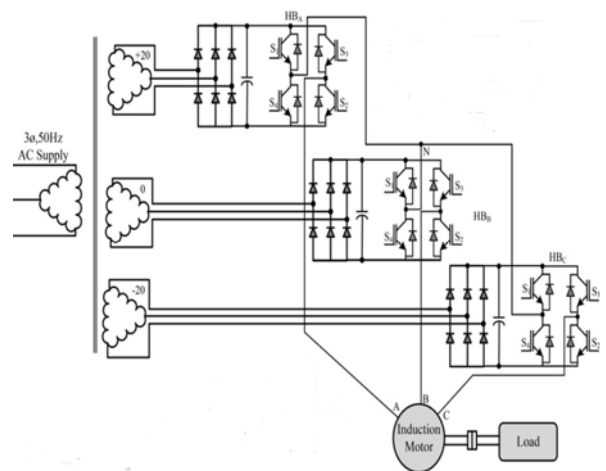


Fig. 3 [5, 10]

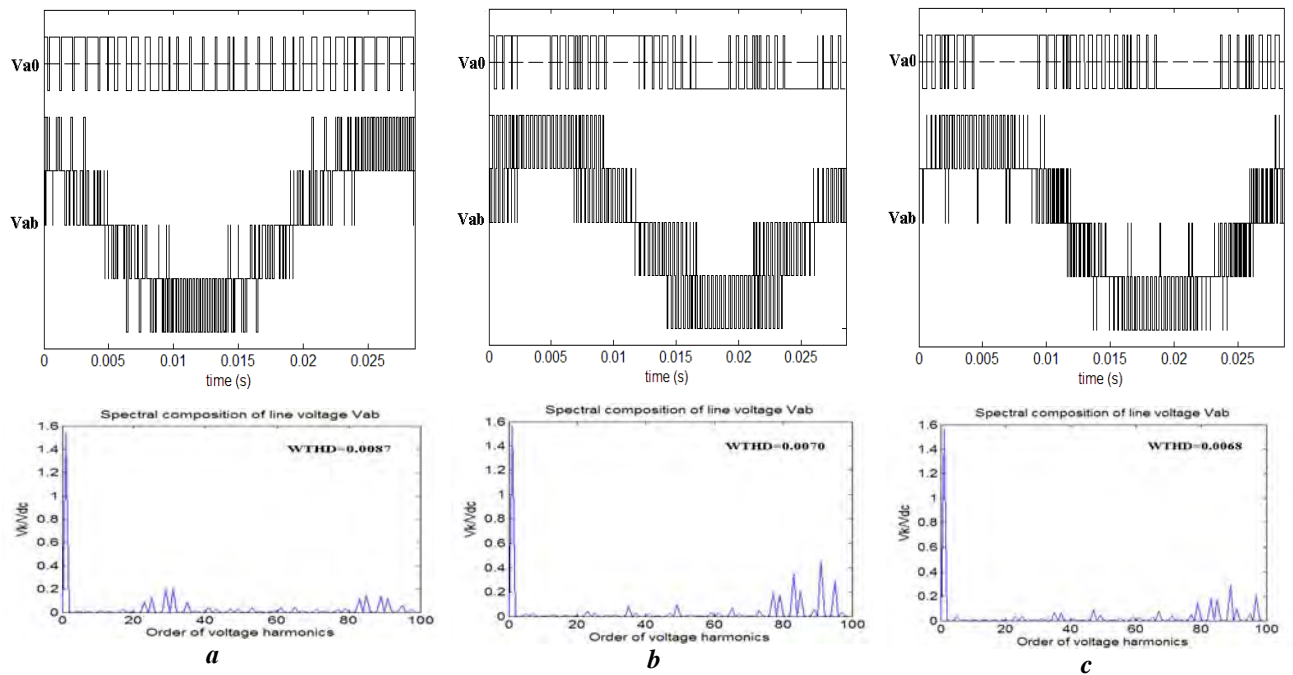


Fig. 4 [10]

Analysis of the presented in Fig. 4 spectrograms shows that spectra of the output voltage of converters with synchronous PWM contains only odd (not triple-order) harmonics, while subharmonics and even harmonics are completely absent from the spectra.

Fig. 5 presents the average results of the analysis of the integral spectral characteristics of the output voltage of three-level converter with synchronous PWM. In particular, Weighted Total Harmonic Distortion factor of the line voltage

V_{ab} was calculated ($WTHD = (1/V_{abl}) \sqrt{\sum_{i=2}^{1000} (V_{abi} / i)^2}$) as a

function of the modulation index m of inverters for a system with continuous PWM (CPWM), and with two discontinuous versions of synchronous PWM (DPWM30 and DPWM60) [10]. The average switching frequency of inverters is equal to 1.0 kHz, and control mode corresponds in this case to standard scalar regime with a constant V/F ratio.

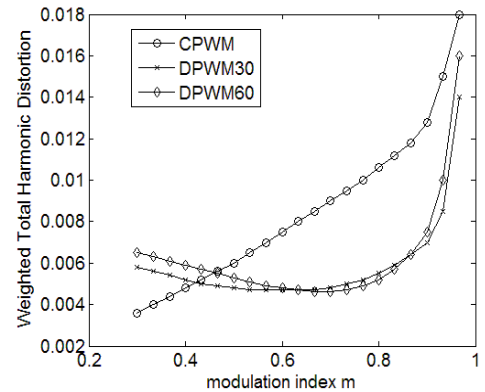


Fig. 5 [10]

Triple-inverters-based drive system with double-delta configuration of power transformer.

Fig. 6 presents the basic power circuits of power conversion system with three VSIs specifically connected with three inverter-side windings of power transformer, which insures decreasing of harmonic distortion of winding voltage and current [6, 11]. So, this system configuration can be perspective for the use in the medium-power ship propulsion drives, which have many phase windings [6].

The values of the phase voltages V_{as1} , V_{bs1} and V_{cs1} of the first VSI of this installation (**Inverter 1**, Fig. 6) are determined by (1)–(3) [11]:

$$V_{as1} = V_{a10} + (V_{a10} + V_{b10} + V_{c10})/3 \quad (1)$$

$$V_{bs1} = V_{b10} + (V_{a10} + V_{b10} + V_{c10})/3 \quad (2)$$

$$V_{cs1} = V_{c10} + (V_{a10} + V_{b10} + V_{c10})/3, \quad (3)$$

where V_{a10} , V_{b10} and V_{c10} are the pole voltages of this inverter.

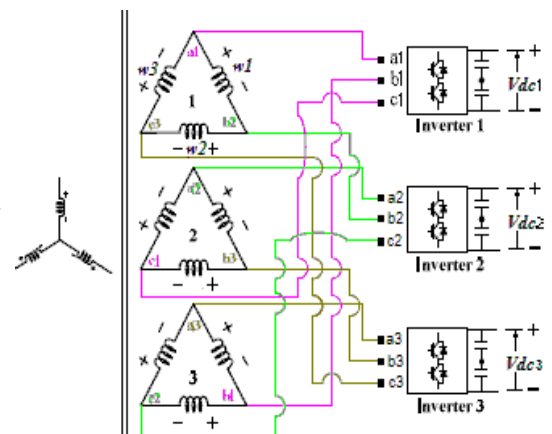


Fig. 6 [6, 11]

The winding voltages (V_{w1} , V_{w2} , V_{w3} in Fig. 4) can be determined in terms of phase voltage of each PWM inverter by (4) [11]:

$$V_{w1} = V_{as3} - V_{bs1} \quad V_{w2} = V_{bs1} - V_{cs2} \quad V_{w3} = V_{cs2} - V_{as3}. \quad (4)$$

Figs. 7, *a* – 7, *b* present simulation results of drive system (Fig. 6) with triple inverters, adjusted by algorithms synchronous multi-zone PWM [11]. The presented diagrams show basic voltages in this installation (pole voltages V_{a10} , V_{a20} , V_{a30} of triple VSIs, phase V_{as1} and line V_{a1b1} voltages of **Inverter I** in Fig. 6, and voltages V_{w1star} and $V_{w1delta}$, for versions of star-connection and delta-connection of inverter-side windings of power transformer. Figs. 7, *a* – 7, *b* include also the corresponding spectra of the winding voltage V_{w1} .

Diagrams in Fig. 7, *a* illustrate processes in drive installation with triple VSIs regulated by algorithms of continuous synchronous multi-zone modulation (CPWM), diagrams in Fig. 7, *b* illustrate processes in drive installation with triple VSIs regulated by algorithms of discontinuous synchronous PWM with the 30⁰-non-switching intervals (DPWM30) [11]. The operating frequency of drive system $F = 35\text{Hz}$, and switching frequency of VSIs $F_s = 1.0\text{ kHz}$. Coefficient of modulation of VSIs $m = 0.70$ for this control mode.

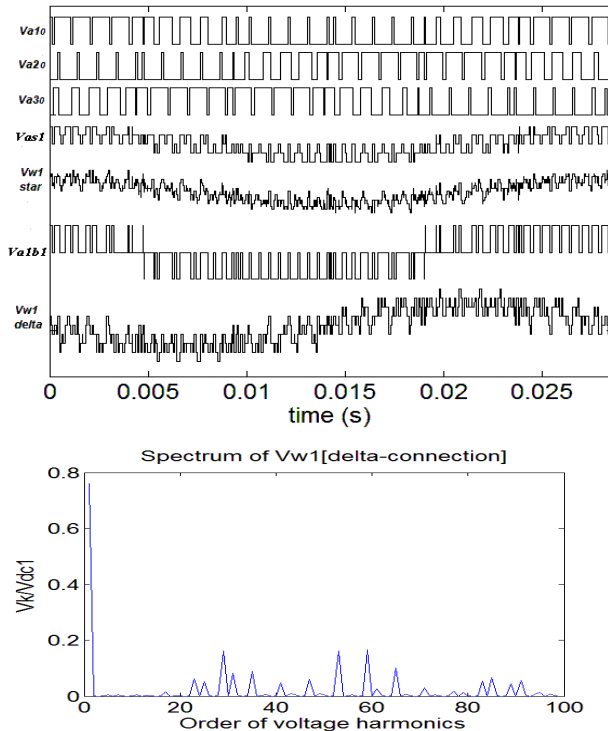


Fig. 7, *a* [11]

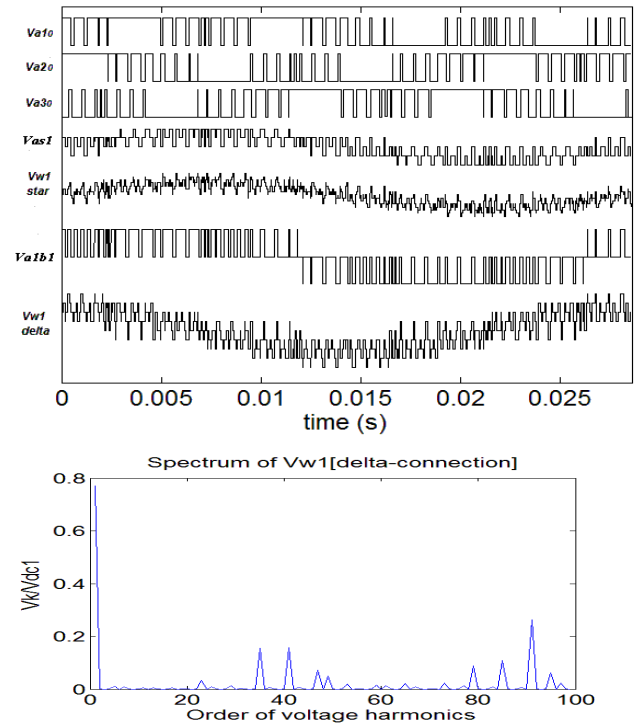


Fig. 7, *b* [11]

Analysis of spectra of the winding voltages in Fig. 5 illustrates the fact that its include only odd (non-triplen) harmonics, and does not include undesirable subharmonics and even harmonics.

Fig. 8 presents diagram of the calculated *WTHD* factor for the winding voltage V_{w1} ($WTHD = (1/V_{w1_1}) (\sum_{k=2}^{1000} (V_{w1_k}/k)^2)^{0.5}$) for systems controlled by three basic versions of PWM (CPWM, DPWM30, DPWM60 [11]), and data of this diagram underline the fact, that at the second part of control diapason, if modulation index of VSIs $m > 0.60$, discontinuous versions of synchronous PWM assure better spectral composition of the winding voltage.

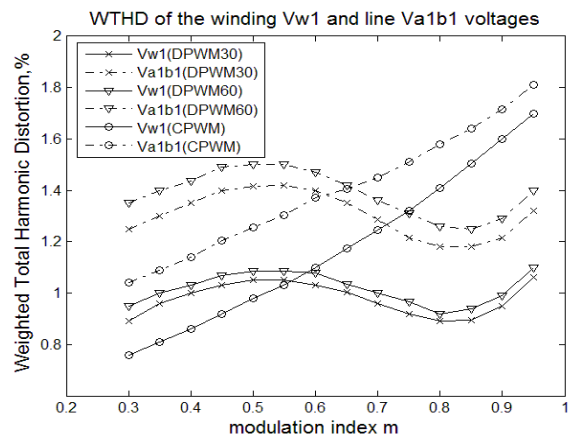


Fig. 8 [11]

Triple-inverter-based modular converter with intermediate transformer. One of perspective topologies of the medium-power converters for powerful drive installations is triple-inverter-based system with an intermediate 0.33 p.u. output transformer (Fig. 9, [3, 12]).

Fig. 10, *a* – Fig. 10, *b* show results of simulation of processes in modular converter with three standard VSIs (Fig. 9) regulated by the schemes of continuous multi-zone PWM (CPWM, Fig. 10, *a*), and by discontinuous synchronous PWM with the 30⁰-non-switching states (DPWM, Fig. 10, *b*) [12]. It presents normalized value of the line-to-line voltage V_{ab} , together with spectral composition of this voltage (fundamental frequency of system $F = 35$ Hz modulation index of VSIs $m = 0.70$, and switching frequency of three VSIs is $F_s = 1.0$ kHz).

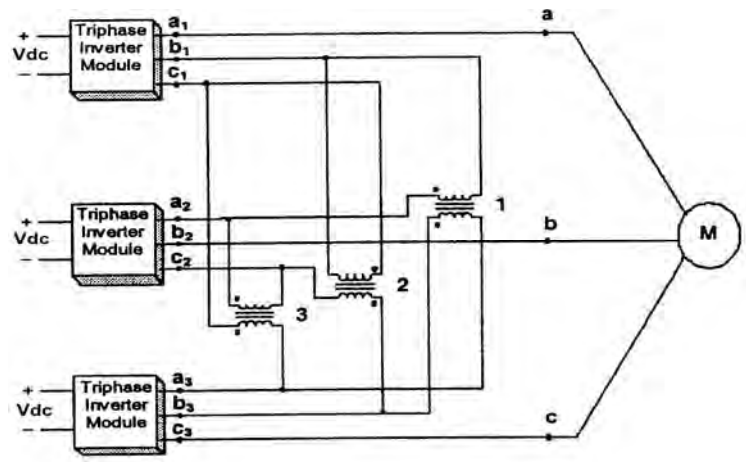
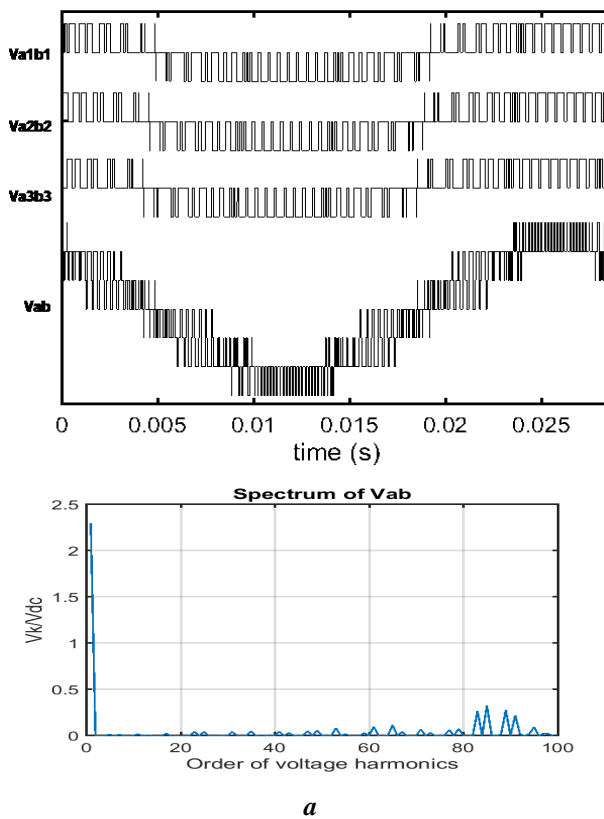
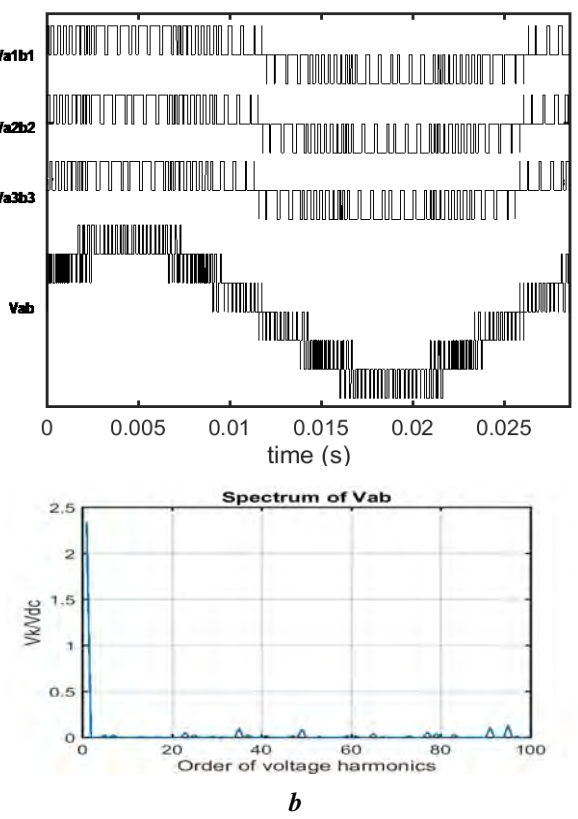


Fig. 9 [3, 12]



a



b

Fig. 10 [12]

Fig. 11 presents results of calculation of Weighted Total Harmonic Distortion factor ($WTHD = (1/V_{ab1}) (\sum_{k=2}^{1000} (V_{abk}/k)^2)^{0.5}$) of the line voltages V_{ab1} and V_{ab} versus index of modulation of VSIs m for triple-VSI system adjusted by two variants of synchronous PWM (CPWM and DPWM) [12]. Switching frequency of VSIs is equal to 1.05 kHz. Results on the presented diagram show that the use of discontinuous multi-zone PWM (DPWM) for regulation of triple VSIs of modular converter is more preferable in comparison with the using of scheme of continuous PWM.

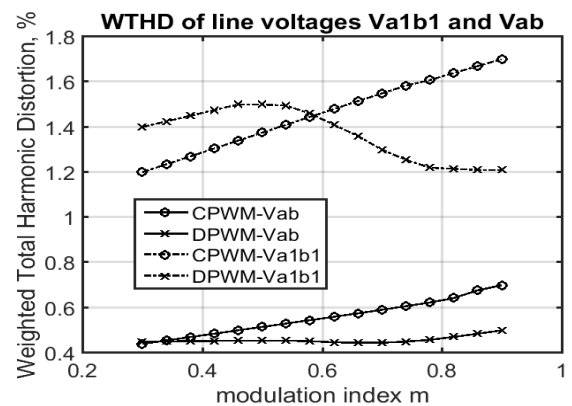


Fig. 11 [12]

Conclusion. Alternative methods, schemes, and techniques of synchronous multi-zone PWM, disseminated for synchronous regulation of three VSIs (with the corresponding phase shift of the output voltages of inverters) of triple-VSI-based drive installations, assure symmetry and improved spectral composition of the resulting multilevel voltage of systems for any operation conditions, including control modes with any frequency ratios (integral or fractional) between the switching frequency of VSIs and fundamental frequency of drive installations.

The presented in Figs. 4, 7, and 10 harmonic compositions of basic voltage waveforms of triple-VSI-based ac drives, regulated by schemes and algorithms of synchronous multi-zone PWM, underline the fact of elimination of even harmonics and subharmonics in voltage spectra during the whole control range of the analyzed motor drive systems. And this factor is especially important for the medium-power and high-power installations which are characterized by low switching frequency of VSIs.

1. Lypkivskiy K.O., Mykhalskiy V.M. Power electronics – possibilities, expectations, reality. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 59-60. (Rus)
2. Bose B.K. Power electronics, smart grid, and renewable energy systems. *Proc. of IEEE*. 2017. Vol. 105. No 11. Pp. 2011-2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/JPROC.2017.2745621>.
3. Cengelci E., Sulistijo S.U., Woo B.O., Enjeti P., Teodorescu R., Blaabjerg F. A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1999. Vol. 35. No 3. Pp. 628-637. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.767014>.
4. Hagiwara M., Nishimura K., Akagi H. A medium-voltage motor drive with a modular multilevel PWM inverter. *IEEE Trans. Power Electron.* 2010. Vol. 25. No 7. Pp. 1786–1799. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2042303>.
5. Beig A.R., Kanukollu S., Dekka A. Space vector-based three-level discontinuous pulse-width modulation algorithm. *IET Power Electronics*. 2013. Vol. 6. No 8. Pp. 1475–1482. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2012.0405>.
6. Sungjae Ohn, Yongsoon Park, Seung-Ki Sul. Multi-level operation of triple two-level PWM converters. Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE'2015). Montreal, QC, Canada, 20-24 September 2015. Pp. 4283-4289. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2015.7310265>.
7. Yin Li, Lingling Fan. Modular multilevel converter based induction machine drive. Proc. of IEEE North American Power Symp. (NAPS'2015). Charlotte, NC, USA, 04-06 October 2015. Pp. 173-178. DOI: <https://doi.org/10.1109/NAPS.2015.7335129>.
8. Mykhalskiy V.M., Sobolev V.V., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Determination of the harmonic composition and quality indicators of the output voltage of voltage source inverters controlled by discontinuous PWM. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 2. Pp. 41-51 (Ukr).
9. Oleschuk V., Tirsu M. Methods, techniques, and algorithms of synchronous multi-zone modulation of signals of voltage source inverters (literature review). *Problems of the Regional Energetics*. 2024. No 2 (62). Pp. 57-74. DOI: <https://doi.org/10.52254/1857-0070.2024.2-62.06>.
10. Oleschuk V., Ermuratskii V., Barrero F. Analysis and synthesis of symmetrical output voltage of three-level inverters with space-vector PWM. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 5. Pp. 17-19. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.017>. (Rus)
11. Oleschuk V., Griva G., Deriszadeh A., Burcenco V. Synchronous undermodulation control modes of system with three PWM converters. Proc. of IEEE Int'l Conf. on Electromechanical and Power Systems (SIELMEN'2017). Iasi, Romania, 11-13 October 2017. 5 p. DOI: <https://doi.org/10.1109/SIELMEN.2017.8123375>.
12. Oleschuk V., Ermuratskii V., Barrero F. Multilevel installation based on voltage source inverters controlled by synchronous multi-zone PWM. Proc. of IEEE Int'l Conf. on Electromechanical and Power Systems (SIELMEN'2019). Craiova, Romania, 09-11 October 2019. Pp. 158-165. DOI: <https://doi.org/10.1109/SIELMEN.2019.8905850>.

УДК 621.3

ПРИВОДНІ УСТАНОВКИ СЕРЕДНЬОЇ ПОТУЖНОСТІ НА ОСНОВІ ІНВЕРТОРІВ ПОТРІЙНИХ ДЖЕРЕЛ НАПРУГИ З НАЛАШТУВАННЯМ АЛГОРИТМІВ СИНХРОННОЇ БАГАТОЗОННОЇ ШІМ

В. Олещук, докт. техн. наук

Інститут енергетики Технічного університету Молдови,

вул. Академічна 5, Кишинів, MD-2028, Молдова, E-mail: oleschukv@hotmail.com.

Наведено короткий огляд розробки та розповсюдження спеціалізованих схем і алгоритмів просторово-векторної синхронної багатозонної широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) для керування потрійними інверторами частотно-регульованих приводів середньої потужності, що характеризуються відносно низькою частотою комутації. Він забезпечує синхронізацію та симетрію основних форм напруги в триінверторних конфігураціях приводних установок на основі стандартних інверторів напруги (ІН). Це також забезпечує мінімізацію величин парних гармонік і небажаних субгармонік в спектрах основних напруг приводних установок, що призводить до зменшення втрат у відповідних апаратах і підвищення їхньої ефективності. Наведено приклади застосування основних прийомів багатозонної ШІМ для регулювання трьох типових структур електроприводів середньої потужності на базі трьох ІН. Моделювання дає поведінку приводних установок на базі потрійних інверторів, налаштованих алгоритмами синхронної ШІМ. Бібл. 12, рис. 11, табл. 1.

Ключові слова: електроприводи змінного струму, регульовані інвертори, стратегія модуляції, синхронізація напруги, спектри напруги.

Надійшла 30.04.2024

FEATURES OF ENSURING ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF UNINTERRUPTIBLE POWER SYSTEMS

V.V. Pilinsky*, V.B. Shvaichenko**

National Technical University of Ukraine "Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
37, Beresteyskyi Ave., Kyiv, 03056, Ukraine,
e-mail: pwww@ukr.net, vbs2011@ukr.net

An overview of the main structures of uninterruptible power systems is provided. The impact on internal-system and external-system electromagnetic compatibility of these devices is determined. Contemporary standards and requirements for ensuring electromagnetic compatibility of uninterruptible power systems are analyzed. Features of the structures of uninterrupted power systems such as online, offline and line interactive by the conductive path of propagation of interference are given. The main advantages of eco uninterrupted power supply are summarized. A generalized approach is proposed for the application of radiofrequency interference filters depending on the electromagnetic environment and features of uninterruptible power systems. Refined limitations on the possibilities of adjusting the basic and influence parasitic parameters of the filter links by symmetric and asymmetric propagation of conductive disturbances. The possibility of using remote control of the effectiveness of means of reducing conductive disturbances was assessed. The expediency of localization of control parameters of smart radiofrequency interference filters with the use of artificial intelligence is determined. References 10, figures 6, tables 2.

Keywords: AC mains, electromagnetic compatibility, emission, radiofrequency interference, radiofrequency interference filter, uninterruptible power system.

The problem of high-quality and reliable power supply led to the emergence and widespread use of uninterruptible power systems (UPS). In contemporary conditions, the use of electronic devices connected to mains for various purposes may be limited in consequence interruption or deterioration of the quality of energy supply. This necessitated the development of various structures and algorithms for generating alternating voltage to achieve reliable operation of such devices. Additional requirements, for example, switching time from the mains to the UPS, device operating time, dimensions, weight, etc. lead to an even greater variety of designed UPSs. Contemporary trends in this field can be defined as the transition to switch mode semiconductor converter structures at frequencies from tens kilohertz to tens megahertz. It is the switch mode of operation that causes the formation of electromagnetic interference. This led to the introduction of relevant international standards that regulate requirements for radiated and conductive interference from uninterruptible power systems [1]. Therefore, it is advisable to analyze the main structures of these systems, to determine the possible effects of the operating modes of the system components on intra- and extra-system electromagnetic compatibility (EMC), compare the requirements of standards for them and determine recommendations for application. For a more detailed analysis, we will limit the consideration of the application to single-phase alternating current networks.

According to the principle of operation, modern UPS should be divided into three main types, as shown in Fig. 1. Usually these types are: Off-line (see Fig. 1, a), On-line (see Fig. 1, b), Line-interactive (see Fig. 1, c) [2, 3]. The abbreviations indicate in this figure respectively: RFI – radiofrequency interference, AC/DC – converter (rectifier or battery charger), DC/AC – converter (inverter), transfer switch or static bypass switch.

Usually, in DC/AC converter (inverter) for all structures of UPS an RFI-filter is also used. Further improvement led to the appearance of such a type of UPS as “green-line” or “eco” UPS (see Fig. 2), which ensured reduction of active power losses during conversion and limitation of consumed reactive power [4]. The abbreviations indicate in this figure respectively: RFI is the radiofrequency interference, PFC is the power factor corrector [5], UPS is the uninterruptible power system (any type). These properties of such

© Pilinsky V.V., Shvaichenko V.B., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-2569-9503>; ** <https://orcid.org/0000-0001-9736-0800>

© Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2024



This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en>

UPS are also summarized as line conditioned [6]. Covering the functions of the first two blocks of the structure in one according to various schemes is called an active power filter [7].

An important aspect of the electromagnetic compatibility of the UPS is the level of conductive interference that the UPS generates in the AC mains of general purpose and in the circuits of consumers connected to the UPS. The presence in the structures of UPS, PFC, and active filters of such nodes as semiconductor converters with transistors and thyristors that switch at high frequencies leads to the appearance of high-frequency disturbances.

The switch mode operation of power unit is a source of disturbances, which at high levels are interference – both: mains & loads [5]. The switch mode forms a sequence of pulses, which is a source of unintended electromagnetic interference that propagates in the environment and conductive circuits. This creates a danger in the sense of not ensuring electromagnetic compatibility. Therefore, it is necessary to determine the electromagnetic environment during the operation of the UPS and international standards limit the level of these disturbances for UPS offered to consumers.

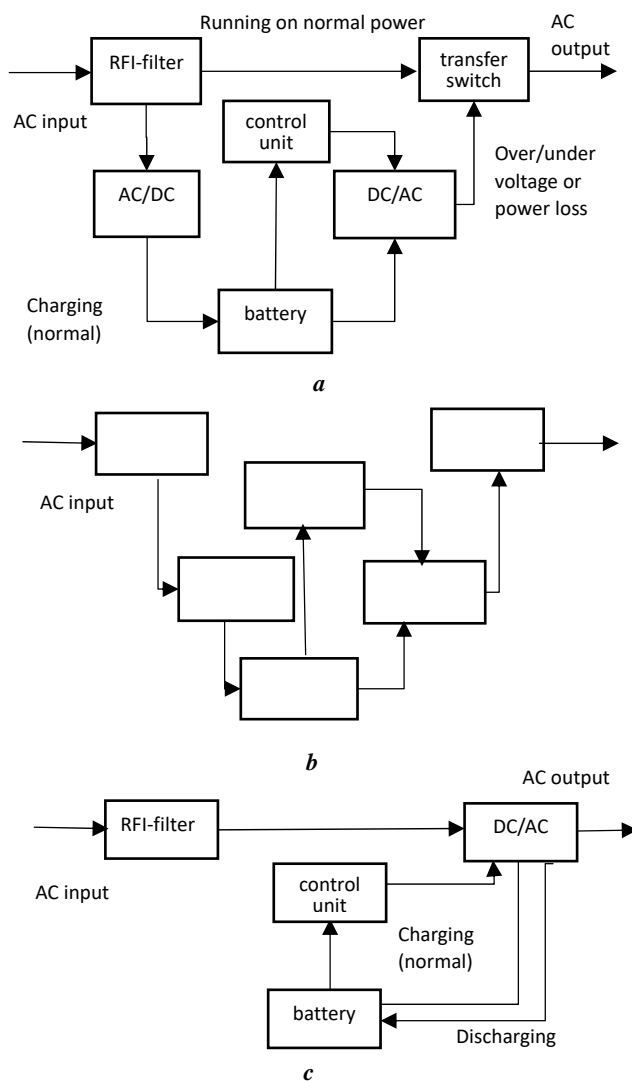


Fig. 1

The international standard [1] regulates the main aspects of electromagnetic compatibility of UPS. The standard also specifies the classification of UPS by categories of electromagnetic environment (EME).

In order to ensure compliance with standards for the level of conductive interference both for input and output AC voltage, for the UPS design process is necessary consider various means to limit the level of interference in the regulated frequency. The most effective in terms of price/quality ratio is the use of passive RFI filters. The so-called first electromagnetic environment covers residential, commercial and low-energy enterprises connected without intermediate transformers to the low-voltage AC mains. The second electromagnetic environment covers all commercial facilities, low-energy enterprises and industrial areas, except those belonging to the first electromagnetic environment, such as a building or part of it that is powered by a special transformer or generator.

UPS categories are also in these standard [1] defined. UPS of Category C1 is intended for use without any restrictions in the first electromagnetic environment. Such UPS are also suitable for use in residential premises. UPS of Category C2 is intended for use without any restrictions in the second electromagnetic environment. Such UPS can also be used in the first electromagnetic environment under certain conditions. Category C3 is a UPS with an output current of more than 16 A, intended for use in a second electromagnetic environment with certain restrictions. Category C4 is a UPS that cannot be

assigned to any of categories C1, C2 or C3 and is intended for use in an electromagnetic environment subject to special requirements. It should be noted that these UPS categories do not limit the types of equipment used in them, but mainly refer to the power of the primary AC mains. Standardized levels of conductive disturbances at the AC input ports for rated output current up to 100 A are shown in Table 1.

Table 1			
Frequency Range, MHz	Limits, dB (μ V), Quasipeak value		
	Category C1 UPS	Category C2 UPS	Category C3 UPS
0,15-0.5	66 to 56 ^a	79	100
0,5-5	56	73	86
5-30	60		90 to 73 ^a
^a The limits decrease linearly with the logarithm of the frequency.			
Table 2			
Frequency Range, MHz	Limits, dB (μ V), Quasipeak value		
	Category C1 UPS	Category C2 UPS	Category C3 UPS
0,15-0.5	84 to 74 ^a	97 to 87 ^a	110 to 100 ^a
0,5-5	74	87	100
5-30			
^a The limits decrease linearly with the logarithm of the frequency.			

Therefore, the electromagnetic compatibility guarantee at the AC output port needs more careful treatment to avoid redundancy and unnecessary costs for additional EMC protection facilities.

One of the two ways of propagation of electromagnetic disturbances from UPS is the conductive medium: power and signal cables, chassis, grounding wires, etc. The specified environment provides a conductive path of propagation, and, accordingly, conductive disturbances are spread through it: symmetrical (between forward and reverse conductors – in different directions (differential mode)) and asymmetric (between those conductors and ground- in one direction – (common mode)).

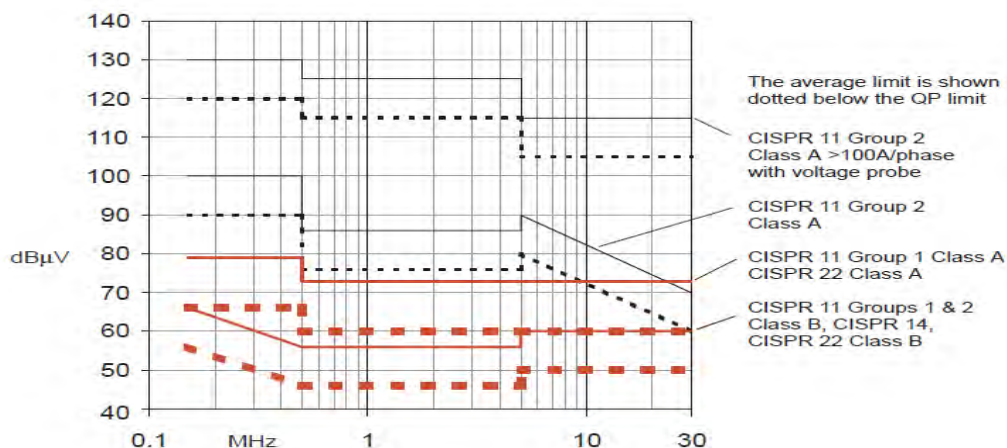


Fig. 3

The RFI-filter is designed to perform the following functions:

- reduction of interference voltage in the electrical network to an acceptable level (according to norms, standards – national and international) – such a filter is called “a AC input RFI-filter”;
- prevention of the penetration of electromagnetic disturbances from the power grid to the load circuit such a filter is called a "AC output RFI-filter”.

The requirements for the attenuation of the output RFI-filter AC and the input RFI filter AC in the upper band of the protected frequency range (above 1 MHz) cannot be implemented by a single link of passive components according to the "U", "T" or "L" lines (see Fig. 4, b, c, d, respectively) due to the influence of parasitic parameters on the frequency properties of chokes and capacitors.

To calculate of effectiveness any RFI-filter, the following must be known: the level of interference created by the device – the interference generator, the total internal resistance of the interference source Z_{in} , the permissible level at the interference receptor, the total resistance of the interference receptor Z_{out} . The two parameters are regulated, and the other two can be calculated or measured.

Standardized levels of conductive disturbances at the AC output ports for rated output current up to 100 A are shown in Table 2.

In the situation, if these levels are not agreed with the levels determined for a specific type of product, then it is necessary to ensure the electromagnetic compatibility of a specific category of UPS by appropriate measures. For example, “Limits for information technology equipment [8] and industrial, scientific and medical equipment [9] are show in Fig. 3 [8].

The given comparisons of these limits require appropriate coordination for the application of specific groups and classes of equipment. The general conclusion regarding the requirements for UPS conductive disturbances is as follows – higher levels are allowed at the AC output than at the AC input.

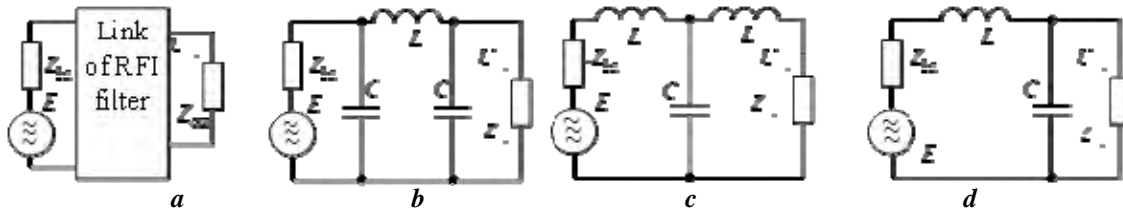


Fig. 4

The next important feature of the RFI-filter is that, due to the provision of attenuation in a wide frequency band, it is necessary to take into account the influence of the parasitic parameters of the components: chokes is the parasitic capacitance C_L and capacitors is the parasitic inductance L_C .

On the basis of publications, handbooks, company catalogs and experience in the development of RFI-filters, it can be argued that the most effective is the L -shaped LC link shown in Fig. 5.

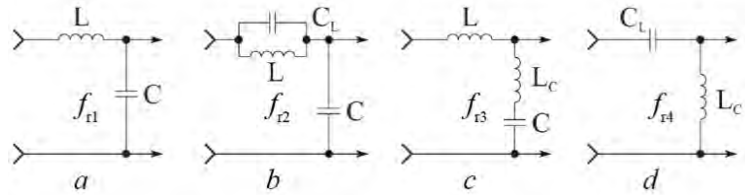


Fig. 5

Each link can be characterized by resonance frequencies f_r at which the filter has minimum or maximum meaning attenuation. Depending on the relationship between the values of parameters L , C_L , C , L_C , the frequency values f_{r1} and f_{r2} can be interchanged on the frequency axis. The generalized attenuation characteristic for the LC link is shown in Fig. 6.

The figure also shows the value of attenuation for the lower frequency of the frequency band $f_l - A_l$; the high $f_h - A_h$, and the middle $f_m - A_m$. The formula for the attenuation coefficient in these frequency band assuming zero source impedance and infinity receiver impedance is

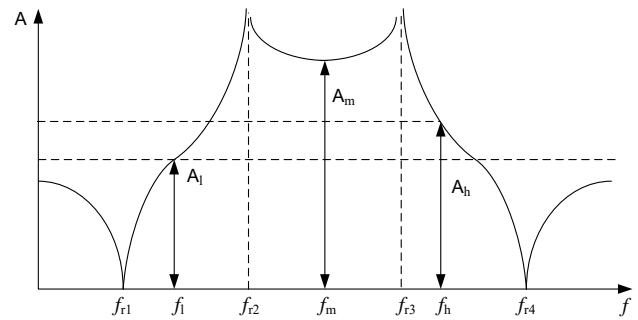


Fig. 6

– for lower band

$$A = \left| \frac{X_L - X_C}{X_C} \right| = \omega^2 LC - 1 = \left(\frac{f}{f_{p1}} \right)^2 - 1 \approx \left(\frac{f}{f_{p1}} \right)^2, \quad (1)$$

– for middle band

$$A = \frac{\sqrt{L/C_L}}{\sqrt{L/C}} \cdot \frac{\xi_1(1-\xi_1)^{-1}}{(\xi_2^2-1)\xi_2^{-1}} = \frac{f_{p2}f_{p3}f_{p4}}{f_{p1}f^2 \left[(f_{p2}/f)^2 - 1 \right] \left[1 - (f_{p3}/f)^2 \right]}, \quad (2)$$

where $\xi_1 = \frac{f}{f_{p2}}$, $\xi_2 = \frac{f}{f_{p3}}$,

– for high band

$$A = \frac{(\omega C_L)^{-1} - \omega L_C}{\omega L_C} = \left(\frac{f_{p4}}{f} \right)^2 - 1. \quad (3)$$

Thus, according to equation (1) in the first section of the amplitude-frequency characteristic of the RFI-filter, the attenuation increases, in the second section according to equation (2) it has a local minimum, and in the third section according to equation (3) it decreases.

Reconciliation of the EMC requirements of the UPS, taking into account the real EME, is possible under the conditions of the use of AC input RFI-filter structures with parameters controlled by the wireless channel [10]. It is expedient to use such filters in UPS structures according to Fig. 1, *b-c*. For the UPS structure in Fig. 1, *a*, we suggest modifying this structure by combining in one node an adapted RFI filter

and a transfer switch controlled by artificial intelligence, which provides more flexibility in setting the RFI-filter parameters to the current EME.

Therefore, taking into account the peculiarities of EMC in different environments, it is advisable for offline UPS to use RFI-filters with controlled frequency properties of the elements based on the use of artificial intelligence algorithms that monitor changes in the electromagnetic environment of electricity consumers connected to the UPS.

For UPS of the online and line-interactive type, it is advisable to provide a wireless channel for real-time monitoring and remote adjustment of RFI-filter parameter.

1. International Electrotechnical Commission Standard 62040-2:2016. Uninterruptible power systems (UPS) – Part 2: Electromagnetic compatibility (EMC) requirement. URL: <https://standards.iteh.ai/catalog/standards/iec/63db9809-1bb4-469a-9dcd-e20da663d856/iec-62040-2-2016> (accessed 30.01.2024).
2. Rasmussen N. The different types of UPS Systems. URL: https://www.se.com/us/en/download/document/SPD_SADE-5TNM3Y_EN (accessed 30.01.2024).
3. Ramachandran M., Vimala Saravanan, Chandrasekar Raja. An overview of Uninterruptible Power Supply Systems, *Journal on Applied and Chemical Physics*. December 2022. Vol. 1(1). REST Publisher. DOI: <https://doi.org/10.46632/jacp/1/1/2>.
4. Chandramouli B., Vijayaprabhu A., Arun Prasad D., Kathiravan K., Udhayaraj N., Vijayasanthi M. Design of single switch-boosted voltage current suppressor converter for uninterrupted power supply using green resources integration. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2022. No 5. Pp. 31-35. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.05>.
5. Power Factor Correction (PFC) Handbook. Choosing the Right Power Factor Controller Solution. ON Semiconductor. 2014. 128 p. URL: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.PDF>. (accessed 30.01.2024).
6. Beran Edward W. An electromagnetic interference analysis of uninterruptible power supply systems in a data processing environment. M. Eng. Thesis. Monterey, Calif. Naval Postgraduate School. URL: [https://commons.wikimedia.org/w/index.php?title=File%3AAAn_electromagnetic_interference_analysis_of_uninterruptible_power_supply_systems_in_a_data_processing_environment_\(IA_anelectromagneti109454314\).pdf&page=1](https://commons.wikimedia.org/w/index.php?title=File%3AAAn_electromagnetic_interference_analysis_of_uninterruptible_power_supply_systems_in_a_data_processing_environment_(IA_anelectromagneti109454314).pdf&page=1). (accessed 30.01.2024).
7. Akagi H. New trends in active filters for power conditioning. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1996. Vol. 32. No 6. Pp. 1312-1322. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.556633>.
8. Information technology equipment. URL: <https://www.isert.co.za/emc-testing-cispr-22.html> (accessed 30.01.2024).
9. International special committee on radio interference standard CISPR 11: 2015. Industrial, scientific and medical equipment – Radio-frequency disturbance characteristics – Limits and methods of measurement URL: <https://webstore.iec.ch/publication/64542> (accessed 30.01.2024).
10. Shvaichenko V., Bakiko V., Sharadjah O.A.M. Extensions of the maxima regulation range of an amplitude-frequency characteristic of the smart RFI filters. *Baltic URSI Symposium (URSI)*, Poznan, Poland, 15–17 May 2018. Pp. 203-205. DOI: <https://doi.org/10.23919/URSI.2018.8406756>.

УДК 621.3

ОСОБЛИВОСТІ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ

ДЖЕРЕЛ БЕЗПЕРЕБІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ

В.В. Пілінський*, канд. техн. наук, **В.Б. Швайченко****, канд. техн. наук

НТУ України «КПІ імені Ігоря Сікорського»,

пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: pww@ukr.net, ybs2011@ukr.net.

Описано особливості основних структур джерел безперебійного живлення. Визначено вплив на внутрішньосистемну та зовнішньосистемну електромагнітну сумісність засобів послаблення у цих системах безперебійного живлення з розподілом на основні типи щодо кондуктивних збурень. Проаналізовано сучасні стандарти та вимоги щодо досягнення електромагнітної сумісності джерел безперебійного живлення за кондуктивним шляхом поширення завад. Наведено особливості структур джерел безперебійного живлення типу онлайн, офлайн та лاین-інтерактив. Узагальнено основні переваги екологічних джерел безперебійного живлення. Запропоновано узагальнений підхід для застосування протизавадних фільтрів в залежності від електромагнітного середовища та особливостей джерел безперебійного живлення. Уточнені обмеження на можливості регулювання основних та паразитних параметрів ланок фільтрів за симетричним та несиметричним шляхом поширення кондуктивних завад. Оцінено можливість застосування віддаленого керування ефективністю засобів зменшення кондуктивних збурень. Визначено доцільність локалізації керування параметрами смарт протизавадних фільтрів з використанням штучного інтелекту. Бібл. 10, рис. 6, табл. 2.

Ключові слова: емісія, джерело безперебійного живлення, електромережа змінного струму, електромагнітна сумісність, протизавадний фільтр, радіочастотні завади.

Надійшла 16.03.2024
Остаточний варіант 21.05.2024

КОМП'ЮТЕРНЕ ТА ФІЗИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ БЕЗДРОТОВОГО ЗАРЯДНОГО ПРИСТРОЮ ЄМНІСНОГО ТИПУ ДЛЯ МАЛОГАБАРИТНОГО ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТНОГО ЗАСОБУ

В.Б. Павлов*, докт. техн. наук, **О.Д. Подольцев****, докт. техн. наук, **В.Є. Павленко**
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: mobil99@ukr.net; podol@ied.org.ua

В роботі розглянуто один з можливих підходів до створення бездротового зарядного пристрою ємнісного типу, який дозволяє здійснювати заряджання безконтактним способом акумуляторних батарей малогабаритних транспортних засобів: електровізків, електроскутерів, електросамокатів. В основу розроблення такого пристрою покладено роботу схеми гібридного DC-DC конвертора, що працює на високій частоті (550 кГц), передає енергію у коло заряджання за допомогою двох ємнісних елементів та дає змогу отримувати на навантаженні постійну регульовану напругу, яка може бути як менше, так і більше вхідної постійної напруги. Розроблено дослідний зразок такого пристрою та наведено результати його експериментального дослідження, що підтверджують можливість використання даної схеми задля здійснення бездротового заряджання акумуляторної батареї. Розроблено комп'ютерну Simulink-модель такого пристрою, що враховує реальні значення всіх параметрів розробленого дослідного зразка та використовує базову модель літій-іонної акумуляторної батареї. За результатами проведених розрахунків визначено, що для розробленого пристрою ємнісного типу найбільші втрати виникають в котушках індуктивності, а величина ККД, яка характеризує ефективність процесу передачі електричної енергії від первинного джерела живлення до акумуляторної батареї, на початковому етапі її заряджання (коли параметр стану батареї SOC=50%) становить 80%. Бібл. 10, рис. 5.

Ключові слова: бездротова передача електроенергії, ємнісний спосіб передачі енергії, ефективність заряджання акумуляторної батареї, електротранспорт.

Одним із сучасних трендів світової електротехніки є розвиток досліджень і розробок у галузі електричного транспорту та акумуляторних батарей підвищеної енергоємності для їх нового живлення [1]. При цьому слід відзначити, що станом на сьогодні інфраструктура засобів підзарядки акумуляторних батарей електромобілів перебуває ще на стадії становлення. В той же час світові виробники електромобілів та відповідної зарядної інфраструктури найближчою метою вважають розробку бездротових зарядних пристроїв (БЗП), оскільки такі системи досить перспективні з огляду на їхню привабливість на фоні зростання популярності електротранспортних засобів [2 – 4].

Заряджання акумуляторних батарей електротранспорту може здійснюватися трьома відомими способами передачі електроенергії, а саме, за допомогою гальванічного підключення або бездротового заряджання шляхом встановлення індуктивного чи ємнісного зв'язку між передавальною та приймальною котушками. Сьогодні здійснення підзарядки електромобілів без використання будь-яких струмопровідних елементів стало можливим завдяки появі бездротових пристроїв. Тому технологія бездротової підзарядки проста та має такі переваги як підвищена зручність та відсутність потреби в кабелях, довговічність без необхідності постійно підключати та від'єднувати пристрої, а також на практиці сьогодні найчастіше застосовуються системи індуктивної зарядки на основі явища паралельного або послідовного резонансу, структурна схема яких найчастіше містить такі компоненти: вхідне джерело живлення, що регулюється, конденсаторний фільтр, трифазний інвертор високої частоти, високочастотний роздільний трансформатор, резонансний повітряний трансформатор, що складається з двох котушок (передавальної та приймальної) з послідовно включеними конденсаторами. Приймальна котушка з випрямлячем та фільтром знаходиться на транспортному засобі. Навантаженням випрямляча є акумуляторна тягова батарея (АБ). Основні особливості такої системи були розглянуті, наприклад, в роботах [3, 4] або роботах авторів даної статті [5, 6].

© Павлов В.Б., Подольцев О.Д., Павленко В.Є., 2024
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-0565-265X>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9029-9397>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

Ємнісну систему заряджання, особливо відносно невеликої потужності, можна розглядати як альтернативу традиційній індуктивній системі бездротової зарядки електромобіля. Це пов'язано з перевагами зазначеної системи, які полягають у простій топології, меншій кількості компонентів, кращих характеристиках щодо електромагнітних завад і надійності по відношенню до оточуючих металевих елементів.

У той же час відзначимо недолік ємнісної передачі енергії в необхідності конструктивного рішення – забезпечення мінімальної відстані між конденсаторними пластинами, дві з яких мають розташовуватися на екіпажній частині транспортного засобу. Таке конструктивне рішення важко здійснити на електромобілях та інших електротранспортних засобах середньої та великої вантажопідйомності, які мають акумуляторні батареї великої енергоємності.

Тому найбільш прийнятними для ємнісної зарядки є малогабаритні електротранспортні засоби: електросамокати, електроскутери, електроколяски і т.д.

Незважаючи на велику кількість робіт у галузі теорії та практики ємнісної передачі енергії, зокрема [7, 8], на даний час майже відсутні дослідження щодо практичного використання цього способу безконтактної зарядки саме для малогабаритних транспортних засобів

Метою роботи є фізичне та комп'ютерне моделювання розробленого експериментального зразка бездротового зарядного пристрою ємнісного типу та визначення ефективності передачі електроенергії таким бездротовим способом.

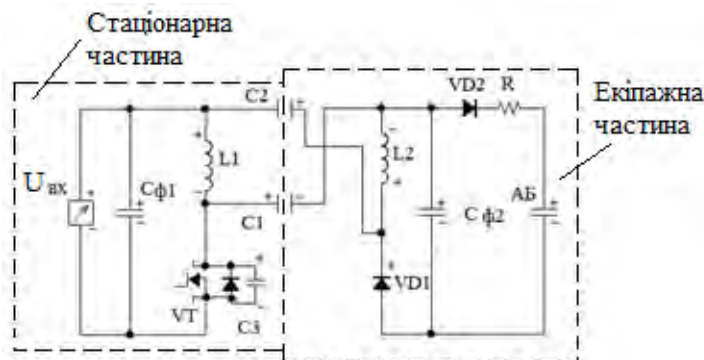


Рис. 1

Експериментальний зразок бездротового зарядного пристрою ємнісного типу.

На рис. 1 показано принципову електричну схему бездротової системи ємнісного заряду з резонансним інвертором. Параметри системи наведено в табл. 1. Інвертор, який розроблено на основі транзистору STW45N60DM2AG (650 В, 34 А, 0,093 Ом), [10] забезпечує регулювання частоти в межах 400-600 кГц. Максимальний струм – 30 А, номінальна частота роботи для дослідження – 550 кГц. Вхідна напруга забезпечується регульованим джерелом постійної напруги. Конденсатори C1 і C2 системи ємнісного заряду виконано з фольгованого текстоліту товщиною 0,5 мм із розмірами прямокутної пластини 25x46 см. Хоча на практиці використовують пластини із захисною ізоляцією та з повітряним проміжком між ними, фольгований текстоліт є модельне наближення до реальності (ємності будуть мати таке саме значення, як і між пластинами із повітряним проміжком 0,25 мм).

На рис. 2 наведено осцилограми керуючого сигналу 12 В (крива 1), напруги на транзисторі (крива 2) – 1 поділکا

Таблиця 1		
Параметри	Позначення	Значення
Ємності зв'язку	C_1, C_2	10 nF, 10 nF
Первинна індуктивність	L_1, R_1	14 μH, 0,5 Ом
Вторинна індуктивність	L_2, R_2	7,6 μH, 0,18 Ом
Паразитна індуктивність	L_{par}	240 nH
Снаберна ємність	C_3	0,47 nF
Резистор	R	1 Ом
Вхідна/вихідна ємність	$C_{\phi 1}, C_{\phi 2}$	2000pF
Вхідна напруга	$U_{\text{вх}}$	70 В
Вхідний струм	$I_{\text{вх}}$	0,6 А
Струм заряду	$I_{\text{зар}}$	1,9 А
Акумуляторна батарея	-	7,7 В, 20 А·год

=100 В, струму транзистора (крива 3) – 1 поділکا =1 А.

З осцилограм видно, що за вхідній напрузі 70 В напруга на транзисторі досягає 220 В за максимального струму транзистора 1,97 А і частоті 552,4 кГц.

На рис. 3 показано осцилограми напруги на дроселі L2 (крива 1) та струм у колі VD1 (крива 2). Максимальна напруга на дроселі становить 22 В. 1 поділکا =10 В; 2 поділکا =2 А.

Комп'ютерне моделювання бездротового зарядного пристрою ємнісного типу. Одним з головних питань, що виникає у процесі розробки таких пристроїв, є визначення їхньої енергетичної ефективності на етапі проектування. Дослідження енергоефективності розробленого експеримен-

тального зразка ускладнюється роботою на високій частоті та необхідністю застосування датчиків струму та напруги, що працюють на частоті 550 кГц із заданою похибкою. Альтернативним методом дослідження ефективності таких систем є комп'ютерне моделювання і, відповідно, побудова комп'ютерної моделі бездротового зарядного пристрою, що враховує втрати в усіх його елементах. Виходячи з цього, в роботі була створена Simulink-модель такого пристрою, яка показана на рис. 4. Було застосовано модель, яка представляє собою гібридний buck-boost dc/dc конвектор, що дає змогу отримати на навантаженні напругу, яка може бути як менше (buck конвектор), так і більше за вхідну напругу (boost конвектор) [9].

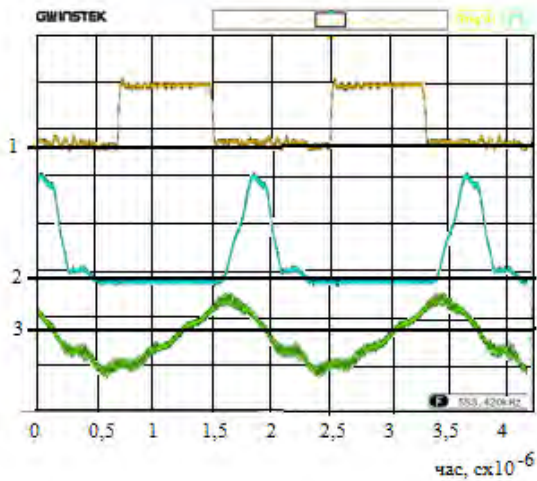


Рис. 2

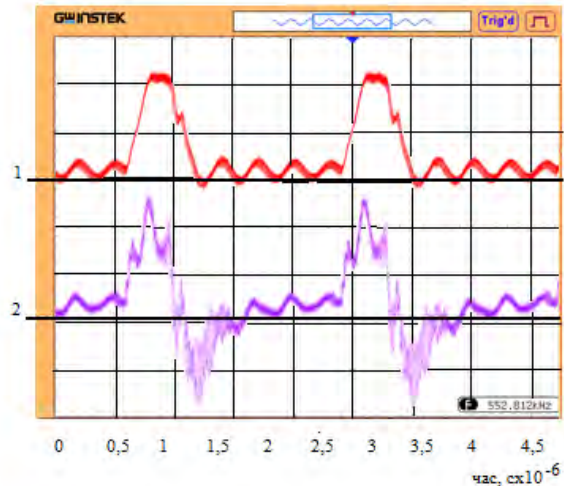


Рис. 3

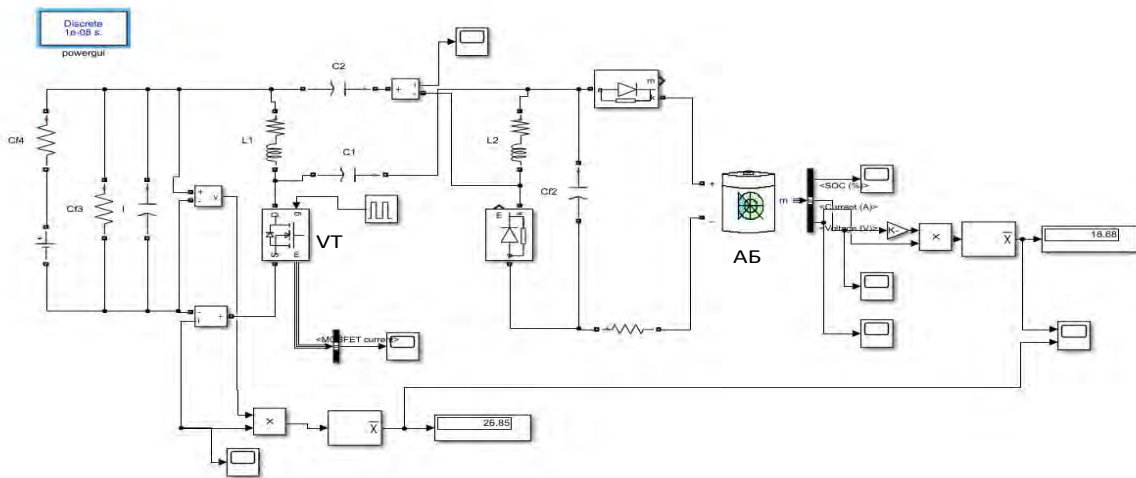


Рис. 4

Як навантаження в схемі розглядається літій-іонна АБ, параметри якої наведено у табл. 2. У процесі моделювання використовується базова модель АБ пакету Simulink. Для керування роботою транзистора в схемі використовується генератор періодичних імпульсів, що дає можливість змінювати значення коефіцієнту заповнення цих імпульсів $D = t_{on}/T$, де t_{on} – час включення транзистора, а $T = 1/f$ – період, що відповідає робочій частоті пристрою $f = 550$ кГц.

Таблиця 2	Спосіб заряджання	
	Індуктивний	Ємнісний
Робоча частота	10 кГц ÷ 10 МГц	1 ÷ 10 МГц
Потужність	0,1 ÷ 10 кВт	0,1 ÷ 1 кВт
Повітряний проміжок	1 мм ÷ 1 м	0,1 ÷ 1 мм

В роботі досліджувався режим холостого ходу, коли відключалася АБ, і вимірювалася напруга на виході пристрою U_H та напруга на вході – U_D за різних значеннях коефіцієнту заповнення D . Отримані результати показано на рис. 5, а. Видно, що напруга на виході може бути як менше (коли $<0,2$), так і більше вхідної напруги (коли $D > 0,2$) і це є особливістю саме такої структури перетворювача. Таким чином, змінюючи значення

D , можна змінювати вихідну напругу в широкому діапазоні і тим самим керувати режимом заряджання АБ.

Було проведено розрахунки режиму заряджання акумуляторної батареї на початковому етапі, коли параметр, що характеризує відносне значення її заряду, $SOC = 50\%$. Зазначені результати комп'ютерних розрахунків наведено на рис. 5, б, в, г. На рис. 5, б показано залежності напруг та струму від часу на транзисторі VT. Видно, що максимальне значення напруги на транзисторі досягає 220 В, що співпадає із експериментом (рис. 2). Відповідна залежність напруг та струму на АБ показано на рис. 5, в. При цьому, коефіцієнт пульсації для напруги $K_U = (U_{max} - U_{min}) / (U_{max} + U_{min}) 100\%$ складає 0,09%, а для струму – $K_I = 85\%$. Така значна пульсація струму пов'язана з тим, що величина струму АБ, $I_{AB} = (U_{AB} - E_{AB}) / R_{AB}$, зменшується внаслідок наявності постійної складової – величини ЕРС батареї E_{AB} , зменшується постійна складова напруги U_{AB} , що і призводить до значного зростання K_I відносно K_U .

Задля оцінки ефективності передавання електричної енергії від первинного джерела постійної напруги до АБ в роботі розраховувалася потужність на вході у пристрій та на АБ. Результати розрахунку цих потужностей як функцій часу показано на рис. 5, г. Величина ККД пристрою, як співвідношення цих потужностей, $\eta = P_{AB} / P_{вхід} = 19,6/24,4 = 0,8$. Причому, найбільші втрати мають місце в котушках індуктивності L_1 та L_2 і складають 1,5 Вт та 0,88 Вт відповідно. Отже, для зменшення цих втрат доцільно підвищувати добротність таких котушок, наприклад, шляхом використання проводу типу літцендрат та вибору їх оптимальних розмірів.

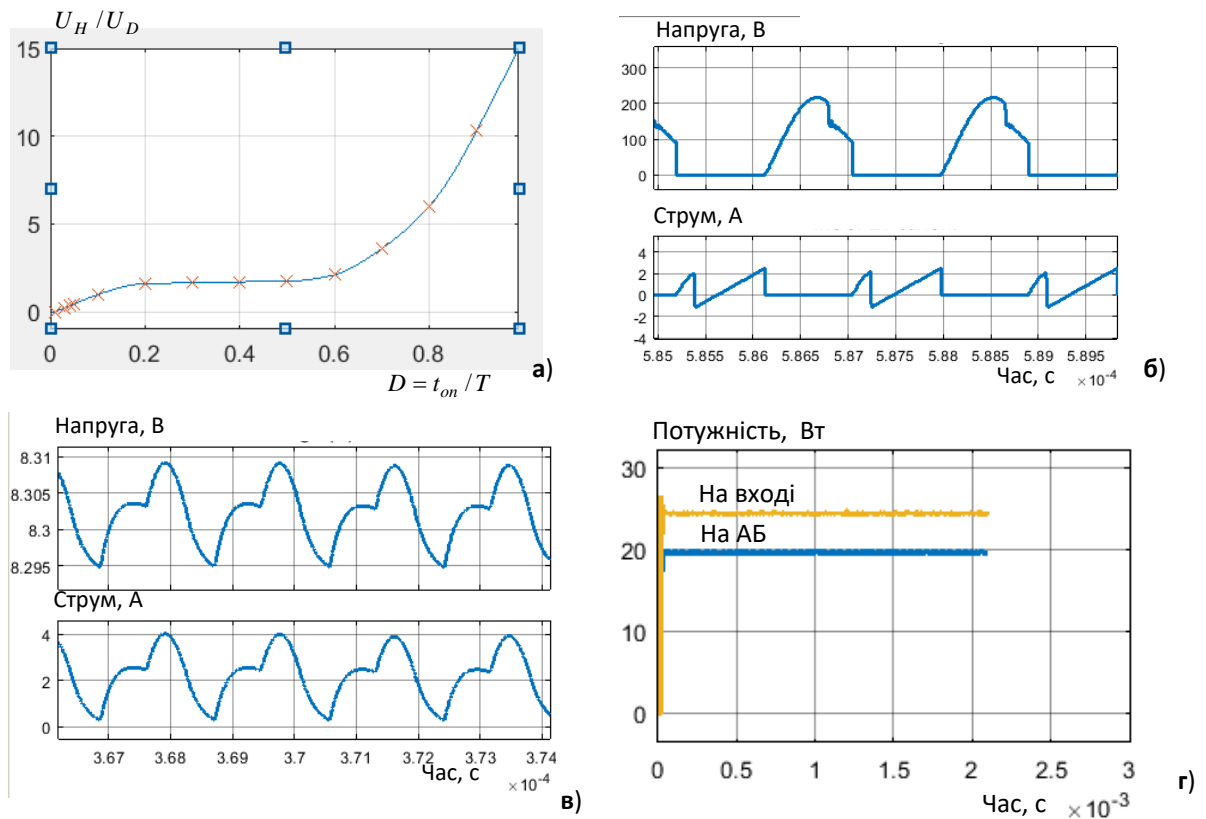


Рис. 5

Згідно з дослідженнями, що висвітлені у [7] (табл. 2), можливість реалізації ЕСЗ для споживачів наразі обмежується потужністю 1 кВт. Звідси і час заряджання батареї, наприклад, малогабаритного транспортного засобу енергоемністю 5 кВт·год буде становити приблизно 5 год.

Висновки. Розроблено дослідний зразок бездротового зарядного пристрою ємнісного типу, який дає змогу здійснювати заряджання безконтактним способом акумуляторних батарей малогабаритних транспортних засобів: електровізків, електроскутерів, електросамокатів. В основу створення такого пристрою покладено роботу схеми гібридного DC-DC конвертора, що працює на високій частоті (550 кГц) та дає змогу отримувати у навантаженні постійну регульовану напругу, яка може бути як менше, так

і більше вхідної постійної напруги. Результати проведених експериментів показали можливість використання даної схеми для бездротового заряджання таких батарей.

Розроблено комп'ютерну Simulink-модель такого пристрою, що враховує реальні значення всіх параметрів розробленого зразка та використовує базову модель літій-іонної акумуляторної батареї. Ця модель дає можливість провести розрахунки компонентів бездротового зарядного пристрою ємнісного типу на різну потужність та напругу. За результатами проведених розрахунків показано, що для розробленого пристрою ємнісного типу найбільші втрати виділяються в котушках індуктивності, а величина ККД, що характеризує ефективність процесу передачі електричної енергії від первинного джерела живлення до безпосередньо акумуляторної батареї, на початковому етапі заряджання (коли параметр стану батареї SOC=50%) становить $\eta = 80\%$.

1. Sanguesa J.A., Torres-Sanz V., Garrido P., Martinez F.J., Marquez-Barja J.M. A Review on Electric Vehicles: Technologies and Challenges. *Smart Cities*. 2021. No 4. Pp. 372–404. DOI: <https://doi.org/10.3390/smartcities4010022>.
2. Trivino-Cabrera A., Gonzalez-Gonzalez J., Aguado J. Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach. Springer, 2020. 175 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-030-26706-3>.
3. Song M., Belov P., Kapitanova P. Wireless Power transfer inspired by the modern trends in electromagnetics. *Applied Physics Reviews*. 2017. No 4. Pp. 0211102 (1-19). DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4981396>.
4. Xi Zhang, Choug Zhu, Haitao Song. Wireless Power Transfer Technologies for Electrica Vehicles. Springer, 2022. 268 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-981-16-8348-0>.
5. Zharkin A.F., Podoltsev O.D., Pavlov V.B.. Computer simulation and research of energy efficiency of processes of charging an electric car battery from a wireless charger. *Tekhnichna Elerodynamika*. 2023. No 4. Pp. 11-18. (Ukr) .DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.011>.
6. Podoltsev O.D., Pavlov V.P., Zapadynchuk O.P. Analysis of the efficiency of electric power transmission in the system of wireless charging of the electric vehicles battery. *Tekhnichna Elerodynamika*. 2021. No 4. Pp. 63-69. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.063>.
7. Dai J., Ludois D.C. A Survey of Wireless Power Transfer and a Critical Comparison of Inductive and Capacitive Coupling for Small Gap Applications. *IEEE Trans. Power Electron*. 2015. No 30. Pp. 6017–6029. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2415253>.
8. Li L., Wang Z., Gao F., Wang S., Deng J. A family of compensation topologies for capacitive power transfer converters for wireless electric vehicle charger. *Appl. Energy*. 2020. Vol. 260. Pp. 114156. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2019.114156>.
9. Rashid M.H. Power Electronics. Prentice Hall, 2021. 602 pp.
10. Jiejian Dai, Daniel C. Ludois. Capacitive Power Transfer Through a Conformal Bumper for Electric Vehicle Charging-. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2016. Vol. 4. Issue 3. Pp. 1015 – 1025. DOI: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2015.2505622>.

COMPUTER AND PHYSICAL SIMULATION OF CAPACITIVE TYPE WIRELESS CHARGER FOR SMALL ELECTRIC VEHICLE

V.B. Pavlov, O.D. Podoltsev, V.E. Pavlenko

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine.

Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: mobil99@ukr.net; podol@ied.org.ua.

The work considers one of the possible approaches to the creation of a capacitive type wireless charger, which allows for non-contact charging of batteries of small-sized vehicles: electric carts, electric scooters, electric scooters. The basis of the development of such a device is the operation of the hybrid DC-DC converter circuit, which operates at a high frequency (550 kHz), transfers energy to the charging circuit using two capacitive elements and allows receiving a constant regulated voltage on the load, which can be either lower or and more input DC voltage. A prototype of such a device has been developed and the results of its experimental research are given, which confirm the possibility of using this scheme for wireless charging of the battery. A Simulink computer model of such a device has been developed, which takes into account the real values of all parameters of the developed prototype and uses the basic model of a lithium-ion battery. According to the results of the calculations, it was determined that for the developed device of the capacitive type, and the largest losses occur in the inductor coils, the value of efficiency, which characterizes the efficiency of the process of transferring electrical energy from the primary power source to the battery, at the initial stage of its charging (when the parameter of the state of the battery SOC =50%) is 80%. References 10, figures 5.

Key words: wireless transmission of electricity, capacitive method of energy transmission, battery charging efficiency, electric transport.

Надійшла 30.04.2024

Остаточний варіант 27.05.2024

КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ ГІБРИДНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ МІКРОГІДРОЕЛЕКТРОСТАНЦІЄЮ

О.А. Зайченко^{1*}, канд. техн. наук, Ю.В. Маруня^{1**}, канд. техн. наук, О.М. Рижков^{1***}, докт. філ., С.І. Гаврилюк^{1****}, канд. техн. наук, О.І. Хомицький², О.О. Харченко^{3*****}

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: tems@ukr.net,

² ПП «ПРОМЕНЕРГІЯ»,
пр. Шкільна, 11/18, м. Бучач, Тернопільська обл., 48400, Україна.

³ НТУ України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.

В роботі розглянуто способи підвищення енергоефективності мікрогідроелектростанцій. Запропоновано концепцію побудови гібридної системи керування, яка поєднує класичні закони регулювання та нечітку логіку, що дає змогу покращити якість регулювання параметрів виробленої електроенергії незалежно від зміни режимів роботи мережі та зовнішніх умов. Показано, що використання гібридних фільтрів дозволить підвищити електромагнітну сумісність та, у підсумку, енергоефективність системи в цілому. Бібл. 12, рис. 3.

Ключові слова: гібридна система автоматичного керування, нечітка логіка, мікрогідроелектростанція, енергоефективність, гібридний фільтр.

Вступ. Масштабні атаки на об'єкти централізованого електроживлення створюють нові виклики для стабільного функціонування енергетики України, де особливо актуальним постає питання безперебійного забезпечення електроенергією важливої та критичної інфраструктури. Найбільш швидким рішенням даної проблеми є побудова автономних систем електроживлення із застосуванням дизель-генераторних установок. Але такі системи мають ряд суттєвих недоліків, серед яких велика питома вартість виробленої енергії, збільшений рівень шуму, велика забрудненість повітря, потреба в постійному постачанні палива, що ускладнюється логістичними перепонами різного характеру тощо. Таким чином, враховуючи енергетичну кризу, пов'язану зі скороченням органічного палива та зростанням цін на нього, стрімко зростаючими проблемами екології та світові тенденції щодо декарбонізації, децентралізації та діджиталізації (т.з. 3Д-стратегія), більш перспективними автономними системами електроживлення є ті, що використовують відновлювані первинні енергетичні ресурси [1]. Крім того, що є дуже важливо, ці системи можна буде використовувати і в післявоєнні часи. Тому, актуальною є задача розробки енергоефективної системи живлення на основі відновлюваних ресурсів, яка може працювати як автономно, так і на централізовану мережу. Варто відзначити, що суттєве місце серед відновлюваних джерел енергії, враховуючи економічно-доцільний потенціал нашої країни [2], займає енергія потоку води, яка має високу енергетичну щільність та відносну стабільність на відміну від, наприклад, енергії вітру та сонця, а завдяки більшій густині води в порівнянні з повітрям, має менші масогабаритні та вартісні показники гідротурбіни в порівнянні з вітровою установкою.

Задля підвищення енергоефективності автономних систем електроживлення розробники застосовують різні типи генераторів, комбіновані методи керування та гібридні структури, що можуть поєднувати в собі різні типи первинної енергії та накопичувачі енергії. Так, використання різних видів первинної енергії дає можливість створити системи, які здатні працювати без додаткових резервних дизель-генераторів. Розробники [3] пропонують систему живлення на основі включених паралельно гідрогенератора і вітрогенератора та акумулятора в колі перетворювача частоти, де як гідроген-

© Зайченко О.А., Маруня Ю.В., Рижков О.М., Гаврилюк С.І., Хомицький О.І., Харченко О.О., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-9311-3378>; ** <https://orcid.org/0000-0003-0071-1702>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-0011-9402>; **** <https://orcid.org/0000-0002-7345-8405>;

***** <https://orcid.org/0009-0008-7144-5863>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

нератор використовується асинхронна машина з конденсаторним збудженням, а замість вітрогенератора – синхронна із постійними магнітами та перетворювачем частоти у колі статора. В [4] розроблено імітаційну модель та алгоритм керування автономною гідровітровою системою електроживлення з активним випрямлячем і баластним навантаженням задля забезпечення необхідної частоти струму.

В агрегатах мікростанцій використовують асинхронні та синхронні генератори змінного струму. Але незважаючи на більші габаритні розміри, масу та, як наслідок, вартість синхронних генераторів, менша потужність збудження, простота збуджуючих та регулюючих пристроїв, більша надійність надає їм перевагу у застосуванні. Синхронні генератори здатні генерувати реактивну потужність, і їх використовують в мережах із значною часткою навантаження на них та в автономних системах навіть за великій частці індуктивного навантаження [5].

Метою роботи є обґрунтування доцільності застосування гібридних методів керування, що поєднують класичні закони регулювання та нечітку логіку задля підвищення енергоефективності мікрогідроелектростанцій.

Зазвичай мікрогідроелектростанції (надалі мікростанції) складаються з гідротурбіни, електромашинного генератора, системи стабілізації параметрів вихідної напруги та містять інші додаткові елементи. Мікростанції не потребують спорудження складних гідротехнічних гребель, тому турбіни розміщують у вільному потоці води або в спеціальному напірному трубопроводі, що дає змогу підвищити енергію потоку води та застосовувати більш ефективні реактивні гідротурбіни. Потужність гідротурбіни визначається виразом

$$P_m = m_0 \cdot Q \cdot H \cdot \eta, \quad (1)$$

де m_0 , $(\text{кг} \times \text{м} / \text{с}^2) / \text{м}^3$ – питома вага одиниці об'єму води; Q , $\text{м}^3 / \text{с}$ – витрати води; H , м – робочий напір; η – коефіцієнт корисної дії турбіни.

Потужність та частота обертання гідротурбіни визначають розрахункову потужність генератора, його масу, габаритні розміри та вартість. Ці параметри пов'язані між собою співвідношенням [6]

$$\frac{d^2 \cdot l_\delta \cdot \omega}{S} = k_p \frac{1}{A \cdot B_\delta}, \quad (2)$$

де d , м – внутрішній діаметр статора електричної машини; l_δ , м – розрахункова довжина повітряного проміжку; S , ВА – розрахункова повна потужність; ω , с^{-1} – частота обертання; A , Н – лінійне навантаження; B_δ , Тл – магнітна індукція в повітряному проміжку; k_p , $\text{м}^2 \text{Тл}$ – коефіцієнт пропорційності.

Об'єм генератора, що характеризується добутком $d^2 l_\delta$, визначається частотою обертання ω за відносно постійних значеннях розрахункової потужності та електромагнітних навантаженнях. Завдяки чому швидкохідні гідротурбіни дозволяють використовувати генератори з відносно невеликими масогабаритними показниками та низькою вартістю.

Рівняння руху системи «гідротурбіна – генератор» має вигляд

$$M_t = M_g + J \frac{d\omega}{dt}, \quad (3)$$

де M_t , $\text{Н} \times \text{м}$ – механічний момент гідротурбіни; M_g , $\text{Н} \times \text{м}$ – момент опору генератора, J , $\text{кг} \times \text{м}^2$ – момент інерції.

Статична стійкість системи та похибка стабілізації частоти її обертання визначаються сумарним коефіцієнтом саморегулювання

$$e_\Sigma = e_g - e_t, \quad e_g = \frac{dM_g}{d\omega} \cdot \frac{M_{gn}}{\omega_n}, \quad e_t = \frac{dM_t}{d\omega} \cdot \frac{M_m}{\omega_n}, \quad (4)$$

де e_g , e_t , $\text{Н}^2 \times \text{м}^2 / \text{с}^2$ – коефіцієнти саморегулювання генератора та гідротурбіни відповідно; M_{gn} , M_m , $\text{Н} \times \text{м}$ – номінальні моменти генератора та гідротурбіни; ω_n , с^{-1} – номінальна частота обертання. Для стійкої роботи системи сумарний коефіцієнт саморегулювання повинен мати додатне значення.

Розрахунок та оптимізація описаних вище параметрів дають змогу підвищувати енергоефективність обладнання мікростанції, проте також це можна робити за допомогою методів керування параметрами системи та у разі використання технічних засобів, що дозволять покращити якість регулювання електричних і технологічних параметрів із забезпеченням заданих вимог до електромагнітної сумісності з навантаженням. В сучасних умовах інтеграції енергосистеми України в Європейську

особливо виникає потреба у підвищенні енергетичної ефективності та зменшенні енерговитрат на виробництво одиниці електроенергії та збільшенні технологічної ефективності, тобто в істотному підвищенні її якості. Значення сумарних гармонійних спотворень (*THD*) струмів, що передаються в навантаження і безпосередньо впливають на якість електроенергії, не повинні зазвичай перевищувати 5%. Наявність в системі мікростанції значної кількості різних напівпровідникових перетворювачів та споживання виробленої електроенергії нелінійними споживачами (різного типу навантажень) унеможлиблює дотримання нормативних вимог до якості електроенергії [7] без спеціальних пристроїв, які б покращували параметри електромагнітної сумісності. Відомі технічні рішення базуються в основному на використанні пасивних або активних фільтрів, що характеризуються різними властивостями, які пов'язані зокрема з частотою перетворюваної активним фільтром потужності, рівнем приглушення вищих гармонік струму, встановленою потужністю реактивних елементів, можливістю їх застосування для групи нелінійних споживачів. Створення спеціальних пристроїв та використання різних топологій фільтрів, що забезпечують узгодження мікростанцій з навантаженням, передбачає вибір раціональних структур фільтрів та, за потребою, проведення оптимізації їхніх елементів в залежності від заданих показників якості з урахуванням параметрів системи електропостачання і навантаження. Хоча існує багато топологій фільтрів, пасивні фільтри типу *L* і *LCL* є найбільш часто використовуваними топологіями в мережних системах, основною перевагою яких є простота та надійність, проте вони можуть мати достатньо великі масогабаритні параметри для отримання кращого рівня фільтрації, а тому і високу вартість за достатньо слабкому фільтруючому ефекті. Задля усунення наведених недоліків пропонується використовувати гібридні фільтри [8, 9]. На рис. 1 зображена схема трифазного гібридного фільтра, що складається з паралельного активного (АФ) та послідовного пасивного (ПФ) фільтрів. Така конфігурація гібридного фільтра працює головним чином так, що основну частку фільтрування струму, що споживається навантаженням, виконує пасивна частина гібридного фільтра, а активна його частина розраховується на значно меншу частину потужності ($I_{a\phi} \ll I_{n\phi}$), чим в індивідуальному виконанні, та відфільтровує струм вже достатньо близької до синусоїди форми до будь-яких низьких значень *THD*.

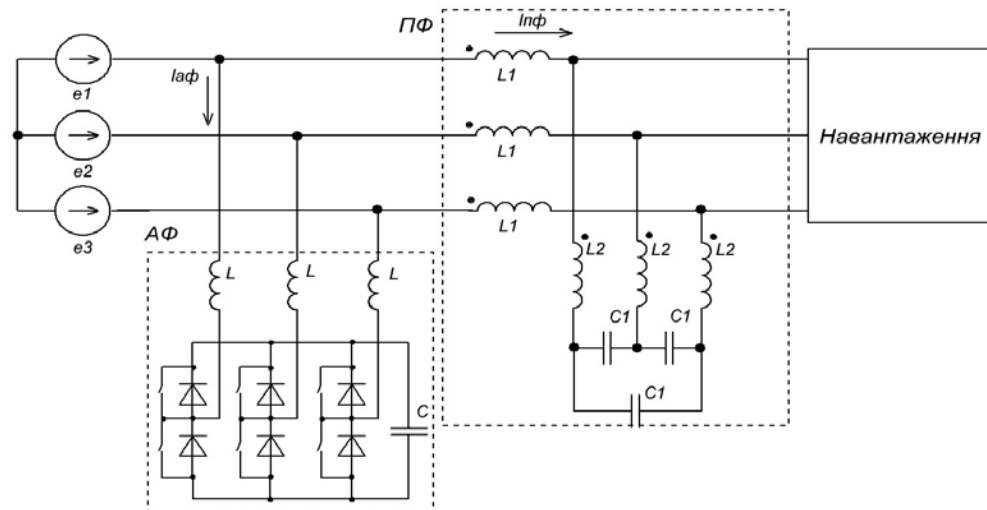


Рис. 1

Значним кроком в розвитку автоматизації систем керування стала інтелектуалізація керування системами електроживлення, де окрім класичних методів регулювання параметрами системи, застосовуються інтелектуальні методи [10], використання яких надає можливість підтримувати задану стабільність та якість вихідних параметрів системи незалежно від характеру та зміни навантаження і впливу зовнішніх умов.

На рис. 2 зображено функціональну схему живлення обмотки збудження автономної мікрогідроелектростанції, яка включає наступні елементи: гідрогенератор (обмотка збудження, складова частина генератора) та регулюючі пристрої (контролери або системи автоматичного регулювання, які контролюють потужність і напругу, що надходить до обмотки збудження, задля оптимізації роботи

генератора в різних умовах). Ця схема впливає на ефективність та стабільність роботи мікростанції, дозволяючи забезпечити постійне живлення обмотки збудження незалежно від умов роботи станції. Сучасні технічні засоби автоматичного керування технологічними процесами розробляються таким чином, щоб сприяти підвищенню ефективності керування технологічними об'єктами з якісним регулюванням [11, 12], проте цьому перешкоджають чинники, що впливають на систему регулювання: нестабільність параметрів об'єкта керування в процесі роботи та вимоги до якості регулювання, які постійно змінюються. Задля подолання таких недоліків пропонується розробити нову концепцію побудови гібридного керування мікростанції, де будуть використовуватися дані, отримані під час реалізації класичного алгоритму, і використовуватимуться в подальшому для формування бази правил при синтезі і моделюванні нечіткої моделі.

До сучасних систем пред'являються підвищені вимоги, викликані необхідністю забезпечення адекватної підтримки заданого режиму регулювання параметрами за точної та миттєвої реакції виконавчого органу системи регулювання на порушення системи живлення під впливом зовнішніх факторів. Тому прийняття рішення керування має виконуватися, виходячи з всебічного аналізу параметрів електричної мережі. Правильна організація структури та взаємодії всіх елементів нечіткої системи з урахуванням вхідних параметрів впливу та аналізом властивостей і законів функціонування кожного компонента є запорукою прийняття успішного рішення керування силовим виконавчим органом. Рішення керування повинне прийматися, виходячи з всебічного аналізу, взаємозв'язок повинен формуватися на етапі розробки концепції побудови всіх складових на основі моделювання: як нечіткого логічного контролера, так і всієї системи в цілому.

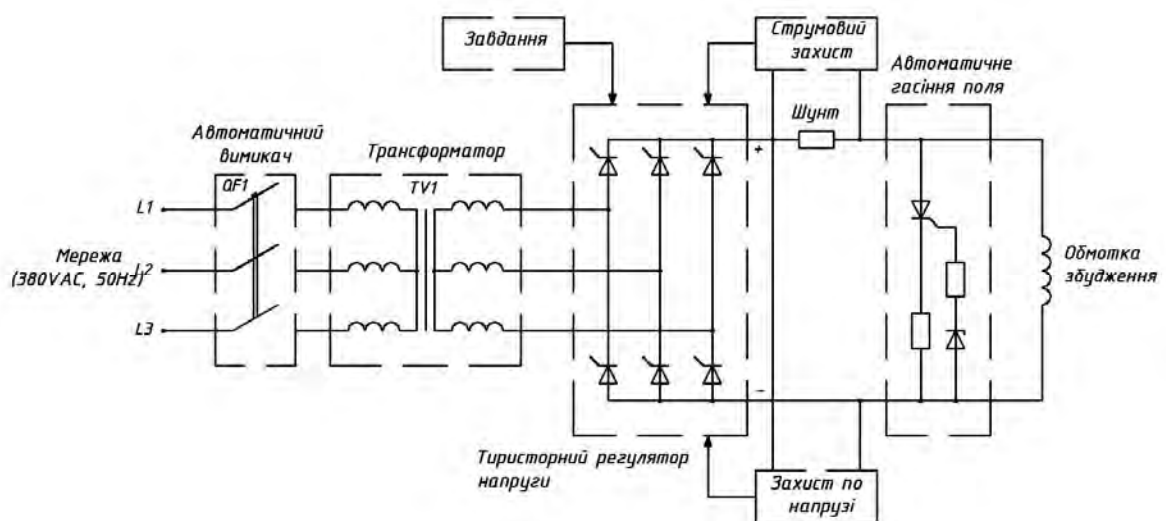


Рис. 2

Гібридну структуру необхідно розглядати як систему обробки та взаємодії даних, що складається з двох рівнів. Перший рівень представлений традиційним формально-логічним мисленням і заснований на методах класичної теорії керування. На другому рівні використовується нечітке моделювання, яке формує керування на основі нечіткої логіки з метою отримання якісного керуючого впливу на об'єкт за зміни його параметрів і дає можливість разом з отриманими результатами першого рівня досліджувати різні аспекти невизначеності. Дворівневе позиціонування дає змогу розглядати загальну структуру системи обробки даних з різних сторін, водночас взаємодія елементів (компонентів) структури носить не тільки механічний або електричний характер, а й інформаційний, що є важливим атрибутом сучасних організаційно-технічних систем. Аналіз розробок гібридних систем керування дає змогу зробити висновок про те, що застосовані в межах гібридних систем моделі реалізуються окремо залежно від поставленої мети. Зокрема, в [11] була запропонована гібридна система живлення обмоток електромагнітного сепаратора роторного типу, з урахуванням неповної визначеності параметрів навантаження, яка заснована на спільному використанні класичного і нечіткого регуляторів.

Таке уявлення має ряд недоліків. Нечіткі системи в порівнянні з традиційними системами мають кращі перешкодозахищеність, швидкодію і точність за рахунок більш адекватного опису середовища функціонування і здатні в певний момент доповнити або замінити їх. Однак нестабільність і

великий обсяг контрольованих і регульованих параметрів призводить до зниження якості регулювання, навіть у разі використання нечіткої системи. Основним фактором, що впливає на якість регулювання, є те, що формування бази правил (бази знань) для нечіткого регулятора відбувається експертним шляхом. При цьому необхідно враховувати компетентність і професіоналізм експерта в даній області. Задля подолання таких недоліків пропонується використовувати знання (дані), отримані під час реалізації класичного алгоритму керування і використання їх для формування бази правил при синтезі і моделюванні нечіткої моделі. Таким чином, гібридна система може бути представлена у вигляді блок-схеми на рис. 3. Ідея нової концепції побудови гібридного керування автономною мікростанцією полягає у формуванні структури знань системи на базі вже попередньо відомих даних, але вже з урахуванням можливих нових змінних з використанням інтелектуальних підходів для автоматичного прогнозу варіювання змінними без участі експертної оцінки ситуації.

Вхідними даними можуть бути фактично будь-які параметри системи, але зазвичай, такими є напруга генератора або частота напруги в автономній мережі. Як вже зазначалося, перевагою запропонованої гібридної моделі є те, що вона дає змогу здійснювати регулювання не тільки основного параметра, а й вводити будь-яку кількість додаткових каналів, наприклад, керувати силовими ключами активної частини гібридного фільтра (рис. 1), що дозволяє оптимізувати та підвищити енергоефективність системи в цілому. Під час регулювання головного параметру можливо враховувати, в тому числі, рівняння руху (3) та статичної стійкості (4) чи враховувати будь-які зовнішні збурення. На сьогоднішній день реалізація алгоритмів керування в системах генерації [1, 3, 4] здійснюється шляхом використання регуляторів з лінійними неперервними класичними пропорційно-інтегрально-диференціальними законами. Але за відсутності повної та достовірної інформації параметрів мережі призводить до ускладнення структури регулятора, труднощів його налагодження та експлуатації. У разі використання лінійних регуляторів у системах генерації з нестационарними процесами, що призводять до нелінійної зміни параметрів регулювання, виникає необхідність вирішення задач визначення та багаторазового коригування коефіцієнтів, зменшення динамічної похибки та тривалості перехідних процесів. Запропонована гібридна система дає можливість позбутися багаторазового коригування коефіцієнтів керування та забезпечити якість параметрів генератора, в тому числі напруги, струму, частоти, незалежно від нелінійності і можливих флуктуацій навантаження та мережі в цілому.



Рис. 3

Висновки. Запропонована концепція побудови гібридної системи керування мікрогідроелектростанцією, де окрім застосування класичних законів використовується нечітка логіка, що дає змогу завдяки здатності адаптації до зміни режимів роботи мережі та зовнішніх умов, покращити якість регулювання параметрів. Крім того, для забезпечення заданих показників якості генерованої напруги та струму, тобто електромагнітної сумісності, та, у підсумку, підвищення енергоефективності системи в цілому, запропоновано використання гібридних фільтрів, побудованих на основі комбінованої пасивної та активної схемотехніки.

Роботу виконано за державною науково-дослідною темою «Розробити засоби та алгоритми керування напругою, струмом і частотою в гібридних системах живлення електротехнологічних установок при неповній визначеності параметрів навантаження» («База-П9»), державний реєстраційний номер 0122U001808 та науковим проектом «Розвиток методів і засобів підвищення ефективності та резильєнтності локальних децентралізованих електроенергетичних систем в Україні» («Резильєнтність-24») за договором №19/01-2024(5) від 19.02.2024 р.

1. Васько П.Ф., Вербовий А.П., Ібрагімова М.Р., Пазич С.Т. Гідроаккумуляційні електростанції – технологічна основа інтеграції потужних вітро- та фотоелектричних станцій до складу електроенергетичної системи України. *Гідроенергетика України*. 2017. № 1-2. С. 20-25.
2. Вовчак, В., Тесленко, О., Самченко, О. (2018). Мала гідроенергетика України. Аналітичний огляд. Том I. URL: <https://energyukraine.org/wp-content/uploads/2018/05/Otchet-MGES1.pdf> (дата звернення 01.04.2024)
3. Goel P.K., Singh B., Murthy S.S., Kishore N. Autonomous hybrid system using SCIG for hydro power generation and variable speed PMSG for wind power generation. *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Taipei. 2009. Pp. 55-60. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDS.2009.5385678>.
4. Мазуренко Л.І., Василів К.М., Джура О.В., Коцюруба А.В. Імітаційна модель та алгоритм керування автономною гідровітровою системою електроживлення. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 1. С. 17-26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.017>.
5. European Small Hydropower Association (2004). Guide on How to Develop a Small Hydropower Plant. Part 2. URL: https://energypedia.info/images/4/4a/Part_2_guide_on_how_to_develop_a_small_hydropower_plant_final-21.pdf (available at 01.04.2024)
6. Копылов И.П. Проектирование электрических машин. *Энергия*. 1980. 496 с.
7. Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загальної призначеності (EN 50160:2022, IDT). ДСТУ EN 50160:2023
8. Губаревич В.М., Маруня Ю.В. Однофазний гібридний фільтр для децентралізованих систем електропостачання. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2021. № 59. С. 99-103. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.59.099>.
9. Волков І.В., Подольний С.В., Маруня Ю.В. Порівняльний аналіз пасивних, активних та гібридних фільтрів гармонік струму для частотно-регульованого електроприводу. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 3. С. 40-45. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.040>.
10. Кирик В.В. Математичний апарат штучного інтелекту в електроенергетичних системах. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, Видавництво Політехніка. 2019. 224 с.
11. Зайченко О.А., Рижков О.М., Гаврилюк С.І. Гібридна система живлення обмоток електромагнітного сепаратора роторного типу за неповної визначеності параметрів навантаження. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2022. № 62. С. 41-47. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.041>.
12. Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Гаврилюк С.І., Теряев В.І., Красношапка Н.Д. Комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени суднової радіолокаційної станції з нечітким регулятором швидкості. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 3. С. 60-67. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.03.060>.

CONCEPT OF BUILDING A HYBRID CONTROL SYSTEM FOR A MICROHYDROELECTRICAL PLANT

O.A. Zaichenko¹, Yu.V. Marunia¹, O.M. Ryzhkov¹, S.I. Gavryluk¹, O.I. Homicky², O.O. Kharchenko³

¹Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: tems@ukr.net.

²Private Enterprise «PROMENERIA», Shkilna, 11/18, Buchach, Ternopil reg., 48400, Ukraine.

³National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Beresteyskiy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

Methods of increasing the energy efficiency of micro-hydroelectric power plants are considered in the work. A new hybrid concept of building a control system is proposed, which combines classical control laws and fuzzy logic. This makes it possible to improve the quality of the regulation of the parameters of the generated electricity regardless of changes in network operation modes and external conditions. It is shown that the use of hybrid filters will allow to increase the electromagnetic compatibility and, as a result, the energy efficiency of the system as a whole. References 12, figures 3.

Keywords: hybrid automatic control system, fuzzy logic, autonomous micro-hydroelectric power plant, energy efficiency.

1. Vasko P.F., Verbovyi A.P., Ibrahimova M.R., Pazich S.T. Hydro-storage power plants are the technological basis for the integration of powerful wind and solar power plants into the power system of Ukraine. *Hydroenerhetykar Ukrainy*. 2017. No 1-2. Pp. 20-25. (Ukr)
2. Vovchak, V., Teslenko, O., Samchenko, O. (2018). Small hydropower industry of Ukraine. Analytical review. Vol. I. URL: <https://energyukraine.org/wp-content/uploads/2018/05/Otchet-MGES1.pdf> (available at 01.04.2024) (Ukr)
3. Goel P.K., Singh B., Murthy S.S., Kishore N. Autonomous hybrid system using SCIG for hydro power generation and variable speed PMSG for wind power generation. 2009 *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Taipei. 2009. Pp. 55-60. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDS.2009.5385678>.
4. Mazurenko L.I., Vasylov K.M., Jura O.V., Kotsyruba A.V. Simulation model and control algorithm of an autonomous hydro-wind power supply system. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 1. Pp. 17-26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.01.017> (Ukr)
5. European Small Hydropower Association (2004). Guide on How to Develop a Small Hydropower Plant. Part 2. URL: https://energypedia.info/images/4/4a/Part_2_guide_on_how_to_develop_a_small_hydropower_plant-final-21.pdf (accessed at 01.04.2024)
6. Kopylov I.P. Design of electric machines. Energy. 1980. 496 p. (Rus)
7. Characteristics of power supply voltage in general purpose electrical networks (EN 50160:2022, IDT). DSTU EN 50160:2023 (Ukr)
8. Gubarevich V.M., Marunya Yu.V. Single-phase hybrid filter for decentralized power supply systems. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi akademii nauk Ukrainy*. 2021. No 59. Pp. 99-103. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.59.099>. (Ukr)
9. Volkov I.V., Podolnyi S.V., Marunya Yu.V. Comparative analysis of passive, active and hybrid filters of current harmonics for a frequency-regulated electric drive. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 40-45. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.03.040>. (Ukr)
10. Kirik V.V. Mathematical apparatus of artificial intelligence in electric power systems. Kyiv: KPI named after Igor Sikorskyi, Polytechnic Publishing House. 2019. 224 p. (Ukr)
11. Zaichenko O.A., Ryzhkov O.M, Gavrilyuk S.I. Hybrid power supply system for the windings of the rotor-type electromagnetic separator with incomplete determination of the load parameters. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi akademii nauk Ukrainy*. 2022. No 62. Pp. 41-47. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.041>. (Ukr)
12. Styazhkin V.P., Zaichenko O.A., Gavrilyuk S.I., Teryaev V.I., Krasnoshapka N.D. Combined control of the gearless arc stator electric drive of the ship's radar station antenna with a fuzzy speed controller. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2023. No 3. Pp. 60-67. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2023.03.060>. (Ukr)

Надійшла 30.04.2024

DECREASING TORQUE RIPPLE OF A SLOTLESS PERMANENT MAGNET TORQUE MOTOR USING A DOUBLE-LAYER WINDING

I.S. Petukhov*, V.G. Kireyev**, K.P. Akinin***, V.A. Lavrinenko

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Beresteiskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: igor_petu@ukr.net

The torque of a magnetolectric torque motor with surface-mounted permanent magnets on the rotor was studied. The sinusoidal current supply mode is considered. The torque was calculated according to the static model of the magnetic field. It was determined that the sixth harmonic makes a significant contribution to the torque ripple. To reduce the sixth harmonic it is proposed to use a winding with a shortened pitch, for which it is necessary to make this winding in two layers. The optimal values of the number of pole pairs, the angular width of the magnets of the magnetic field excitation system, and the shortening of the winding pitch were determined. It was found that shortening of the winding pitch decreases the torque ripple by 2 ... 2.5 times. References 7, figures 6, tables 3.

Keywords: torque motor, permanent magnets, torque ripple, shortened pitch.

Introduction. Some applications need a specific rotational movement for executive tools. These movements are low rotation speed or rotation from time to time at an arbitrary angle and then fix this position, provided definite torque. The electric machines that are used to realize such a case of movement, in fact, angular position control, are called torque motors (TM) [1,2]. Thus, the main feature of a TM is angle position control. The area of TM's application spreads from submarines to space apparatus. Mainly, TM's are used in the control, observation, and tracking systems. In the areas under consideration, using permanent magnet (PM) motors has virtually no alternative due to their high specific performance.

In many cases, high positioning precision is demanded from TMs. This precision in a great part is defined by the constancy of motor torque characteristics. Therefore, the ripples of the torque in the process of controlling the rotational angle are very harmful. The torque ripple of a slotted electrical machine is due to the structure of the magnetic core. In slotless machines, this phenomenon is absent, but the problems of torque ripple from the nonuniform winding layer remain.

The methods of decreasing torque ripples include applying special winding [3,4] and a special configuration of a magnetic system [5] or/and a special waveform of power supply [2]. But in a problem to obtain the constant rotational torque versus the rotation angle, the motor itself remains a crucial component. The most simple type of winding is the full pitch type. However, it is well known that such a type of winding has quite a notable MMF spectrum, and the magnitude of the high harmonics is significant. It is quite natural, that the MMF spectrum mentioned above causes the torque ripple. To eliminate this deficiency a short-pitched winding, which has a more suitable spectrum, may be proposed. Using short-pitched winding reduces the amplitude of an MMF wave, resulting in lower maximum torque.

Thus, **the paper's purpose is to study the influence of a two-layer short-pitch span winding structure on the torque ripple and the torque amplitude of the slotless PM motor.**

Structure of the machine's active volume. Due to the low rotation speed, it is reasonable to use the surface-mounted PM structure of the machine rotor. Fig. 1 shows the cross-section of the machine normal to the rotation axis (1 is the stator yoke, 2 is the rotor yoke, 3 is the winding layer, 4 is the magnet).

The magnets have an angular size (width) of α_m and neighboring magnets are magnetized radially in opposite directions. The main dimensions of the machine are shown in Table. 1. The value of the angular width

© Petukhov I.S., Kireyev V.G., Akinin K.P., Lavrinenko V.A., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-1416-1174>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9407-1074>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-7830-2311>

© Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2024



This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en>

of magnets α_m (see Fig. 1) is the subject of optimization and below will be expressed in electrical degrees because their geometrical dimension depends on the number of pole pairs p .

Table 1

Parameter	Variable	Value (mm)
Outer stator diameter	D_a	88
The axial length of the motor	L_a	45
Height of stator yoke	h_{ys}	2,5
Height of winding layer	h_w	2,5
Technological air gap	δ	0,5
Height of magnet	h_{mag}	5,0
Height of rotor yoke	h_{yr}	6,0

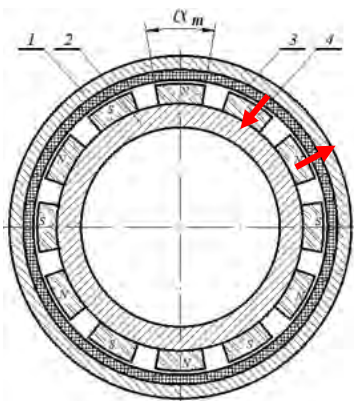


Fig. 1

structural steel 20; the permanent magnet neodymium-ferrum-boron BMN-42EN with the remanent magnetic flux density of 1,33 T.

The pitch factor is not a suitable variable for the visual presentation of coil shortening (but it is an important variable to determine machine parameters). We will specify the coil shortening as the ratio of its angular dimension c to the angle dimension of a coil side α_{coil} (see Fig. 2), namely

$$\Delta\alpha_{coil} = \Delta\alpha / \alpha_{coil} \quad (1)$$

Let us in the further presentation call this relative shortening $\Delta\alpha_{coil}$ simply by the term "shortening" (see Fig. 2). Then the expression for the pitch factor will be [1]

$$k_p = \cos(\Delta\alpha_{coil} \cdot 60^\circ / 2). \quad (2)$$

Consequently, when the coil side shifted by half the section width, a pitch factor of 0,87 is obtained. To make a two-layer winding, one layer corresponding to the machine's dimensions (see Table 1) should have a thickness of about 1,25 mm. One should note, that such thin coils

The yoke of the stator is assumed laminated or made from a non-conducting ferromagnetic structure, for example, a powder material. In addition, the rotation frequency is low (up to 10 ... 20 rpm), and therefore the frequency of the magnetic field is low. Thus, the influence of eddy currents and losses caused by them in rotor yoke and permanent magnets can be neglected. All mentioned above permit one to consider the magnetic field to be stationary.

The simple lap winding was considered. The TM manufactured with 3-phase full-pitch winding was studied in [2]. To make a short-pitched winding and save a filled winding space of height h_w (see Table 1) two layers are required to accommodate the winding coils. The schema of the cross-section of two pole pitches of the ten-pole machine is shown in Fig. 2. Bar shape magnets were used. The overhang part and active parts lying in different layers of one of two short-pitched coils of phase A are shown schematically. The coils sections are colored with correspondent colors: phase A – green, dark green; phase B – yellow, dark yellow; phase C – red, dark red. The angular width of coil α_{coil} is 60 electrical degrees. One should know, that here and below only electrical degrees will be used. It is worth noting that the total air gap through which the main magnetic flux passes is the sum of the technological gap δ and the layer of winding h_w (see Table 1). When modeling, the current density in the conductors was assumed to be 5 A/mm² with a fill factor of 0,6; the laminated stator yoke was assumed to be made of NOG 2211 steel; the rotor yoke was made of

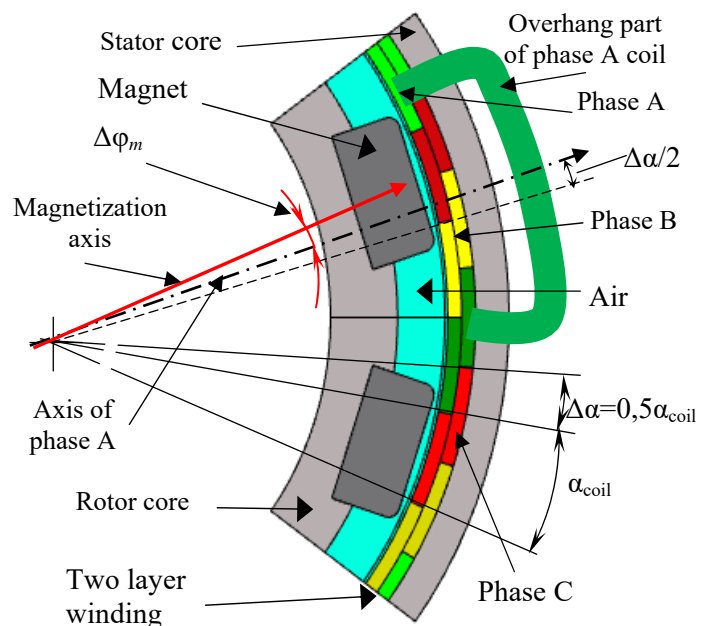


Fig. 2. Two pole pitch of TM ($p = 5$)

may be manufactured only in a soft version.

To achieve the maximum torque, the MMF vector of the stator winding must lead to the rotor field vector by 90 degrees, provided by a control system. As the coil parts are shortened by $\Delta\alpha$, the angular shift of the phase A axis will be $\Delta\alpha/2$ (as is shown in Fig. 2). Thus, the system of stator current is to have a phase

$$\psi_{A0} = \Delta\alpha / 2 + \Delta\varphi_m + 90^\circ . \quad (3)$$

The rotor angle position (direction of the magnetization axis, see Fig. 2) is defined by the Hall-sensor system.

Mathematical model and software. First of all, there is an important limitation to mention. This study considers the power supply by a sinusoidal current.

The 2-D modeling of the static magnetic field was done by using “COMSOL Multiphysics” software. The influence of the machine end parts effect can be taken into account by empirical expression, obtained in [2] after comparative three- and two-dimensional solutions. The fulfilled study took into account the nonlinearity of the magnetization characteristics of the magnetic cores. The magnetic characteristic of the permanent magnet was assumed to be linear with the remanent magnetic flux density and magnetic permeability specified.

As stated above, a static magnetic field model can be used. In two-dimensional formulation, the magnetic field problem is governed by equations in terms of magnetic vector potential \mathbf{A} , which plays the role of the dependent variable [6]. The expression for the magnetic flux density vector \mathbf{B} derived from magnetic vector potential is

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} . \quad (4)$$

For torque calculation, the Arkkio method was used which is implemented in the interface “Rotating Machinery” of “COMSOL Multiphysics” software [6]. One can note, that in slotless machines one can calculate electromagnetic torque by integration of the expression for Lorentz force vector \mathbf{F}_{Ltz} over the cross-section of winding [6]

$$\mathbf{F}_{Ltz} = \mathbf{J} \times \mathbf{B} , \quad (5)$$

where the $\mathbf{J} = (0, 0, J_{z,ex})$ is the current density vector having the only z -component. Both methods were tested and they gave identical results. The external current density is the homogenized variable in the cross-section of the winding layers. The determination of it is described in [7].

Results and discussion. The geometric parameters, excluding those pointed out in Table 1, which influence torque magnitude are the number of poles, the angular width of the magnet α_m , and the parameter $\Delta\alpha$ which determines the coil span factor. The influence of the two first parameters on the average magnitude of torque was studied for full-pitch winding. The corresponding dependencies are shown in Fig. 3, where angular width is expressed in electrical degrees. The presented data show that there is a maximum of torque magnitude. The maximum corresponds to six pole pairs under the condition of a magnet angular width of about 120 electrical degrees and more. On the contrary, smaller width values shift the maximum to the region of five pole pairs. The value of torque maximum monotonously increases with the increase of the magnet width α_m . The value of α_m about 140 electrical degrees can not be exceeded technologically due to the chosen magnet shape. Also, the cases of two and three number of pole pairs have no significant value as they can't be optimally constructed without geometry modification of the magnet shape.

In slotless electrical machines, the torque ripples can only be caused by the high harmonics of the winding's MMF. An application in such a machine's single-layer full-pitch windings is justified by their simplicity and technological accessibility [2]. However, full-pitch coils have a significant contribution of

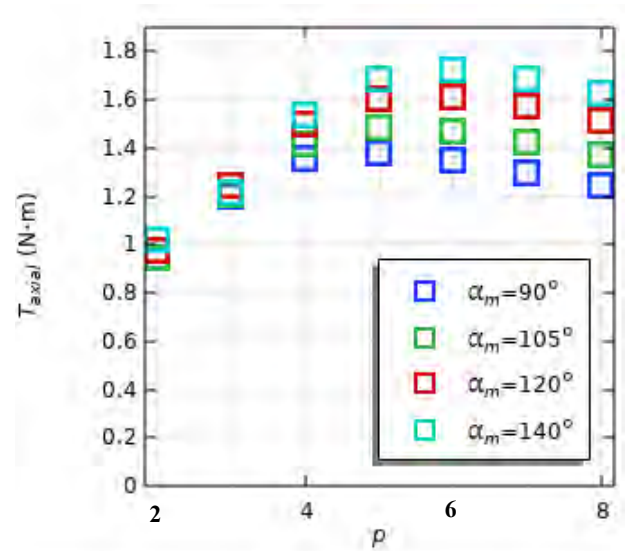


Fig. 3. Torque versus the number of pole

higher harmonics to the MMF. To eliminate it, higher harmonic coils are manufactured with a reduced pitch. But this leads to a decrease in the fundamental harmonic of the MMF, magnetic induction, and, finally, the torque. Since a significant loss of productivity is undesirable, it is necessary to try not to allow a significant shortening of the winding.

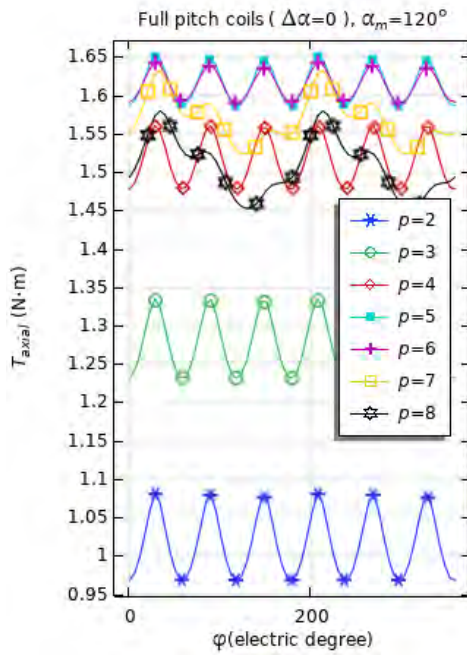


Fig. 4. Torque for different numbers of pole pairs

k_p (see (2)) is also indicated. The sixth harmonic is still presented in all curves but at some values of the "shortening" $\Delta\alpha_{coil}$ in the range of 0,5 ... 0,7 the torque ripples are decreased. And this decline is about 3 times. When the span factor value reaches 0,6 and more, the amplitude of the ripples increases again.

The numerical summary of torque ripple parameters (the mid value of torque and ripple swing ΔT) corresponding to Fig. 5 ($p = 6, \alpha_m = 90^\circ, 120^\circ$) is presented in Table 2. From this table, it can be seen that the ripple with a magnet width of 90 degrees is less than that with a width of 120 degrees. However, the average amplitude of the torque in the first case is less.

The last column of Table 2 shows the relative ripple values ΔT normalized to the average torque of value. For example, in the first line, the relative decrease in ripple is

$$\Delta T(T_{avg90} / T_{avg120}) = 3,03 \cdot 1,40 / 1,62 = 2,62 \quad (6)$$

The expression (6) means that even if one reduces the average torque in the case of a magnet width α_m of 120°, the ripples will still be greater than with a magnet width of 90 degrees.

In general, one can say that a short-pitched winding makes it possible to reduce ripples by 2 ... 3 times. The table also shows that the relative values of the average torque T_{av90} and T_{av120} correspond to the value of the coil span factor k_p , which agrees with the theory of electric machines.

The presented results also indicate that the torque ripple for two angular sizes of magnets varies within the

The second parameter to be optimized is the angular width of the magnet α_m . The angular width of the magnet leads to the fact that the magnetic flux is greater, the greater this width. In this case, it is also necessary to obtain a minimum of higher harmonics in the spectrum of the radial component of the magnetic induction in the air gap. A magnet with an angular width of 120 degrees creates a "pulse" of coercive force that does not contain the third harmonic. Due to the leakage of the flux, the magnetic induction wave is not a rectangular pulse. However, it can be assumed that such a "pulse" of coercive force creates an acceptable spectrum of magnetic induction in the air gap. Therefore, this pulse width was taken as the starting point in the study. Thus, the problem is to reduce torque ripples by optimizing the winding pitch, and magnet width.

Fig. 4 shows the angle dependence of the torque for a machine with full-pitch windings, with different pole numbers, under the condition of magnet width $\alpha_m = 120^\circ$. In all curves, the sixth harmonic is presented. The maximum of the average torque corresponds to the minimum ripple and this feature is detected at five and six pole pairs. Consequently, the choice of such a quantity of poles is no alternative.

The influence of short-pitched winding under conditions of pole pairs of six and angular magnet width of 120 electrical degrees is illustrated in Fig. 5, where the value of the span factor

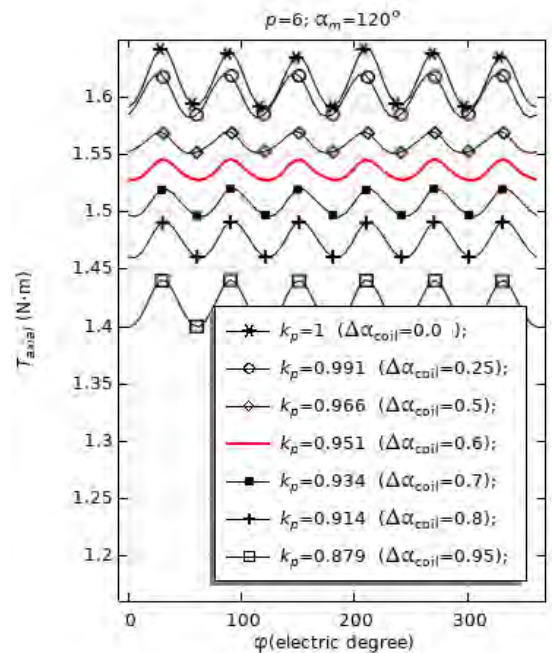


Fig. 5. Torque for different values of pitch factor

Table 2

$\Delta\alpha$	k_p	$\alpha_m = 90^\circ, (p = 6)$			$\alpha_m = 120^\circ, (p = 6)$			
		T_{avg90} (N·m)	T_{avg} (ratio)	ΔT (%)	T_{avg120} (N·m)	T_{avg} (ratio)	ΔT (%)	$\Delta T \frac{T_{avg90}}{T_{avg120}}$
0.0	1.00	1.40	1.000	2.37	1.62	1.000	3.03	2.62
0.25	0.991	1.39	0.992	1.97	1.60	0.989	2.50	2.17
0.50	0.966	1.35	0.967	1.23	1.56	0.964	1.28	1.11
0.60	0.951	1.33	0.952	0.86	1.54	0.950	1.17	1.02
0.70	0.934	1.31	0.934	0.62	1.51	0.932	1.66	1.44
0.80	0.914	1.28	0.914	0.97	1.48	0.912	2.03	1.76
0.95	0.879	1.23	0.879	2.01	1.42	0.875	3.53	3.07

sign with six pairs of poles, since even in the case of the angular width of the magnet 90...105 degrees, the value of the average torque is close to its maximum and the torque ripple in both case are equal (see Fig. 2).

The deviation of torque values over period 2π for magnet angular widths of 80, 90, 105, 120, and 140 electrical degrees are shown in Fig. 6. Their common feature is the presence of a clearly defined sixth harmonic in the torque curve. Based on the data in the graphs, it is evident that a magnet width of 120 degrees is far from the best option. Additionally, this particular one results in the highest torque ripple among all the calculated parameter combinations. The only positive property of this variant is the high torque value.

However, with a magnet angular width of 140 electrical degrees, the ripple is less and the average torque is greater. Thus, it should be noted that cases with an angular width of the magnet of less than 120 degrees are considered here only for completeness. Such options can be of practical importance only when, for technological or other reasons, the width of the magnet cannot be made larger. It also follows from the graphs that in the studied range of winding pitch span, the increase in ripple differs slightly from its minimum value. As mentioned,

Table 3.

α_m	$\Delta\alpha_{coil} = 0.5 \dots 0.7$ (two-layer winding)		$\Delta\alpha_{coil} = 0$ ($k_p=1$)	
	T_{avg} (N·m)	ΔT %	T_{avg} (N·m)	ΔT %
140°	1.62	0.62	1.71	1.17
120°	1.53	1.22	1.62	3.60
105°	1.42	1.23	1.5	3.34
90°	1.27	0.98	1.34	1.49
80°	1.16	0.86	1.23	0.82

As mentioned, this is a favorable circumstance when manufacturing winding from soft coils.

The generalized results of modeling the instantaneous torque for the numbers of pole pairs 5, 6, including those shown in Fig. 6, summarized in Table 3, where the average values of the ripple swing for short-pitched windings and full-pitch one are given for structures with six pole pairs. It follows from the table that shortening the winding

pitch makes it possible to reduce the amplitude of the torque ripple by about 2,5 ... 3,5 times.

Subject to the optimal pole pair number, angular magnet width ranging between 80 ... 120 electrical degrees, full-pitch winding, and a sinusoidal supply current, the

possible limits of winding span shortening by more than three times. In addition, as mentioned earlier, in such small machines (see Table 1), the winding is made of soft coils, making it difficult to accurately ensure a coil span value. Hence, we need to evaluate the effects of the magnet's width and the coil's shortening over a wide range. In studying the influence of these parameters, one can limit to a de-

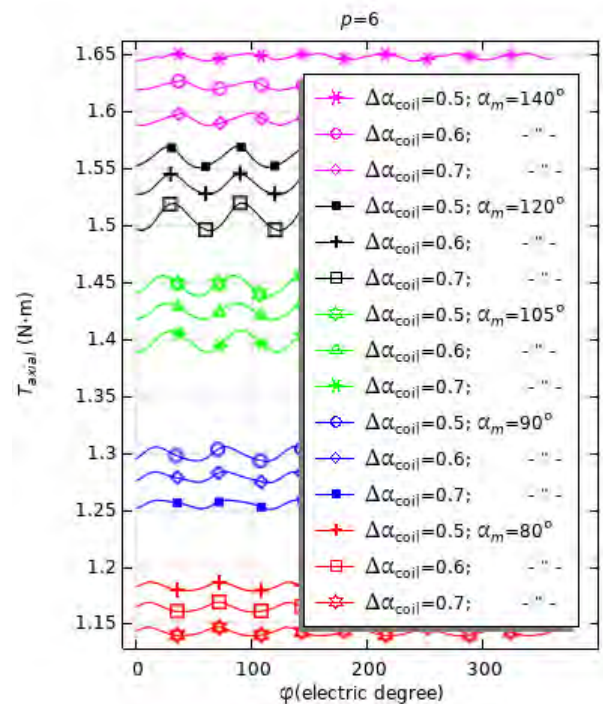


Fig. 6. Torque for different values of pitch factor and angular magnet width

range of torque ripple is 1.2 ... 3.6%. The maximum torque ripple occurs when the magnet width is between 110 and 120 electrical degrees. Both when the magnet width increases above 120 degrees and when it decreases below 110 degrees, the relative amplitude of the ripple decreases. Moreover, when this width increases above 120 degrees, the amplitude of the ripple decreases abruptly.

As a result, about the effect of pitch shortening, one can say that using a short pitch for values with magnet angular widths of 90, 120, and 140 electrical degrees reduces torque ripple by an average of 2.5, 3, and 2 times respectively. It should be taken into account too that reducing the magnet width by 10 degrees decreases average torque by 3 ... 5%.

Conclusions. In slotless magnetoelectric TMs, torque ripple can be reduced by manufacturing the short-pitch winding. The result of this reduction is influenced by two main geometric factors, namely the angular width of the magnet and the shortened coil pitch.

Provided that the number of pole pairs is optimal according to the criterion of the maximum torque, which can be 5 or 6 depending on the angular width of the magnets in the range of 80 ... 140 electrical degrees, the full pitch of the winding and the sinusoidal power supply current, the range of torque ripples is 1 ... 3.6%.

When using a two-layer three-phase short-pitch winding, it is possible to reduce torque ripples by 2,5 ... 3 times. For larger magnets angular widths (120...140 electrical degrees), the optimal value of the pitch shortening is from 0.5 to 0.6 of the phase zone, while for smaller magnet angular widths, it is from 0,6 to 0.7 of the phase zone. When the pole pitch of the winding is reduced, the decrease of the average TM torque exactly corresponds to the value of the coil span factor.

The smallest relative amplitude of torque ripples is 0,6% and it is observed in the design with an angular width of the magnet of about 140 electrical degrees with optimal coil shortening.

The work was supported by the state project "To develop scientific principles and principles of construction of magnetoelectric mechatronic modules for specialized automatic control systems" ("Mechatron"), KPKVK 6541030.

1. Sahdev S. K. Electrical Machines. Cambridge University Press, 2017. 980 p. DOI: <https://doi.org/10.1017/9781108355582>.
2. Kireyev V. G., Akinin K. P. Features of the development of slotless brushless magnetoelectric torque motors. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2022. No. 63. Pp. 31–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.63.031>. (Ukr)
3. Asama J., Watanabe J., T. Tek Kee. Development of a Slotless Permanent Magnet Motor with Two-Layer Toroidal Winding for Minimization of Torque Ripple. 2021 IEEE International Conference on *Mechatronics* (ICM), Kashiwa, Japan, 2021. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICM46511.2021.9385679>.
4. Krishnan S., Sreejith M.R., Sajeev Kumar A., Ravichandran M.H., Hari Krishnan A., V.T. Sadasivan Achari. A Comparative Design Approach of a Novel Wide Angle Torque Motor for Pointing Mechanism for Space Application, 2018 IEEE International Conference on *Power Electronics, Drives and Energy Systems* (PEDES), Chennai, India, 2018. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.2018.8707828>.
5. Yousuf M., Khan F., Ikram J., Badar R., S.S.H. Bukhari, J.-S. Ro. Reduction of Torque Ripples in Multi-Stack Slotless Axial Flux Machine by Using Right Angled Trapezoidal Permanent Magnet, *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. Pp. 22760–22773. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3056589>.
6. COMSOL multiphysics modeling and simulation software. URL: <https://www.comsol.ru/documentation> (accessed at 01.02.2024)
7. Petrus V., Pop A.C., Martis C.S., Iancu V., Gyselinc J. Direct instantaneous torque control of SRMs versus current profiling – Comparison regarding torque ripple and copper losses. 2012 13th International Conference on *Optimization of Electrical and Electronic Equipment* (OPTIM), Brasov, Romania, 2012. Pp. 366–372. DOI: <https://doi.org/10.1109/OPTIM.2012.6231849>.

УДК 621.313.84:531.383

ЗНИЖЕННЯ ПУЛЬСАЦІЙ ОБЕРТОВОГО МОМЕНТУ БЕЗПАЗОВОГО МОМЕНТНОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ ШЛЯХОМ ВИКОРИСТАННЯ ДВОШАРОВОЇ ОБМОТКИ

І.С. Петухов, В.Г. Кіресь, К.П. Акинін, В.А. Лавриненко

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: igor_petu@ukr.net.

Досліджено обертальний момент магнітоелектричного моментного двигуна з постійними магнітами, розташованими на поверхні ротора. Розглянуто режим живлення синусоїдальним струмом. Обертальний момент обчислювався за статичною моделлю магнітного поля. Визначено, що в пульсаціях значний внесок робить шоста гармоніка. Для зниження шостої гармоніки запропоновано застосувати обмотку зі скороченим шагом, для чого необхідно виконати цю обмотку двошаровою. Обчислено оптимальні значення кількості пар полюсів, кутової ширини магнітів системи збудження магнітного поля, та скорочення кроку обмотки. Винайдено, що скорочення кроку обмотки дає можливість знизити пульсацію обертового моменту у 2 ... 2.5 рази. Бібл. 7, рис. 6., табл. 3.

Ключові слова: моментний двигун, постійні магніти, пульсації обертового моменту, скорочений крок.

Надійшла 20.02.2024

Остаточний варіант 16.05.2024

ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ РЕГУЛЬОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ОДНОЦИЛІНДРОВОГО ПОРШНЕВОГО КОМПРЕСОРА

Ю.В. Шуруб^{*}, канд. техн. наук, О.М. Попович^{**}, докт. техн. наук, О.В. Бібік^{***}, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: yvshur@ukr.net.

Розглянуто особливості роботи замкнених систем регульованих електроприводів одноциліндрових поршневих компресорів, обумовлені наявністю нелінійної залежності між моментом навантаження двигуна та кутовим переміщенням його ротору. Запропоновано методику синтезу регулятора амплітуди напруги живлення асинхронного двигуна такого електроприводу за фіксованого значення частоти живлення. За результатами досліджень встановлено, що ефект збільшення енергоефективності (зменшення різниці ККД для сталого та періодичного навантажень) за рахунок застосування регулятора напруги збільшується у разі зниження частоти живлення. Показано, що оптимізацію коефіцієнту передачі регулятора напруги електроприводів з нелінійною залежністю між моментом навантаження двигуна та кутовим переміщенням доцільно проводити за критерієм максимуму ККД. Бібл. 25, рис. 10, табл.1.

Ключові слова: поршневий компресор, асинхронний електропривод, регулятор напруги, періодичне навантаження, нелінійна ланка.

Вступ. Поршнєві компресори (ПК) з електричним приводом знаходять широке застосування у промисловості, сільському господарстві, енергетиці, зокрема як джерела напору у системі циркуляції холодоагенту холодильників та теплових насосів. У побуті використовуються (до 90 %) герметичні одноциліндрові поршнєві компресори (ГПК), де потужність двигунів невисока (до 500 Вт) порівняно з електродвигунами промислових ПК. Однак агрегати ГПК традиційно споживають великі обсяги енергії завдяки наявності холодильників практично у кожній оселі. Останнім часом енергетичні ресурси, які споживаються поршневими компресорами, збільшуються внаслідок тенденції активного використання джерел низькопотенційної теплової енергії за допомогою теплових насосів.

Великі обсяги споживання енергії електроприводами ПК визначають актуальність розробки та впровадження заходів підвищення їхньої енергетичної ефективності. Зокрема, застосування електроприводу з плавним регулюванням швидкості на заміну дискретного регулювання знижує споживання енергії до 40% [1–3]. Робота таких регульованих приводів характеризується значним діапазоном регулювання частоти обертання і значною часткою низьких швидкостей. Останнє притаманне режимам малих потужностей теплопереносу, що має місце за тривалого зберігання продуктів у холодильниках або у разі роботи теплових насосів без пікових навантажень.

Режими роботи електроприводу поршневих компресорів мають специфічні особливості, неврахування яких може призводити до зниження енергетичної ефективності до 10 ... 15%. Причина полягає у зміні моменту навантаження на валу двигуна та сумарного моменту інерції компресора внаслідок залежності у ПК величини сил опору від кута повороту вала, що може призводити до значних коливань швидкості обертання ротора [4, 5]. Даний негативний вплив нівелюється за близьких до номінальної частот живлення завдяки особливостям вибору конструктивних параметрів асинхронного електроприводу (зокрема традиційно величини моменту інерції) під час проектування. З даною метою задля підвищення ефективності режимів роботи поршневих компресорів у роботі [6] обґрунтовано використання критерію оцінки інтенсивних квазісталених режимів асинхронних двигунів (АД), який розраховується як відношення електромеханічної сталої двигунів до електромагнітної сталої. Завдяки узгодженню величин числа пар полюсів, критичного моменту АД, ковзання і

© Шуруб Ю.В., Попович О.М., Бібік О.В., 2024

ORCID: * <https://www.orcid.org/0000-0002-2735-4613>; ** <https://www.orcid.org/0000-0002-2735-4613>;

*** <https://www.orcid.org/0000-0002-2735-4613>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

сумарного моменту інерції приводу можна забезпечити мінімізацію коливань швидкості роботи нерегульованих АД.

У випадку регульованих АД (з перетворювачем частоти) за зниження швидкості пропорційно її квадрату знижується кінетична енергія, збільшується діапазон коливань швидкості та зростають вказані негативні наслідки [6]. Тобто, енергетична ефективність регульованого електроприводу компресорів може значно погіршуватися, якщо не застосовувати додаткові технічні заходи. Подібними нелінійними періодичними режимами роботи характеризується ще ряд електромеханічних систем, наприклад, електроприводи верстатів-гойдалок, кривошипних пресів, штангових нафтовидобувних установок [7, 8]. Циклічний характер навантаження асинхронних двигунів електроприводів таких механізмів, обумовлений за квазіусталених режимів роботи [9] залежністю моменту навантаження від кута повороту, призводить до недовикористання їхньої встановленої потужності та вимагає удосконалення систем керування задля підвищення ефективності експлуатації вказаних електромеханічних систем.

Регулювання швидкості асинхронних двигунів електроприводів поршневих компресорів здійснюється за зовнішніми до цієї системи технологічними чинниками. Із зміною швидкості змінюється потужність теплопереносу системою циркуляції холодоагенту, що є засобом регулювання температури у робочому просторі холодильної машини. Системи векторного або скалярного регулювання швидкості із використанням перетворювачів частоти, які побудовано за загальними принципами, керуються за відхиленням температури від заданого рівня, забезпечують потрібну зміну швидкості у динамічних режимах та її стабілізацію в усталених режимах. В роботі [10] обґрунтовано вибір скалярного принципу керування трифазним асинхронним електродвигуном одноциліндрового холодильного компресора та введено в структурну схему корекцію для бездатчикового визначення швидкості обертання та моменту опору. Але енергетична ефективність регульованого приводу у випадку систем, що розглядаються, залежить від вказаних вище особливостей їхньої роботи.

Одним із засобів отримання максимальної ефективності системи є комплексне проектування [6, 11], що забезпечує визначення оптимальних значень конструктивних і режимних параметрів об'єкту проектування за комплексним критерієм ефективності завдяки врахування взаємного впливу складових системи. У випадку регульованого електроприводу поршневого компресора досягнення максимуму енергетичної ефективності потребує визначення структури та параметрів регулятора із врахуванням особливостей процесів у разі зміни моменту у функції кута повороту ротора. Дані особливості впливають на можливість застосування поширених методів визначення структури та параметрів регуляторів на випадок об'єкту із кореляцією періодів зміни керуемого параметру (напруга живлення) і збурення (момент навантаження).

У загальному випадку електроприводів із змінним моментом навантаження, що не залежить від координат електроприводу, підвищити ефективність їхньої роботи можливо за рахунок створення *замкнених систем* із оптимальними за статичними [12, 13] та динамічними [14, 15] показниками якості регуляторами. Це дає можливість збільшити цикловий ККД таких асинхронних електроприводів до 5-7% [16]. Проте особливістю поршневого компресора є суттєво нелінійна залежність моменту навантаження двигуна від кута повороту ротора. У таких системах можуть бути застосовані *векторний та скалярний методи керування*.

Переваги векторного методу досягаються за рахунок розв'язки процесів керування моментом і модулем вектора потокозчеплення [17, 18]. У разі живлення від джерела напруги за динамічних навантажень з'являється електромагнітний зв'язок між контурами регулювання моменту та потокозчеплення на відміну від живлення від джерела струму завдяки наявності перехресних зв'язків між цими контурами. Періодичність змінного моменту навантаження призводить до вимушених коливань швидкості, що згідно з рівняннями динаміки АД у разі керування за вектором потокозчеплення ротора призведе до зміни модуля потокозчеплення, що у свою чергу призведе до зміни активної складової струму статора. Таким чином, зміна активної складової струму статора визначається не тільки зміною моменту навантаження, а й зміною модуля потокозчеплення внаслідок зміни швидкості, що не дає змоги проводити синтез енергозберігаючих алгоритмів регулювання амплітудою вектора потокозчеплення, що визначаються динамічними властивостями збурення (моменту навантаження) за відсутності інших збурень без застосування додаткових засобів стабілізації швидкості таких як релейне [15], інваріантне [16], робастне [18] керування.

Більш прості та дешеві системи скалярного керування базуються на наперед визначеному співвідношенні між напругою та частотою живлення. Таке співвідношення відповідає режиму

оптимізації енергоспоживання за сталого навантаження та може зменшити втрати енергії за змінних динамічних навантаженнях, що не залежать від вихідних координат електроприводу – кутових швидкості та переміщення. Момент навантаження АД компресора залежить від кута повороту вала, тобто від інтегралу регульованої величини – кутової швидкості двигуна. Кутова швидкість, у свою чергу, визначається частотою напруги живлення двигуна. У цьому випадку будь-яка зміна частоти живлення внаслідок процесів стабілізації швидкості призведе до зміни періоду кутової швидкості, а, відповідно, і до зміни параметрів об'єкту керування, для компенсації якої знову необхідно змінювати частоту живлення за невідомим наперед законом. Ця обставина позбавляє сенсу регулювання частоти засобами скалярного керування за змінного навантаження, яке залежить від кутового переміщення.

Відповідно до сказаного, для приводу компресора доцільно використовувати не класичний підхід до частотного керування, а фіксацію необхідного за технологічними вимогами до кутової швидкості обертання ротора двигуна значення частоти. При цьому задля мінімізації коливань кутової швидкості та збільшення енергоефективності для кожного фіксованого значення частоти напруги живлення система регулювання буде динамічно змінювати параметри живлення (наприклад, амплітуду напруги [19]) за визначеним для кожного значення частоти живлення алгоритмом регулювання. Звернемо увагу, що розроблена у даній статті методика орієнтована на двополюсні АД приводу однопоршневих ГПК (де має місце найбільша нерівномірність моменту навантаження із максимальною кореляцією його періоду зміни із періодом живлення) і базується на припущенні, що на виході перетворювача у сталому режимі присутня тільки перша гармонічна складова напруги.

Метою даної роботи є дослідження закономірностей взаємного впливу алгоритмів регулювання параметрів живлення та пульсацій моменту навантаження на енергетичну ефективність, розробка ефективних підходів до синтезу регуляторів та аналіз можливостей отримання енергозберігаючих режимів роботи асинхронних електроприводів з періодичним навантаженням, що залежить від кутового переміщення ротора виконавчого механізму, на прикладі електроприводу одноциліндрового поршневого компресора.

Матеріали досліджень. Дослідження у даній роботі проводилися на прикладі електроприводу одноциліндрового компресору з асинхронним двигуном 4А63В2У3 потужністю 550 Вт. Характерною особливістю приводу компресора є періодична зміна моменту опору M_o в залежності від кута повороту ротора φ , причому ця залежність $M_o=f(\varphi)$ є суттєво нелінійною [20] (рис. 1).

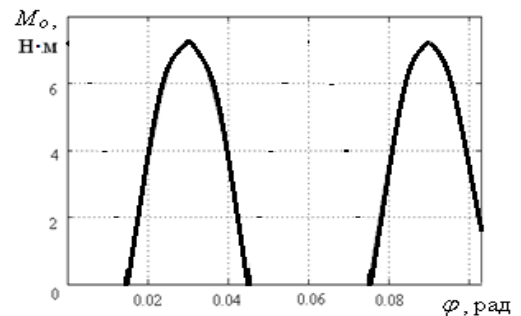


Рис. 1

Криві зміни у часі змінної складової моменту навантаження (крива 1), електромагнітного моменту (крива 2), його середнього значення (крива 3) (верхній графік) та кутової швидкості обертання (нижній графік) нерегульованого приводу компресора за частоти 20 Гц за заданого моменту інерції $J = 0,00135 \text{ Нм}^2$, отримані за допомогою моделі у системі імітаційного моделювання [6], показані на рис. 2.

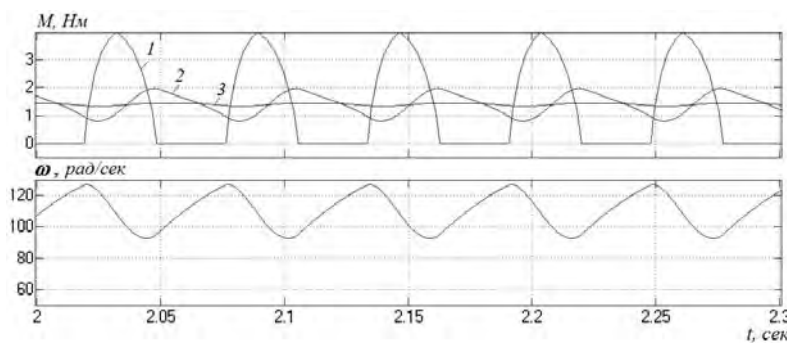


Рис. 2

Без урахування тертя момент навантаження змінюється в залежності від кута переміщення у діапазоні від 0 Нм до 4 Нм. Нерегульований режим роботи характеризується коливаннями швидкості у межах від 93 рад/с до 127 рад/с. Діапазон зміни швидкості складає 34 рад/с.

На рис. 3 наведено також фрагмент часової залежності зміни фазних струмів електродвигуна у нерегульованому режимі за тієї ж частоти живлення. Відзначимо, що часові залежності зміни струмів статора не відповідають

синусоїдним симетричним процесам: має місце спотворення форми у межах періоду основної частоти і коливання максимуму із періодом субгармонійної частоти. У такому квазісталому режимі величина параметрів робочого режиму оцінюється на періоді повторюваності, який суттєво більший за період зміни струмів внаслідок накладання процесів коливань швидкості, струмів і поточкозчеплень. Інтегральна величина струмів фаз на періоді повторюваності однакова. Внаслідок цього показники робочого режиму визначаються інтегруванням диференціальних рівнянь електричної та механічної рівноваги до усталеного значення на періоді повторюваності, а ККД – за кінцевою корисною дією як відношення інтегралів механічної та електричної потужностей на періоді повторюваності [6]. Такий підхід забезпечує дослідження в умовах несинусоїдного режиму за наявності субгармонік з частотами, що є нижчими за частоти живлення, які ускладнюють кількісну оцінку традиційними засобами, наприклад, THD (*Total Harmonic Distortion*).

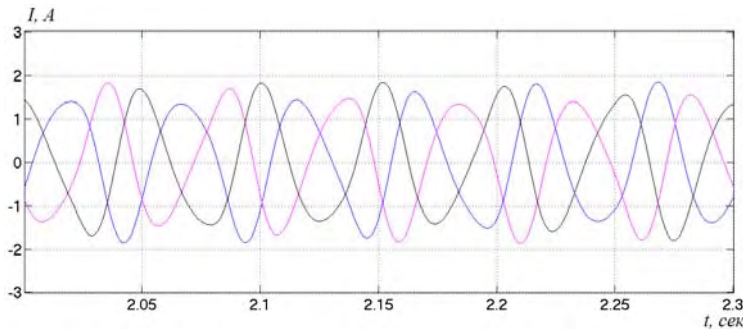


Рис. 3

напруги для фіксованого значення частоти живлення. Структурну схему замкнутої системи регулювання швидкості приводу компресора наведено на рис. 4.

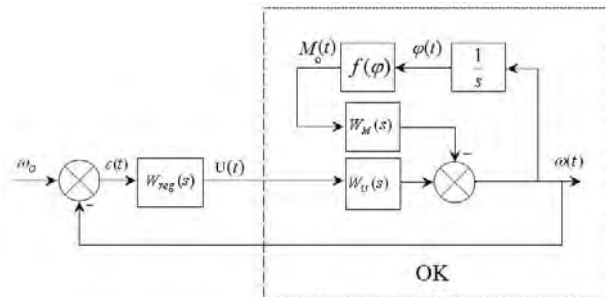


Рис. 4

Відзначимо, що за принципом роботи компресора вихідна величина – швидкість обертання $\omega(t)$ – знаходиться у режимі автоколивань, амплітуда та частота яких залежать від частоти напруги живлення та обумовлені нелінійною залежністю $M_0=f(\varphi)$ моменту опору M_0 від кута повороту ротора φ , що створює внутрішній нелінійний зворотний зв'язок у об'єкті керування (ОК) (рис. 4). При цьому замикання системи зовнішнім зворотним зв'язком за швидкістю (початок роботи системи регулювання) може викликати додаткові субгармонічні автоколивання з частотою, що залежить від структури та параметрів системи, а не від частоти напруги живлення. Тому для їхнього уникнення слід застосовувати статичний регулятор швидкості, що не містить інтегруючих ланок [20].

До об'єкту керування системи регулювання швидкості на рис. 4 відносяться передатна функція АД за керуванням та нелінійний контур внутрішнього зворотного зв'язку. Таким чином, об'єкт керування є суттєво нелінійним та до нього не можуть бути безпосередньо застосовані аналітичні методи синтезу регуляторів лінійних систем [21–23]. Але для кожної частоти живлення, базуючись на положеннях методу гармонічної лінеаризації [24], можемо апроксимувати об'єкт лінійною ланкою, параметри якої визначаються частотою автоколивань регульованої величини (кутової швидкості двигуна).

Оскільки завдяки нелінійним властивостям внутрішнього зворотного зв'язку кутлова швидкість знаходиться у режимі автоколивань, об'єкту у такому режимі буде відповідати лінійна коливальна ланка другого порядку з передатною функцією

При цьому ККД двигуна за частоти 20 Гц у нерегульованому режимі складає 0,564. Тоді як ККД двигуна за тій ж частоти у разі сталого навантаження, що дорівнює середньому значенню моменту навантаження (1,406 Нм), складає 0,588. Тобто різниця ККД для сталого та періодичного навантажень складає 2,4 %. Зменшити цю різницю спробуємо за рахунок створення замкнутої за швидкістю системи з відповідним регулятором

На рис. 4 позначено: $W_U(s)$ – передатна функція лінеаризованого АД за керуванням (при скалярних методах керування) [19]; $W_M(s)$ – передатна функція лінеаризованого АД за збуренням (моментом опору) [19]; $1/s$ – інтегруюча ланка, що пов'язує кутове переміщення двигуна та його швидкість обертання; $f(\varphi)$ – суттєво нелінійна ланка, що пов'язує момент опору та кутове переміщення двигуна φ (рис. 1); $W_{reg}(s)$ – передатна функція регулятора напруги.

$$W_o(s) = \frac{K_o}{T_o^2 s^2 + 2\zeta T_o s + 1} \quad (1)$$

за ступеню затухання $\zeta = 0$. Така лінійна ланка має назву консервативної та її наявність у лінійній системі відповідає режиму незгасаючих коливань за відсутності втрат енергії. Отже, як окремий елемент лінійна консервативна ланка існувати не може. Але завдяки внутрішнім нелінійним властивостям об'єкту керування у ньому відбуваються несинусоїдні автоколивання регульованої величини, які у разі нехтування вищими гармонічними складовими функції зміни швидкості у часі можуть бути апроксимовані синусоїдними незгасаючими коливаннями з частотою ω_0 . Тоді даний нелінійний об'єкт може бути апроксимований лінійною консервативною ланкою з передатною функцією

$$W_o(s) = \frac{K_o}{T_o^2 s^2 + 1}, \quad (2)$$

де $T_o = 1/\omega_0$ – стала часу консервативної ланки, що визначається як величина, обернено пропорційна до частоти автоколивань швидкості об'єкту ω_0 , і дорівнює періоду автоколивань; $K_o = (\omega_{\max} + \omega_{\min})/2U$ – коефіцієнт передачі консервативної ланки, що визначається як відношення середнього значення кутової швидкості до вхідного керуючого сигналу об'єкта керування, яким, у даному випадку, є напруга живлення. З рис. 2 визначаємо, що за частоти живлення 20 Гц період коливань швидкості становить $T_o = 0,06$ с.

Оцінимо ефективність застосування синтезу регулятора швидкості за критерієм мінімуму відхилень швидкості, що для систем з моментом навантаження, незалежним від координат електроприводу, призводить до збільшення циклового ККД двигуна, наприклад, для електроприводів дробарок гірничого [15] та аграрного [19] призначення.

Серед існуючих методів синтезу регуляторів виділяються методи компенсації великих сталих часу, наприклад, методи налаштування на технічний та симетричний оптимуми [24]. Суть методів компенсації полягає у формуванні передатної функції регулятора, що є обернено пропорційною до передатної функції об'єкта керування. За аналогією до цих методів отримаємо передатну функцію регулятора

$$W_{\text{per}}(s) = K_{\text{per}}(T_{\text{per}}^2 s^2 + 1), \quad (3)$$

де $T_{\text{per}} = T_o = 0,06$.

Відзначимо, що регулятор у вигляді (3) не може бути реалізований в аналоговому вигляді через перевищення порядком чисельника ($n=2$) порядку знаменника ($n=0$). Тому для технічної реалізації він повинен бути реалізований у цифровому вигляді [25].

Статичний регулятор (3) характеризується невідомим заздалегідь коефіцієнтом K_{per} , що враховує змінність коефіцієнту K_o у процесі регулювання напруги. Задля визначення коефіцієнту K_{per} спочатку за допомогою математичної моделі приводу компресора [6], яка доповнена моделлю (3) засобів системи МАТЛАБ (вхід $\varepsilon(t)$, вихід – амплітудне значення у виразі миттєвої напруги U_m , рис. 4), отримаємо за результатами серії розрахунків із варіюванням величини $K_{\text{per}}=K$ залежність діапазону зміни коливань швидкості Δ від цього коефіцієнту передачі (рис. 5). Це дало змогу визначити за критерієм мінімуму відхилень швидкості АД оптимальне значення коефіцієнту передачі регулятора $K_{\text{per}}=101$.

Регулятор з такими параметрами надав змогу значно зменшити коливання кутової швидкості. Діапазон зміни швидкості став дорівнювати 2 рад/с. Процес регулювання швидкості за $K_{\text{per}}=101$ показаний на рис. 6. Замикання системи відбувається у момент часу 4 с.

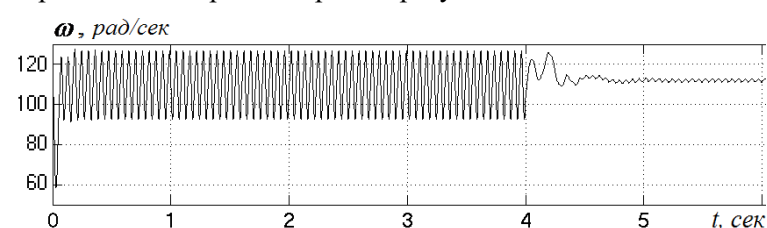


Рис. 5

Але при цьому збільшується несинусоїдність струмів порівняно з нерегульованим приводом. Часові залежності струмів статора у нерегульованому режимі (до 4 с) та

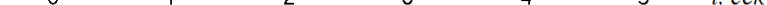


Рис. 6

після включення регулятора (після 4 с) наведено на рис. 7.

При цьому ККД асинхронного двигуна зменшується з 0,564 у нерегульованому режимі до 0,388 при дії оптимального за критерієм мінімуму відхилень швидкості регулятора.

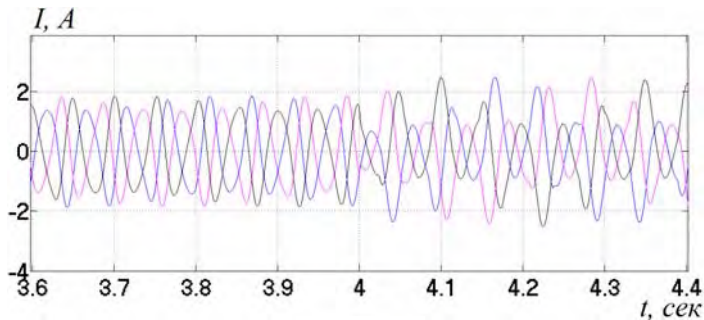


Рис. 7

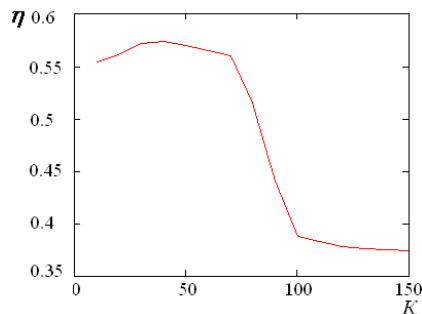


Рис. 8

Задля оптимізації регулятора за критерієм максимуму ККД асинхронного двигуна, аналогічно попередньому випадку, проведемо дослідження залежності ККД двигуна η від коефіцієнту передачі регулятора $K_{\text{рег}}=K$ (рис. 8). З неї отримаємо, що оптимальним за критерієм максимуму ККД значенням коефіцієнту передачі регулятора буде $K_{\text{рег}}=41$.

Таким чином, стабілізація швидкості у одноконтурній системі регулювання швидкості у випадку моменту навантаження, що залежить від кутового переміщення валу АД, відбувається за рахунок збільшення несинусоїдності струмів, що призводить до збільшення втрат, на відміну від систем із зовнішнім джерелом моменту навантаження, що не залежить від координат електроприводу [15, 19]. Тому мінімум відхилень швидкості такої системи не може бути критерієм оптимізації енергоспоживання. Альтернативою до нього розглянемо критерій максимуму ККД.

Процес регулювання швидкості за $K_{\text{рег}}=41$ показаний на рис. 9. Замикання системи, як і раніше, відбувається у момент часу 4 с. Діапазон зміни швидкості за умови максимуму ККД АД став дорівнювати 23 рад/с, що менше за значення у разі нерегульованого приводу (34 рад/с, до часу 4 с.), але значно більше, ніж за умови мінімізації відхилень швидкості (2 рад/с, рис. 6).

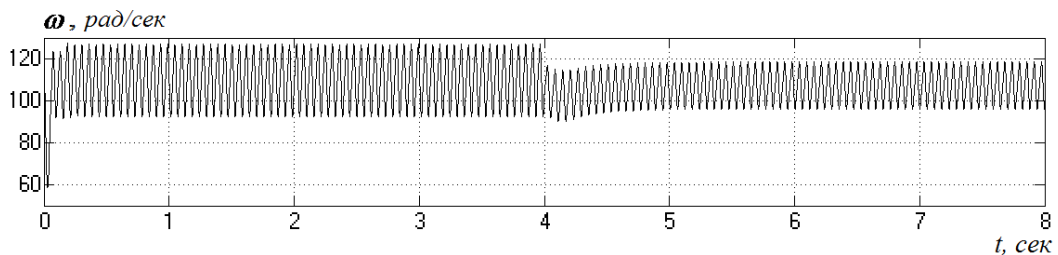


Рис. 9

Але при цьому синусоїдність струму за умови максимізації ККД значно краща, ніж за умови мінімізації відхилень швидкості

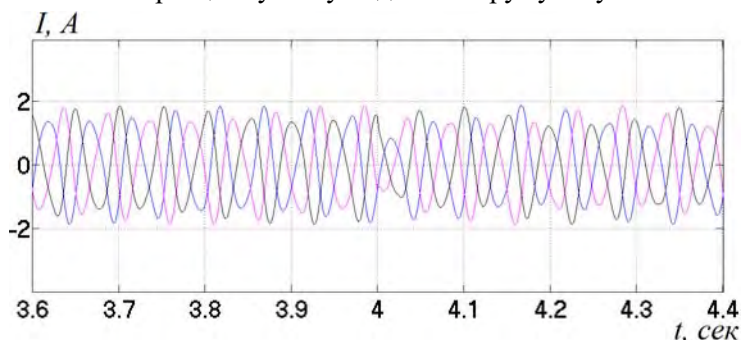


Рис. 10

у середнену величину THD на періоді повторюваності за основної частоти 20 Гц змінюється від 25 до 17,3%). Часові залежності струмів статора АД у нерегульованому режимі (до 4 с) та після включення регулятора (після 4 с), оптимального за критерієм максимуму ККД, наведено на рис. 10.

При цьому ККД двигуна за заданого моменту інерції $J=0,00135 \text{ Нм}^2$ за частоти живлення 20 Гц збільшується з 0,564 у нерегульованому режимі до 0,574 у разі дії оптимального за критерієм максимуму ККД регулятора. Максимально можливий ККД у нерегульованому приводі даного компресора за частоти живлення 20 Гц при моменті інерції $J \rightarrow \infty$ складає 0,588. Тобто, завдяки застосуванню

регульованого електроприводу вдалося зменшити різницю ККД для сталого та періодичного навантажень $\Delta\eta$ з 2,4% до 1,4%.

За аналогічною методикою було проведено синтез регулятора напруги та дослідження можливостей зменшення $\Delta\eta$ за різних значень частоти живлення (таблиця). Значення уставок напруги (усереднених значень напруги регулятора) наведені у [6]. Наприклад, для частоти 15 Гц це значення дорівнює 79,2 В.

f, Гц	ККД, в.о.			$\Delta\eta$	
	Нерегульований привод		Регульований привод	Нерегульований привод	Регульований привод
	$J \rightarrow \infty$	$J=0,00135 \text{ Нм}^2$	$J=0,00135 \text{ Нм}^2$		
50	0,750	0,749	0,749	0,1%	0,1%
40	0,720	0,719	0,719	0,1%	0,1%
30	0,671	0,666	0,669	0,5%	0,2%
20	0,588	0,564	0,574	2,4%	1,4%
15	0,510	0,416	0,456	9,4%	5,4%

З таблиці видно, що на частотах живлення, близьких до номінальних, ефект зменшення різниці ККД асинхронного двигуна для сталого та періодичного навантажень ГПК за рахунок застосування регулятора напруги не спостерігається, тоді як під час зниження частоти живлення цей ефект збільшується. Так за частоти 15 Гц за рахунок застосування регульованого приводу ця різниця може бути зменшена на 4%.

Висновки.

Негативний вплив на енергетичну ефективність (за малих швидкостях обертання) коливань швидкості АД частоторегульованого приводу поршневих компресорів (внаслідок періодичної зміни моменту навантаження від кута повороту ротора) можливо зменшити шляхом використання запропонованого засобу, що забезпечує регулювання амплітуди напруги живлення за визначеного за технологічними вимогами фіксованого значення частоти живлення, що дає можливість покращити енергетичні характеристики системи.

Розроблено засоби порівняльної оцінки ефективності синтезу і застосування регулятора швидкості за критерієм мінімуму відхилень швидкості та максимізації циклового ККД асинхронного двигуна за умови, що момент навантаження поршневого компресору залежний від координат електроприводу.

За результатами проведеного синтезу регулятора напруги із використанням чисельних досліджень квазіусталених режимів *асинхронного двигуна герметичного поршневого компресора* встановлено, що регулювання режимів електроприводів ГПК за критерієм мінімізації коливань швидкості є недоцільним, тому що цей підхід призводить до зменшення ККД внаслідок збільшення несинусоїдності струмів на відміну від електроприводів із зовнішнім джерелом моменту навантаження [15, 16, 19], що не залежить від координат електроприводу. Для даних систем доцільною є оптимізація коефіцієнту передачі регулятора швидкості за критерієм максимуму ККД, що дає можливість на прикладі дослідженого варіанту системи за частоти живлення 15 Гц у 1,74 рази зменшити зниження ККД за періодичного навантаження порівняно із сталим.

1. Jakobsen A., Rasmussen B. Energy optimization of domestic refrigerators. *International Appliance Manufacturing*. 1998. Vol. 1. No 2. Pp. 105–109.
2. Binneberg P., Kraus E., Quack H. Reduction In Power Consumption Of Household Refrigerators By Using Variable Speed Compressors. *International Refrigeration and Air Conditioning Conference*, USA. 2002. Pp. 1–9. URL: <https://docs.lib.purdue.edu/iracc/615> (date accessed at 15.04.2024).
3. Monasry J.F., Hirayama T., Aoki T., Shida S., Hatayama M., Okada M. Development of large capacity and high efficiency rotary compressor. *International Compressor Engineering Conference at Purdue*. USA. 2018. Pp. 1-10. URL: <https://doi.org/docs.lib.purdue.edu/icec/2576> (date accessed at 15.04.2024).
4. Morillo A.H.V., Kurka P.R.G., Bittencourt M.L. Dynamics analysis of reciprocating compressor crankshafts. *Proceedings of the 10th International Conference on Rotor Dynamics*. 2019. Vol. 1. Pp. 489–501. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-319-99268-6_34.

5. Chernyi S.G., Erofeev P., Novak B., Emelianov V. Investigation of the mechanical and electromechanical starting characteristics of an asynchronous electric drive of two-piston marine compressor. *Journal of Marine Science and Engineering*. 2021. No 9 (2). 207. Pp. 1–11. DOI: <https://doi.org/10.3390/jmse9020207>.
6. Bibik O.V., Golovan I.V., Popovych O.M., Shurub Y.V. Efficient operating conditions of induction motors for piston compressors with frequency regulation. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 1. С. 33–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.033>.
7. Маляр А.В., Калюжний Б.С., Андрєйшин А.С. Система автоматичного керування роботою штангової глибинно помпової установки з врахуванням дебіту пласта. *Наукові праці Донецького національного технічного університету*. 2011. № 11 (186). С. 267–270.
8. Маляр А.В. Динаміка електроприводу штангової нафтовидобувної установки. *Технічна електродинаміка*. 2007. № 2. С. 50–54.
9. Huang P. PD Compression: A Quasi-Static or Dynamic Process? *Purdue International Compressor Engineering Conference*, July 14-17, USA. 2014. Pp. 1-11. URL: <http://docs.lib.purdue.edu/icec/2259> (date accessed at 15.04.2024).
10. Букарос А.Ю., Ромчук Н.О., Букарос В.Н. Адаптивная система управления электроприводом компрессора. *Автоматизация технологических и бизнес-процесів*. 2014. № 6. Вип 4. С. 84–90. DOI: <https://doi.org/10.15673/2312-3125>.
11. Popovych O.M., Golovan I.V. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 52–59. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.052>.
12. Xue X.D., Cheng K.W.E. An Energy-Saving Scheme of Variable Voltage Control for Three-Phase Induction Motor Drive Systems. 2006 2nd International Conference on *Power Electronics Systems and Applications*, Hong Kong, China, 12–14 November 2006. Pp. 241–243. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESA.2006.343106>.
13. Eltamaly A.M., Alolah A.I., Hamouda R., Abdulghany M.Y. A novel digital implementation of AC voltage controller for speed control of induction motor. *International Journal of Power and Energy Conversion*. 2010. Vol. 2. No 1. Pp. 78–94. DOI: <https://doi.org/10.1504/IJPEC.2010.030862>.
14. Deur J., Koledić T., Perić N. Optimization of speed control system for electric drives with elastic coupling. *Proceedings of IEEE International Conference on Control Applications*. Trieste, Italy, 04–04 September 1998. Pp. 319–325. DOI: <https://doi.org/10.1109/CCA.1998.728434>.
15. Зеленов А.Б., Шевченко І.С., Морозов Д.І. Синтез алгоритмів релейних керувань електроприводами механізмів з випадковим характером навантаження. *Електроінформ*. 2007. № 2. С. 9–11.
16. Шуруб Ю.В., Дудник А.О., Лавінський Д.С. Оптимізація регуляторів частотно керованих асинхронних електроприводів при стохастичних навантаженнях. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 53–55. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.053>.
17. Leonard W. Control of electric drives. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001. 460 p.
18. Peresada S., Tonielli A. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*. 2000. Vol. 14. Pp. 177–200. DOI: [https://doi.org/10.1002/\(SICI\)1099-1115\(200003/05\)14:2/3<177::AID-ACS579>3.0.CO;2-2](https://doi.org/10.1002/(SICI)1099-1115(200003/05)14:2/3<177::AID-ACS579>3.0.CO;2-2).
19. Шуруб Ю.В. Статистична оптимізація регульованих за напругою асинхронних електроприводів. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 5. С. 116–118.
20. Шуруб Ю.В., Попович О.М., Головань І.В., Бібик О.В. Обгунтування вибору регулятора швидкості електроприводу одноциліндрового поршневого компрессора. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2023. Вип. 65. С. 133–138. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.133>.
21. Jakovljević B.B., Rapačić M.R., Jelčić Z.D., Šekara T.B. Optimization of fractional PID controller by maximization of the criterion that combines the integral gain and closed-loop system bandwidth. 2014 18th International Conference on *System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*. Sinaia, Romania, October 17-19, 2014. Pp. 64–69. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSTCC.2014.6982392>.
22. Åström K.J., Hägglund T. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*. 2004. Vol. 14. Pp. 635–650. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2004.01.002>.
23. Romasevych Y., Loveikin V., Dudnyk A., Loveikin Y. Optimal constrained PI-controllers tuning for real-world plants. 2020 *IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 05–10 October 2020. Pp. 47-52. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250108>.
24. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування. К.: Либідь, 2007. 656 с.
25. Kuo B. Digital control systems. New York: Oxford University Press, 1995. 751 p.

INCREASE OF POWER EFFICIENCY OF THE SINGLE-CYLINDER PISTON COMPRESSOR REGULATED ELECTRIC DRIVE

Yu.V. Shurub, O.M. Popovych, O.V. Bibik
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
56, Beresteyskiy Ave., Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: yvshur@ukr.net.

The peculiarities of the operation of closed systems of adjustable electric drives of single-cylinder reciprocating compressors due to the presence of a non-linear dependence between the motor load torque and the angular movement of its rotor are considered. The method of synthesis of the regulator of the amplitude of the supply voltage of an induction motor of such an electric drive at a fixed value of the supply frequency is proposed. According to the results of research, it was found that the effect of increasing energy efficiency (reducing the difference in efficiency for constant and periodic loads) due to the use of a voltage regulator increases with a decrease in the power supply frequency. It is shown that the optimization of the transmission coefficient of the voltage regulator of electric drives with a non-linear dependence between the motor load torque and the angular movement is expedient to be carried out according to the criterion of maximum efficiency. References 25, figures 10, table 1.

Key words: piston compressor, induction electric drive, voltage regulator, periodic load, nonlinear link.

1. Jakobsen A., Rasmussen B. Energy optimization of domestic refrigerators. *International Appliance Manufacturing*. 1998. Vol. 1. No 2. Pp. 105-109.
2. Binneberg P., Kraus E., Quack H. Reduction In Power Consumption Of Household Refrigerators By Using Variable Speed Compressors. *International Refrigeration and Air Conditioning Conference*, USA. 2002. Pp. 1–9. URL: <https://docs.lib.purdue.edu/iracc/615> (date accessed at 15.04.2024).
3. Monasry J.F., Hirayama T., Aoki T., Shida S., Hatayama M., Okada M. Development of large capacity and high efficiency rotary compressor. *International Compressor Engineering Conference at Purdue*. USA. 2018. Pp. 1-10. URL: <https://doi.org/docs.lib.purdue.edu/icec/2576> (date accessed at 15.04.2024).
4. Morillo A.H.V., Kurka P.R.G., Bittencourt M.L. Dynamics analysis of reciprocating compressor crankshafts. *Proceedings of the 10th International Conference on Rotor Dynamics*. 2019. Vol. 1. Pp. 489–501. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-319-99268-6_34.
5. Chernyi S.G., Erofeev P., Novak B., Emelianov V. Investigation of the mechanical and electromechanical starting characteristics of an asynchronous electric drive of two-piston marine compressor. *Journal of Marine Science and Engineering*. 2021. No 9 (2). 207. Pp. 1–11. DOI: <https://doi.org/10.3390/jmse9020207>.
6. 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>
7. Maliar A.V., Kaluzhnyi B.S., Andreyishyn A.S. System of automatic control of bar deep pump installation with the layer debit account. *Naukovi pratsi Donetskogo natsionalnogo technichnogo universitetu*. 2011. No 11 (186). Pp. 267–270. (Ukr)
8. Maliar A.V. Dynamics of electric drive of bar oil-extracting installation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2007. No 2. Pp. 50–54. (Ukr)
9. Huang P. PD Compression: A Quasi-Static or Dynamic Process? *Purdue International Compressor Engineering Conference*, July 14-17, USA. 2014. Pp. 1-11. URL: <http://docs.lib.purdue.edu/icec/2259> (date accessed at 15.04.2024).
10. Bukaros A.Yu., Romchuk N.O., Bukaros V.N. Adaptive compressor electric drive control system. *Avtomatyzatsiia tekhnologichnyh i biznes-protsesiv*. 2014. Vol. 6. No 4. Pp. 84–90. DOI: <https://doi.org/10.15673/2312-3125>. (Rus)
11. Popovych O.M., Golovan I.V. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 52-59. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.052>.
12. Xue X.D., Cheng K.W.E. An Energy-Saving Scheme of Variable Voltage Control for Three-Phase Induction Motor Drive Systems. 2006 2nd International Conference on *Power Electronics Systems and Applications*, Hong Kong, China, 12–14 November 2006. Pp. 241–243. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESA.2006.343106>.
13. Eltamaly A.M., Alolah A.I., Hamouda R., Abdulghany M.Y. A novel digital implementation of AC voltage controller for speed control of induction motor. *International Journal of Power and Energy Conversion*. 2010. Vol. 2. No 1. Pp. 78–94. DOI: <https://doi.org/10.1504/IJPEC.2010.030862>.

14. Deur J., Koledić T., Perić N. Optimization of speed control system for electric drives with elastic coupling. Proceedings of IEEE International Conference on *Control Applications*. Trieste, Italy, 04–04 September 1998. Pp. 319–325. DOI: <https://doi.org/10.1109/CCA.1998.728434>.
15. Zelenov A.B., Shevchenko I.S., Morozov D.I. Synthesis of algorithms of relay-type regulation of electrical drives of mechanisms with random load. *Electroinform.* 2007. No 2. Pp. 9–11. (Ukr)
16. Shurub Y.V., Dudnyk A.O., Lavinskiy D.S. Optimization of regulators of frequency controlled induction electric drives under the stochastic loadings. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2016. No 4. Pp. 53–55. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.053>. (Ukr)
17. Leonard W. Control of electric drives. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001. 460 p.
18. Peresada S., Tonielli A. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing.* 2000. Vol. 14. Pp. 177–200. DOI: [https://doi.org/10.1002/\(SICI\)1099-1115\(200003/05\)14:2/3<177::AID-ACS579>3.0.CO;2-2](https://doi.org/10.1002/(SICI)1099-1115(200003/05)14:2/3<177::AID-ACS579>3.0.CO;2-2).
19. Shurub Yu.V. Statistical optimisation of voltage regulated induction electric drives. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2014. No 5. Pp. 116–118. (Ukr)
20. Shurub Y.V., Popovych O.M., Golovan I.V., Bibik O.V. Substantiation of the selection of the speed controller of the single-cylinder piston compressor electric drive. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy.* 2023. Vyp. 65. Pp. 133–138. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.133>. (Ukr)
21. Jakovljević B.B., Rapaić M.R., Jelčić Z.D., Šekara T.B. Optimization of fractional PID controller by maximization of the criterion that combines the integral gain and closed-loop system bandwidth. 2014 18th International Conference on *System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*. Sinaia, Romania, October 17–19, 2014. Pp. 64–69. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSTCC.2014.6982392>.
22. Åström K.J., Hägglund T. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control.* 2004. Vol. 14. Pp. 635–650. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2004.01.002>.
23. Romasevych Y., Loveikin V., Dudnyk A., Loveikin Y. Optimal constrained PI-controllers tuning for real-world plants. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 05–10 October 2020. Pp. 47–52. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250108>.
24. Popovych M.G., Kovalchuk O.V. Theory of automatic control: textbook. Kyiv: Lybid, 2007. 656 p. (Ukr)
25. Kuo B. Digital control systems. New York: Oxford University Press, 1995. 751 p.

Надійшла 22.04.2024
Остаточний варіант 23.05.2024

ОЦІНЮВАННЯ ВПЛИВУ РОБОТИ ДВОНАПРЯМЛЕНОГО НАПІВПРОВІДНИКОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ В MICROGRID

А.Ф. Жаркін*, академік НАН України, С.О. Палачов**, канд. техн. наук,
А.Г. Пазєєв***, канд. техн. наук, Д.О. Малахатка****, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: d.malakhatka@gmail.com.

Розглянуто моделювання режимів роботи інверторного обладнання, що використовується в мікромережах (Microgrid) низької напруги. Наведено опис розробленої імітаційної моделі Microgrid, однією з складових якої є двонапрямлений напівпровідниковий перетворювач з системою керування на основі застосування $abc-dq0$ перетворення. Проведено визначення впливу на показники якості електропостачання наявності в Microgrid інверторного обладнання, що працює в режимі генерації струму та регулювання реактивної потужності з урахуванням перехідних процесів, які виникають під час приєднання потужних навантажень. Бібл. 10, рис. 4.

Ключові слова: двонапрямлений напівпровідниковий перетворювач, якість електропостачання, Microgrid, розподілений енергетичний ресурс, $abc-dq0$ перетворення.

Вступ. Сучасний розвиток енергетичної системи України, важливою метою якого є синхронізація ОЕС України з європейською енергетичною системою *ENTSO-E*, відбувається в умовах ринку електричної енергії, збільшення частки відновлюваних джерел енергії в загальному балансі ОЕС України та значних втрат, що зазнала електроенергетична інфраструктура внаслідок бойових дій [1]. Все це призводить до істотних змін в структурі генеруючих потужностей та обумовлює потребу у відповідній перебудові мережевої інфраструктури на основі сучасних технологій *Smart Grid* [2, 3]. Важливі заходи з такої перебудови передбачені в схваленій Кабінетом міністрів України Концепції впровадження «розумних мереж» в Україні до 2035 року, в якій визначено загальні напрямки впровадження і використання технологій «розумних мереж» в енергетичному секторі України та сформовано план заходів щодо реалізації цієї Концепції. Одним із компонентів розвитку «розумних мереж» є впровадження та розвиток мікромереж (*Microgrid*). Планом заходів із реалізації Концепції передбачено впровадження конкретних пілотних проєктів із застосуванням *Microgrid*, що надасть можливість напрацювати практичний досвід забезпечення надійності живлення об'єктів критичної інфраструктури у випадку системної аварії в ОЕС України та виникнення необхідності роботи в «острівному» режимі із використанням локальних джерел розподіленої генерації. Слід зазначити, що реалізація таких мереж має відбуватися на основі міжнародних стандартів серії *IEC TS 62898* [4], що визначають вимоги до параметрів режимів, а також сучасні схеми реалізації *Microgrid*, що забезпечить побудову таких мереж в Україні у відповідності з міжнародними практиками.

Основними складовими *Microgrid* є джерела розподіленої генерації (ДРГ), які розташовані в безпосередній близькості до кінцевого споживача і реалізовані, як правило, на технологіях відновлюваної енергетики, а також установки зберігання енергії (УЗЕ), що працюють на базі *Smart Grid* технологій [5]. Важливою особливістю сучасних ДРГ та УЗЕ є здатність генерувати не тільки активну, але також і реактивну потужність у визначених обсягах, що дає змогу знизити втрати електроенергії та регулювати рівень напруги [6, 7]. В той же час підключення ДРГ, зокрема, сонячних та вітрових генераторних електроустановок, може призводити до погіршення окремих показників якості електропостачання, в тому числі і в *Microgrid*. Задля зниження негативного впливу приєднання ДРГ та УЗЕ до зазначених мереж необхідно використовувати можливості їхніх вихідних напівпровідникових перетворювачів (інверторів). Крім того використання сучасних алгоритмів системи керування та вибір оптимальної конфігурації силових структур і схем зазначених, зокрема, двонапрямлених напівпрові-

© Жаркін А.Ф., Палачов С.О., Пазєєв А.Г., Малахатка Д.О., 2024
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-5996-0901>; ** <https://orcid.org/0000-0002-4502-1724>;
*** <https://orcid.org/0000-0003-1944-4114>; **** <https://orcid.org/0000-0003-0515-5450>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

дникових перетворювачів (ДНП), у складі *Microgrid* з УЗЕ, дозволяє застосовувати їх задля ефективного керування зміною напрямку потоків електроенергії.

На сьогодні низкою виробників випускаються інвертори потужністю до 50 кВА, які згідно з наданими виробником технічними характеристиками здатні забезпечити функцію керування реактивною потужністю та вихідний струм з сумарним коефіцієнтом гармонічних спотворень (THD_I) в межах 2-4%. Слід зазначити, що згідно з вимогами IEC TS 61000-3-16:2023 тестування щодо дотримання заявлених характеристик інверторним обладнанням здійснюється під час його приєднання до тестової мережі, яка характеризується низьким рівнем гармонік напруги та встановленим значенням (достатньо великим) співвідношення потужності короткого замикання тестової мережі до потужності інвертора ДРГ.

В той же час сучасні системи *Microgrid* характеризує широкий діапазон співвідношення потужностей інверторного обладнання і потужності короткого замикання мережі. Тому ще на етапах проектування *Microgrid* необхідно оцінити вплив роботи зазначених інверторів на показники якості електропостачання в реальних *Microgrid* зі значною часткою електроприймачів з нелінійними характеристиками та швидкозмінними графіками споживаного струму, а також відмінними від тестових значеннями потужності короткого замикання. Визначення ступеня зазначеного впливу доцільно проводити з використанням засобів імітаційного моделювання, зокрема, за допомогою спеціалізованих імітаційних моделей в програмному пакеті *Matlab*. Наявні у вільному доступі імітаційні моделі інверторного обладнання у складі ВДЕ та УЗЕ дають змогу проводити розрахунки для режиму роботи *Microgrid*, що характеризується підключенням електроприймачів виключно з лінійними характеристиками споживання (RL навантажень). Зазначені моделі також не дозволяють проводити розрахунок процесів, що виникають в *Microgrid* зі значно спотвореною формою кривої напруги електропостачання та інверторним обладнанням у разі увімкнення потужних нелінійних електроприймачів. Тому виникає необхідність розробки імітаційної моделі ДНП, що дає можливість проводити розрахунок зазначених процесів. Така імітаційна модель також повинна враховувати параметри реальних об'єктів мережі – розподільчих трансформаторів, ліній, лінійних та нелінійних навантажень. Це дозволить оцінити ступінь впливу роботи інверторного обладнання, яке випускається на сьогодні низкою виробників та відповідає нормам міжнародних стандартів, на показники якості електричної енергії в реальних *Microgrid*.

Слід зазначити, що в міжнародних стандартах серії IEC TR 62898 генераторні установки та обладнання для їх приєднання, а також УЗЕ, що працюють в генераторному режимі, визначаються як розподілені енергетичні ресурси. Тому, згідно з цим визначенням, ДРГ в поєднанні з інверторним обладнанням будемо розглядати як розподілений енергетичний ресурс.

Мета роботи. Розробка імітаційної моделі ДРГ та УЗЕ інверторного типу з двонапрямленим напівпровідниковим перетворювачем в режимі генерації активної та реактивної потужності задля визначення впливу його роботи на показники якості електропостачання в *Microgrid* зі значною часткою електроприймачів з нелінійними характеристиками та швидкозмінними графіками споживання струму, яка є неізолюваною від розподільної мережі загального призначення.

Основний зміст. Важливим з точки зору сучасних вимог до обладнання, яке має застосовуватися в розподільних мережах, зокрема і в *Microgrid*, є діючий в Україні ДСТУ EN 50549-1:2022 [8] який містить зазначені вимоги до генерувальних установок, що призначені для паралельного під'єднання до розподільної мережі низької напруги. Згідно з цими вимогами робота генеруючої установки, зокрема, не повинна спричиняти гармонічних спотворень напруги вищих за допустимі рівні. Вимоги щодо показників якості напруги електропостачання в точці розподілу електроенергії (ТРЕЕ) визначаються ДСТУ EN 50160:2023 (EN 50160:2022, IDT). В той же час міжнародним стандартом STD IEEE 1547-2018 [9] визначається, що THD_I генерованого обладнання розподілених енергетичних ресурсів струму не повинен становити більше 5%. Крім того в ДСТУ EN 50549-1:2022 ставляться вимоги щодо можливості регулювання максимальної активної та повної потужності згідно з робочими критеріями, узгодженими з оператором систем розподілу. Попередній аналіз показав, що досягти виконання зазначених вимог можна за допомогою застосування сучасних підходів до побудови системи керування інверторним обладнанням.

На сьогодні для моделювання та аналізу швидких перехідних процесів в енергосистемах та керування роботою напівпровідникових перетворювачів, зокрема, ДНП, широко використовується $abc-dq0$ перетворення [10], завдяки якому трифазні сигнали в системі координат abc перетворюються на нові величини в обертовій системі координат $dq0$. Представлення миттєвих значень трифазної напруги в $dq0$ системі координат можна записати у вигляді [10]

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix},$$

де u_a, u_b, u_c – миттєві значення фазних напруг мережі; u_d, u_q – проєкції просторового вектора на d та q вісь відповідно, а ωt – кут між вектором u_d і вектором u_a напруги мережі.

Можливість незалежного регулювання d - та q -складовими вектора вихідного струму (до якого застосовується аналогічне abc - $dq0$ перетворення) дає змогу керувати генерованою активною та реактивною потужностями. Представлення в зазначеній системі координат струмів та напруг дозволяє застосовувати в системі керування ДНП пропорційно-інтегральні (ПІ) регулятори для регулювання згідно з заданим законом параметрів генерованого в мережу струму [10].

Авторами розроблено імітаційну модель ДНП, що здатний працювати в режимі видачі активної та реактивної потужності та входить до складу розподіленого енергетичного ресурсу, який є частиною неізолюваної від системи розподілу *Microgrid* напругою 0,4 кВ з групами навантажень споживачів. Задля проведення імітаційного моделювання використано програмний пакет *Matlab Simulink* з застосуванням блоків бібліотеки *Specialized Power Systems*. На рис. 1 наведено структурну схему *Microgrid* з підключеним обладнанням, яке враховувалося під час розробки зазначеної моделі.



Рис. 1

З рисунку видно, що *Microgrid* під'єднується до розподільної мережі з рівнем напруги 10 кВ за допомогою трансформатора 10/0,4 кВ. До складу *Microgrid* входять блоки навантажень споживачів та розподіленого енергетичного ресурсу (ДРГ та УЗЕ). В блоках «Лінія» задаються параметри кабелів ліній електропередавання. Розподілений енергетичний ресурс складається з масиву сонячних фотоелементів з підвищувальним перетворювачем з функцією пошуку точки максимальної потужності (MPPT), накопичувача електроенергії та ДНП. До складу ДНП входять двонапрявлений перетворювач постійної напруги (ДППН) та двонапрявлений інвертор [5]. Структурну схему реалізованої системи керування ДНП з використанням abc - $dq0$ перетворення наведено на рис. 2.

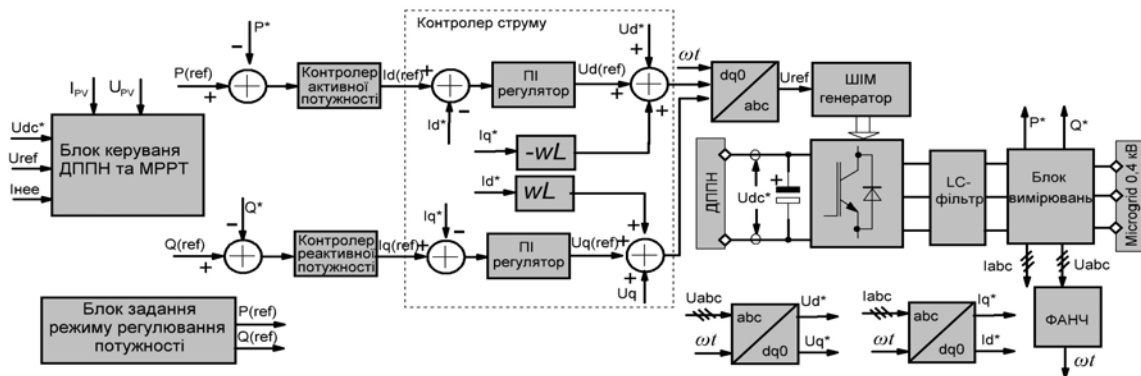


Рис. 2

Реалізована система керування працює за наступним алгоритмом. Блоком вимірювання проводиться вимірювання фазних струмів I_{abc} та напруг U_{abc} в точці приєднання ДНП до мережі, а також за допомогою вимірювача складових прямої послідовності проводиться обчислення активної P^* та реактивної Q^* складових генерованої ДНП повної потужності. При керуванні приєднаним до розподільної мережі інверторним обладнанням важливою є його синхронізація з трифазними напругами розподільчої мережі. На сьогодні найбільш поширеним методом синхронізації мережевих інверторів є застосування програмного фазового автоналаштування частоти (ФАНЧ), що коригує частоту внутрішнього опорного генератора таким чином, щоб вона дорівнювала частоті напруги зовнішньої розподільчої мережі. До складу системи керування входить блок ФАНЧ з використанням $abc-dq0$ перетворення [10]. Кут ωt на виході блоку ФАНЧ використовується при перетворенні вимірюваних струмів та напруг з abc в $dq0$ систему координат. На виході блоку задання режиму регулювання потужності відповідно до заданого алгоритму формуються сигнали $P(ref)$ та $Q(ref)$, що є опорними під час порівняння з фактично виміряними P^* та Q^* . Значення сигналу помилки поступає на вхід контролерів потужності, що формують опорні сигнали $I_d(ref)$ та $I_q(ref)$, для контролера струму на виході якого формуються d та q складові генерованого в мережу струму. За допомогою блоку зворотного $dq0-abc$ перетворення формуються три синусоїдальних сигнали, що поступають на вхід ШІМ генератора з частотою 20 кГц. Регулювання та стабілізація рівня напруги U_{dc} забезпечуються окремим блоком керування ДППН. Керування ДППН реалізовано також з використанням ПІ-регуляторів. В режимі видачі потужності в мережу опорним значенням для зовнішнього контура системи регулювання ДППН є величина рівня напруги U_{dc} . Сигнал помилки між опорним та вимірним значеннями напруги надходить на вхід ПІ регулятора, на виході якого формується опорний сигнал для внутрішнього контура регулювання величини споживаного від фотоелектричних панелей та накопичувача електроенергії струму.

Параметри блоків розробленої імітаційної моделі *Microgrid* наступні: «Розподільна мережа» – трифазне джерело змінної напруги з номінальним рівнем 10 кВ та частотою 50 Гц; «Лінія» протяжністю 100 м та з фазними провідниками $3 \times 240 \text{ мм}^2$ з погонними параметрами $R=0,162 \text{ Ом/км}$, $L=0,245 \text{ мГн/км}$, а також нульовим провідником $1 \times 120 \text{ мм}^2$ з погонними параметрами $R=0,325 \text{ Ом/км}$, $L=0,246 \text{ мГн/км}$; «Трансформатор 10/0,4 кВ» типу ТМ-250/10 з номінальною потужністю 250 кВА та напругою 10/0,4 кВ, схема з'єднання «трикутник – зірка з нулем». Параметри обмоток: $L1=80 \text{ мГн}$, $R1=8,8 \text{ Ом}$, $L2=40 \text{ мкГн}$, $R1=4,4 \text{ мОм}$; «Споживач 1» представлено групою однофазних випрямлячів потужністю 3 кВт, а «Споживач 3» – як групу трифазних випрямлячів потужністю 9 кВт кожен. До складу кожного випрямляча входить пасивний коректор коефіцієнта потужності у вигляді 3% дроселя; «Споживач 2» та «Споживач 4» представлено RL навантаженнями з $\cos\phi=0,89$. «Двонаправлений інвертор» номінальною потужністю 50 кВА та рівнем напруги на боці постійної напруги 730 В. «Двонаправлений перетворювач постійної напруги» потужністю 60 кВт; «Масив сонячних фотоелементів» типу *LG270S1C-B3* з'єднаних за схемою 14S 14P з максимальною потужністю 53 кВт, що підключені до підвищувального перетворювача постійної напруги потужністю 55 кВт; «Накопичувач електроенергії» з 12 послідовно з'єднаними акумуляторними збірками загальною номінальною напругою 614 В та ємністю 55,9 кВт/год з максимальним розрядним струмом 100 А.

Результати розрахунку режимів роботи *Microgrid*. За допомогою розробленої імітаційної моделі було проведено розрахунки режимів роботи *Microgrid* забезпечених технічними можливостями ДНП, який входить до складу розподіленого енергетичного ресурсу. Проведено розрахунок режиму роботи мережі, що характеризується видачею ДНП в мережу активної та реактивної потужності. Наведена вище система керування ДНП забезпечує видачу реактивної потужності в режимі регулювання – « Q заданого значення» у визначеному в ДСТУ *EN 50549-1:2022* діапазоні $\pm 0,48$ від розрахункової активної потужності P_D . В початковий момент часу до мережі приєднано «Споживач 1» потужністю навантаження 27 кВт, «Споживач 3» потужністю навантаження 63 кВт, а також «Споживач 2» потужністю навантаження 50 кВт. ДНП працює в режимі видачі P_D , яка дорівнює номінальній потужності перетворювача за $\cos\phi=1$. В момент часу 0,5 сек. приєднується «Споживач 4» потужністю навантаження 50 кВт, і система керування ДНП за зовнішнім сигналом в момент часу 0,67 сек. активує зазначений режим регулювання реактивної потужності.

На рис. 3 наведено залежності, що відображають результати моделювання (величини струмів та напруг, а також повної потужності та її складових представлено у відносних одиницях). Для переходу у відносні одиниці за базисні використано наступні значення: номінальна потужність 250 кВА, номінальний струм 370 А, номінальна напруга 220 В. На рис. 3, а наведено криві зміни діючого значення напруги електропостачання у фазі A мережі в ТРЕЕ. Крива 1 відповідає випадку, коли режим

регулювання реактивної потужності деактивовано, а крива 2 – коли режим активовано. Наведені криві показують, що активація режиму регулювання реактивної потужності дає змогу на 1,5 % збільшити рівень напруги електропостачання після провалу на 3%, що спричинений включенням навантаження «Споживача 4». В той же час активація зазначеного режиму регулювання призводить до зменшення споживаного з мережі струму, що видно з рис. 3, б, на якому криві 1 та 2 відповідають за режимом кривим з рис. 3, а. На рис. 3, в наведено криві зміни генерованої ДНП повної потужності (крива 1) та її активної (крива 2) та реактивної (крива 3) складових, що вимірювалися в точці його під'єднання до мережі. На рис. 3, г наведено криві зміни споживаної в ТРЕЕ повної і реактивної потужностей до активації режиму регулювання реактивної потужності (криві 1 та 3 відповідно) та після активації зазначеного режиму (криві 2 та 4 відповідно). Наведені результати показують, що споживана з мережі реактивна потужність зменшилася на 10%. Таким чином система керування ДНП забезпечує виконання вимоги щодо регулювання реактивної потужності в діапазоні, визначеному у ДСТУ EN 50549-1:2022, що, зокрема, дає можливість в перспективі власникам такого обладнання надавати допоміжні послуги з регулювання напруги та реактивної потужності оператору систем розподілу.

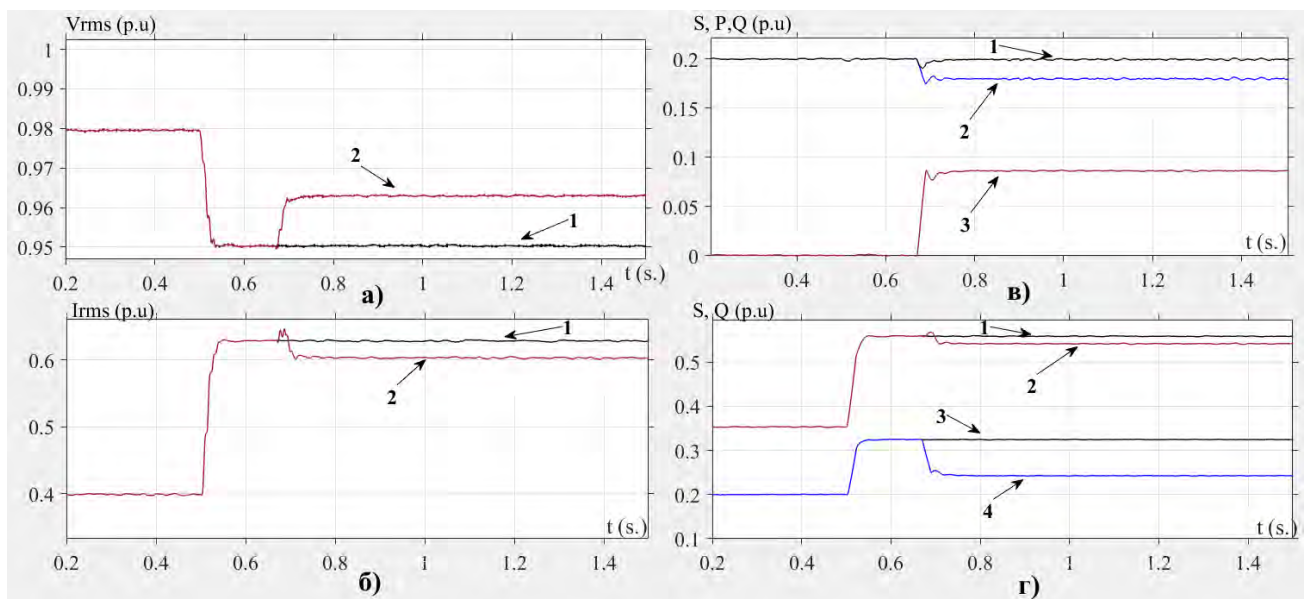


Рис. 3

Проведено розрахунок впливу роботи ДНП у складі розподіленого енергетичного ресурсу на

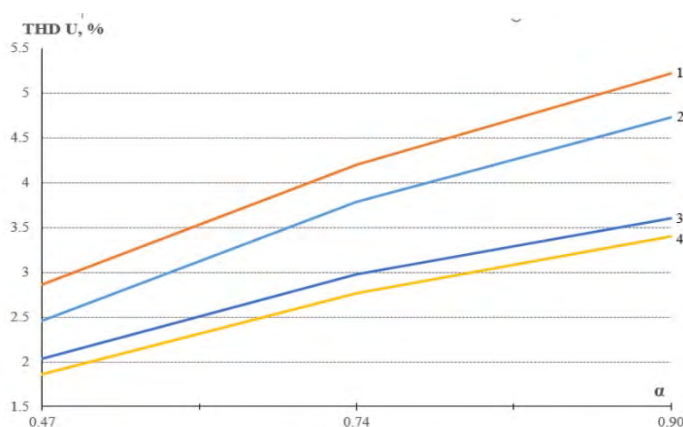


Рис. 4

показники якості електроенергії в *Microgrid* за різних величинах частки нелінійного навантаження α , яка визначається як відношення активної потужності нелінійної складової навантаження до сумарної активної потужності навантаження. Моделювання проводилося для режимів роботи мережі, що характеризуються $\alpha=0,47$, $\alpha=0,74$ та $\alpha=0,9$. На рис. 4 показано залежності величини сумарного коефіцієнту гармонічних спотворень напруги $THDU$ (в точці розподілу електроенергії) від α . Крива 1 характеризує режим, коли ДНП генерує максимальну активну потужність, а крива 2 – коли не генерує струм. Криві 1 та 2

наведено для випадку, коли потужність короткого замикання мережі 6,25 МВА (розподільний трансформатор 250 кВА). Криві 3 та 4 характеризують аналогічні до кривих 1 та 2 режими роботи ДНП, коли потужність короткого замикання мережі 10 МВА (розподільний трансформатор 400 кВА). З наведених кривих видно, що робота ДНП не спричиняє збільшення $THDU$ в розглянутих *Microgrid* більше, ніж на 1 %, що відповідає вимогам IEC TR 61000-3-15:2011. Додатково було визначено, що

коефіцієнт гармонічних спотворень генерованого ДНП струму в умовах роботи в розглянутих *Microgrid* становить 3 %, що є меншим за визначене у *STD IEEE 1547-2018* граничне значення в 5 %. Результати розрахунків показують, що за умови належного вибору параметрів системи керування з використанням *abc-dq0* перетворення та ПІ-регуляторів забезпечується можливість незалежного керування обсягами генерованої активної та реактивної потужності у разі дотримання вимог стандартів щодо гармонічного складу генерованого інвертором струму.

Висновки. Розроблено імітаційну модель ДНП, що здатний працювати в режимі видачі активної та реактивної потужності та входить до складу розподіленого енергетичного ресурсу, підключеного до неізолюваної *Microgrid* напругою 0,4 кВ зі значною часткою електроприймачів з нелінійними характеристиками та швидкозмінними графіками споживаного струму. Розроблена за результатами виконаних досліджень імітаційна модель ДНП, що враховує вимоги стандартів ДСТУ *EN 50549-1:2022* та *STD IEEE 1547-2018*, дає змогу на основі наданих виробниками ДРГ та УЗЕ технічних характеристик проводити розрахунки для визначення параметрів впливу їх роботи на показники якості електропостачання мережі з урахуванням перехідних процесів, що виникають у разі приєднання потужних навантажень за умов спотворення форми кривої напруги електропостачання.

Отримані результати та розроблена модель інверторного обладнання є основою для створення розрахункових моделей *Microgrid* різної конфігурації та складу генеруючих установок, а також моделі двонапрявленого перетворювача для забезпечення острівного режиму роботи мережі.

1. Кириленко О.В., Павловський В.В., Блінов І.В. Науково-технічне забезпечення організації роботи ОЕС України в синхронному режимі з європейською континентальною енергетичною системою ENTSO-E. *Техн. електродинаміка*. 2022. № 5. С. 59–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.059>.
2. Smart grid standardization roadmap. IEC/TR 63097: 2017. 2017. 315 p.
3. Кириленко О.В., Блінов І.В., Танкевич С.Є. Smart Grid та організація інформаційного обміну в електроенергетичних системах. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 3. С. 47–48.
4. Microgrids – Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification. IEC. IEC TR 62898-1. 2023. 86 p.
5. Кириленко О.В., Блінов І.В., Парус Є.В., Трач І.В. Оцінка ефективності використання систем накопичення електроенергії в електричних мережах. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 4. С. 44–54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.044>.
6. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchansky 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). Kharkiv, Ukraine, 13-17 September 2021. Pp. 262–265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>.
7. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г., Палачов С.О., Руденко Ю.В. Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонапрявлених перетворювачів. *Вісник Національного технічного університету ХПІ. Серія: Нові рішення в сучасних технологіях*. 2018. Том 1. № 26 (1302). С. 25–33. DOI: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2018.26.04>.
8. Вимоги до генерувальних установок, призначених для паралельного під'єднання до розподільчих мереж. Частина 1. Під'єднання до розподільчої мережі низької напруги. Генерувальні установки до типу В включно (EN 50549-1:2019, IDT). ДСТУ EN 50549-1:2022. Київ, ДП УкрНДНЦ, 2023, 67 с.
9. IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces, STD IEEE 1547-2018. 2018, 138 p.
10. Teodorescu R., Liserre M., Rodr'iguez P. Grid converters for photovoltaic and wind power systems. Wiley, 2011. 412 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9780470667057>.

ASSESSMENT OF THE IMPACT OF BIDIRECTIONAL SEMICONDUCTOR CONVERTER ON THE QUALITY INDICATORS OF ELECTRIC SUPPLY IN THE MICROGRID

A.F. Zharkin, S.O. Palachov, A.G. Pazeiev, D.O. Malakhatka
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: d.malakhatka@gmail.com.

The publication considers the modeling of the operating modes of inverter equipment used in low-voltage Microgrids. Provided description of the developed Microgrid simulation model, one of the components of which is a bidirectional semiconductor converter with a control system based on the application of abc-dq0 transformation. Was determined the influence of the presence of inverter equipment operating in the mode of current generation and regulation of reactive power on the indicators of the quality of power supply in the Microgrid, taking into account the transient processes that occur when connecting powerful loads. References 10, figures 4.

Keywords: bidirectional semiconductor converter, power supply voltage quality, Microgrid, distributed energy resource, abc-dq0 transformation.

1. Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Blinov I.V. Scientific and technical support for organizing the work of the IPS of Ukraine in synchronous mode with the Continental European power system ENTSO-E. *Tekhnichna Elektrody-namika*. 2022. No 5. Pp. 59–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.059>. (Ukr)
2. Smart grid standardization roadmap. IEC/TR 63097:2017. 2017. 315 p
3. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Tankevych S.Ye. Smart grid and organization of information exchange in electric power systems. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 44–54. (Ukr)
4. Microgrids – Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification. IEC TR 62898-1. IEC. 2023. 86 p.
5. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus E.V., Trach I.V. Evaluation of efficiency of use of energy storage system in electric networks. *Tekhnichna Elektrody-namika*. 2021. No 4. Pp. 44–54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.044>. (Ukr)
6. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchansky 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). Kharkiv, Ukraine, 13-17 September 2021. Pp. 262–265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>.
7. Zharkin A.F., Novskyi V.O., Martynov V.V., Pazeiev A.G., Palachov S.O., Rudenko Yu.V. Improving the quality of electricity in local supply systems by managing operating mode bidirectional three-phase voltage converter. *Visnyk Natsionalnogo tekhnichnogo universytetu KhPI. Siriia: Novi rishennia v suchasnyh tekhnologiyah*. 2018. Vol. 1. No 26 (1302). Pp. 25–33. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2018.26.04>.
8. Requirements for generating plants to be connected in parallel with distribution networks. Part 1: Connection to the low voltage distribution network. Generating installations up to and including type B (EN 50549-1:2019, IDT). State Standard of Ukraine EN 50549-1:2022. Kyiv, DP UkrNDNTs, 2023, 67 p. (Ukr)
9. IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. STD IEEE 1547-2018. 2018, 138 p.
10. Teodorescu R., Liserre M., Rodr'iguez P. Grid converters for photovoltaic and wind power systems. Wiley, 2011, 412 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9780470667057>.

Надійшла 30.04.2024

УДК 621.317

DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.04.080>**ІТЕРАЦІЙНИЙ МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ
ДИФЕРЕНЦІЙНИХ КОНДУКТОМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ****П.І. Борщов***, канд. техн. наук, **В.Г. Мельник****, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: pavbor2010@gmail.com.

Запропонований метод є розвитком відомого, що базується на визначенні параметрів імпедансів перетворювачів сенсора за трьохелементною еквівалентною схемою на двох частотах. Підвищення точності досягається за рахунок покрокового уточнення значень параметрів з використанням значень, отриманих на попередньому кроці зі спрощених математичних виразів. Наведено математичні вирази для розрахунків вказаних параметрів. Наведено порівняльні результати розрахунків на основі відомого і запропонованого методів з використанням комп'ютерної моделі, які показали можливість суттєвого зниження впливу змін фонові електропровідності розчину порівняно з відомим способом. Бібл. 9, рис. 2, табл. 1.

Ключові слова: диференційний кондуктометричний сенсор, ємність подвійного шару, опір переносу заряду, мостове вимірювальне коло, квазірівновага, ітераційний метод розрахунку.

Кондуктометричні методи вимірювань складу рідин широко застосовують в технічній та медичній діагностиці, для контролю забруднень довкілля, в біотехнологіях [1, 2]. Для забезпечення вибірковості вимірювань відносно певних речовин набула популярності двоелектродна конструкція перетворювачів (сенсорів) на основі планарних зустрічно-гребінчастих електродів, на які нанесено селективну мембрану [3-6]. Інформативною величиною є локальна зміна питомої електропровідності розчину, обумовлена зміною концентрації заряджених часток в результаті хімічної реакції в мембрані. Зокрема, на цьому основані перспективні засоби екологічного та біотехнологічного контролю – кондуктометричні біосенсори. Кондуктометричному методу притаманна висока чутливість при простоті реалізації. Однак існує проблема залежності результатів від неінформативних параметрів багатоелементної еквівалентної схеми імпедансу вимірювальної комірки, який визначає коефіцієнт перетворення прикладеної тестової напруги в інформативний вихідний струм [5].

Одним з неінформативних параметрів, що суттєво впливає на результати вимірювань, є зміни фонові питомої електропровідності досліджуваного розчину, обумовлені змінами його температури, концентрації та іншими факторами. Для зменшення цього впливу застосовують диференціальний сенсор, що складається з робочого перетворювача з активною мембраною і референсного з пасивною мембраною, за допомогою якого визначають фонову електропровідність розчину. Сенсор, що знаходиться у вимірювальній комірці, підключають у мостове вимірювальне коло, яке приводить в стан рівноваги. Після цього в комірку вносять досліджуваний аналіт, що викликає локальну зміну електропровідності в селективній мембрані та відповідний інформативний сигнал відгуку на виході моста. Якщо параметри еквівалентних схем перетворювачів диференційного сенсора неідентичні, до інформативного сигналу додається сигнал похибки, викликаний різницею коефіцієнтів перетворення зміни фонові електропровідності. В роботі [7] описано метод зниження вказаного впливу шляхом встановлення особливого, розрахункового стану квазірівноваги мостового вимірювального кола, за якого забезпечується взаємна компенсація змін струмів через перетворювачі сенсора у разі зміни фонові електропровідності в умовах неідентичності параметрів двоелементних еквівалентних схем перетворювачів. В роботі [8] запропоновано подальший розвиток цього методу, який задля визначення необхідного стану квазірівноваги враховує як параметри активного опору розчину, так і

© Борщов П.І., Мельник В.Г., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-1363-9252>; ** <https://orcid.org/0000-0002-4470-4339>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024

Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

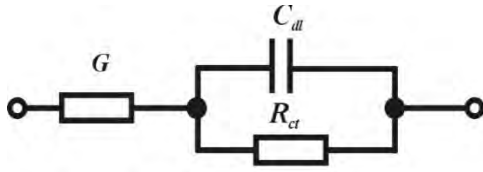


Рис. 1

параметри приелектродного шару, зокрема, опір переносу зарядів, вплив якого є особливо помітним за суттєвої різниці значень параметрів перетворювачів.

На рис. 1 представлено еквівалентну електричну схему перетворювача сенсора, де G – електропровідність розчину, C_{dl} – ємність подвійного приелектродного шару, R_{ct} – активний опір переносу зарядів у приелектродному шарі.

Для реалізації методу спочатку виконують вимірювання складових імпедансів перетворювачів сенсора на двох частотах – на робочій і допоміжній, після чого розраховують значення параметрів перетворювачів. Для сенсорів, що використовують на практиці [5–9], частоти обмежені приблизним діапазоном від 30 кГц до 100 кГц, оскільки, з однієї сторони, на більш низьких частотах відчувається небажаний вплив імпедансу Варбурга, з іншої сторони, на більших частотах зростають похибки вимірювання, обумовлені частотними залежностями коефіцієнтів передачі аналогових електронних елементів [9]. Доцільно основну частоту вибрати максимально близькою до верхньої границі вказаного діапазону, при цьому допоміжна частота вибирається біля нижньої його границі.

В роботі [8] запропоновано розрахувати параметри кожного з перетворювачів за виразами

$$C_{dl} \approx \frac{1}{|\text{Im}(\dot{Z})| \cdot \omega}, \quad (1)$$

$$R_{ct} \approx \frac{1}{[\text{Re}(\dot{Z}_1) - \text{Re}(\dot{Z})] \cdot C_{dl}^2 \cdot \omega_1^2}, \quad (2)$$

$$G \approx \frac{1}{\text{Re}(\dot{Z}) - \frac{R_{ct}}{1 + (\omega \cdot R_{ct} \cdot C_{dl})^2}}. \quad (3)$$

де ω , ω_1 – кругові робоча і допоміжна частоти; \dot{Z} , \dot{Z}_1 – комплексні імпеданси перетворювача на робочій і допоміжній частотах, $\omega > \omega_1$.

Далі перетворювачі сенсора включають у мостове вимірювальне коло, яке містить генератор фіксованої напруги, що прикладена до робочого перетворювача, і генератор, напруга якого може регулюватися за фазою й амплітудою (регульований генератор). Ця напруга прикладається до референсного перетворювача. Різниця струмів через перетворювачі підсилюється, перетворюється в цифровий код і використовується для врівноважування моста шляхом зміни амплітуди та фазового зсуву напруги регульованого генератора відносно напруги генератора фіксованої напруги як описано у [8]. Після досягнення стану рівноваги мостове вимірювальне коло переводиться у стан квазірівноваги задля забезпечення рівності векторів змін струмів через перетворювачі, обумовлених зміною питомої електропровідності розчину. Задля досягнення такого стану необхідно, по-перше, змінити фазу напруги на референсному перетворювачі на величину, що дорівнює різниці фазових кутів імпедансів робочого і референсного перетворювачів. По-друге, потрібно відповідно змінити амплітуду напруги на референсному перетворювачі. Якщо напруга генератора регулюється за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП), то код керування ЦАП для стану квазірівноваги визначається так

$$N_{D2} = N_{D1}^2 \frac{G_R}{G_A}, \quad (4)$$

де N_{D1} , N_{D2} – коди керування ЦАП для станів рівноваги і квазірівноваги; індекси «R» і «A» відповідають референсному і робочому перетворювачам.

Аналіз виразів (1) і (2) показує, що вони дають можливість отримати достатньо точні результати лише тоді, коли значення частот ω і ω_1 значно різняться. Але у випадку, коли значення частот є близькими, розрахунки за вказаними виразами мають досить великі похибки, що не дає змоги точно розрахувати код керування ЦАП за виразом (4), і відповідно, коефіцієнт придушення впливу змін фонові електропровідності розчину виявляється недостатньо високим.

Метою даної роботи є вдосконалення методу визначення параметрів кондуктометричних перетворювачів, описаного в [8], яке додатково підвищить ступень придушення впливу змін фонові електропровідності розчину.

Вирішення цієї задачі базується на наступному.

Точні вирази для визначення комплексного імпедансу перетворювача на частотах ω і ω_1

$$\dot{Z} = \frac{1}{G} + \frac{1}{j\omega C_{dl} + R_{ct}^{-1}}, \quad (5)$$

$$\dot{Z}_1 = \frac{1}{G} + \frac{1}{j\omega_1 C_{dl} + R_{ct}^{-1}}. \quad (6)$$

Після перетворень вираз (5) має вигляд

$$\dot{Z} = \frac{1}{G} + \frac{1}{\omega C_{dl}} \cdot \frac{A - j}{1 + A^2}, \quad (7)$$

де $A = (R_{ct}\omega C_{dl})^{-1}$.

Абсолютне значення уявної частини імпедансу

$$|\text{Im}(\dot{Z})| = \frac{1}{\omega C_{dl}} \cdot \frac{1}{1 + A^2}. \quad (8)$$

Уточнене значення ємності

$$C_{dl} = \frac{1}{|\text{Im}(\dot{Z})| \omega (1 + A^2)}. \quad (9)$$

Дійсні частини імпедансу для двох частот

$$\text{Re}(\dot{Z}) = \frac{1}{G} + \frac{R_{ct}}{(\omega C_{dl} R_{ct})^2 + 1}, \quad (10)$$

$$\text{Re}(\dot{Z}_1) = \frac{1}{G} + \frac{R_{ct}}{(\omega_1 C_{dl} R_{ct})^2 + 1}. \quad (11)$$

Різниця дійсних частин

$$\text{Re}(\dot{Z}_1) - \text{Re}(\dot{Z}) = R_{ct} \left(\frac{(\omega C_{dl} R_{ct})^2 - (\omega_1 C_{dl} R_{ct})^2}{((\omega C_{dl} R_{ct})^2 + 1)((\omega_1 C_{dl} R_{ct})^2 + 1)} \right). \quad (12)$$

Виразимо більшу частоту через меншу: $\omega = K_\omega \omega_1$.

За умови, що на робочій частоті $\omega C_{dl} R_{ct} \gg 1$, маємо

$$\text{Re}(\dot{Z}_1) - \text{Re}(\dot{Z}) \approx \frac{1}{R_{ct} (\omega_1 C_{dl})^2} \cdot \frac{K_\omega^2 - 1}{K_\omega^2} \cdot \frac{1}{1 + (\omega_1 C_{dl} R_{ct})^{-2}}. \quad (13)$$

Звідки знаходимо уточнене значення опору переносу заряду

$$R_{ct} \approx \frac{1}{(\text{Re}(\dot{Z}_1) - \text{Re}(\dot{Z})) (\omega_1 C_{dl})^2} \cdot \frac{K_\omega^2 - 1}{K_\omega^2} \cdot \frac{1}{1 + (\omega_1 C_{dl} R_{ct})^{-2}}. \quad (14)$$

Якщо порівняти вирази (1) і (9), то видно, що для більш точного розрахунку значення ємності, отримане з (1), потрібно поділити на коригуючий коефіцієнт $(1 + A^2)$, який в свою чергу залежить як від ємності, так і від опору переносу заряду.

З порівняння виразів (2) і (14) видно, що для уточненого розрахунку опору переносу заряду значення, отримане з (2), необхідно помножити на два коефіцієнти, один з яких залежить від співвідношення частот, а другий – від ємності та самого опору переносу заряду.

Звичайно, можна знайти рішення рівняння (9) відносно ємності і рівняння (14) відносно опору переносу заряду. Але такі рішення є громіздкими і незручними для практичного застосування в мікропроцесорних приладах. Більш доцільно буде застосувати ітераційний метод розрахунку вказаних параметрів. Для цього на першому кроці можна визначити приблизне значення ємності за виразом (1), який отримано з виразу (9) за умови, що $R_{ct} = \infty$, а також опору переносу заряду за виразом (14) за такої ж умови, при цьому третій множник дорівнює 1. На наступних кроках можна уточнювати значення цих параметрів, підставляючи у (9) і (14) значення, отримані на попередніх кроках.

Розроблений метод складається з таких операцій:

1. Вимірюють дійсні та уявні складові імпедансів перетворювачів на частотах ω і ω_1 .
2. Збирають і врівноважують мостове вимірювальне коло шляхом встановлення відповідних параметрів регульованого генератора: фазового зсуву $\Delta\phi$ і коду керування ЦАП N_{D1} .

3. Обчислюють перші наближені значення: ємностей подвійного приелектродного шару робочого і референсного перетворювачів за виразом (1), опорів переносу заряду за виразом (14) за умов $R_{ctA}=\infty$, $R_{ctR}=\infty$, електропровідності розчину за виразом (3).
4. Розраховують перше наближене значення коду N_{D2} для стану квазірівноваги за виразом (4).
5. Обчислюють другі (уточнені) значення параметрів за п. 3 з використанням перших наближених значень цих параметрів, отриманих раніше.
6. Розраховують друге (уточнене) значення коду N_{D2} . Обчислюють різницю першого і другого значень цього коду. Якщо різниця не перевищує встановлений поріг у кілька одиниць (визначається експериментально для даного типу сенсорів), обчислення припиняють. Якщо ні – повторюють виконання пунктів 5 і 6 до досягнення встановленого порога.
7. Встановлюють параметри регульованого генератора: $\Delta\phi_1 = 2\Delta\phi$, останнє обчислене значення N_{D2} , тобто міст переводиться в стан квазірівноваги, в якому досягається максимальне зменшення впливу змін фонові електропровідності розчину сенсора.

Необхідно мати на увазі, що знаменник виразу (14) містить різницю дійсних частин імпедансу, виміряних на двох частотах. Якщо параметр R_{ct} досить великий, різниця дійсних частин може наближуватись до нуля, що зробить розрахунки неможливими. Тому перед обчисленням виразу (14) необхідно перевірити чи не є різниця дійсних частин імпедансу нульовою. Якщо це так, то припускають, що $R_{ct} = \infty$, і обчислення електропровідності розчину проводять без врахування цього параметру, тобто

$$G \frac{1}{\operatorname{Re}(Z)}. \quad (15)$$

В цьому випадку немає необхідності у виконанні інших кроків ітерації, крім першого. Таким чином після виконання п. 4 переходять відразу до п. 7.

Для оцінки ефективності розробленого методу було створено математичну модель процесу врівноважування мостового вимірювального кола, в яке включено перетворювачі диференційного сенсора. Вхідні дані моделі: значення параметрів перетворювачів сенсора (G_A , C_{dlA} , R_{ctA} , G_R , C_{dlR} , R_{ctR}). Обчислюють різницю фаз струмів через перетворювачі сенсора і встановлюють відповідну фазу напруги регульованого генератора (з урахуванням дискретності регулятора фази). Обчислюють різниці струмів через перетворювачі сенсора за різних значеннях коду ЦАП регульованого генератора, будують графік залежності різниці струмів від коду ЦАП. Знаходять на графіку значення коду ЦАП N_{D1} , що відповідає мінімальній різниці струмів, тобто рівновазі вимірювального кола.

На наступному кроці змінюють значення електропровідності робочого перетворювача сенсора на величину, що відповідає зміні фонові електропровідності розчину, і запам'ятовують приріст струму нерівноваги моста, що характеризує вплив даного фактору на результат вимірювання.

Після цього одночасно змінюють на однаковий коефіцієнт значення електропровідностей обох перетворювачів для імітації зміни фонові електропровідності розчину. Обчислюють прирости сигналу нерівноваги вимірювального кола за різних значень коду ЦАП регульованого генератора та за результатами обчислень будують графік залежності цього приросту від коду ЦАП. Знаходять на графіку значення коду ЦАП N_{D2min} , що відповідає мінімальному приросту сигналу нерівноваги моста, тобто таке значення, що визначає стан квазірівноваги вимірювального кола.

Проводять обчислення за пп. 1-7 вказаної вище послідовності операцій і визначають значення коефіцієнту придушення впливу змін фонові електропровідності для знайдених на кожному кроці ітерації значень коду ЦАП N_{D2} .

Наводимо приклади обчислень значень коду ЦАП для різних наборів параметрів сенсора. Частоти, на яких проводяться вимірювання: основна частота 62,5 кГц, допоміжна – 31,25 кГц. Коефіцієнт змін електропровідності перетворювачів, обумовлений зміною фонові електропровідності розчину, прийнято рівним 0,01. Значення коду керування 12-розрядного ЦАП регульованого генератора, що відповідає рівню напруги нерегульованого генератора, прийнято 3072.

Перший набір: $G_A=0,833$ mSm, $C_{dlA}=6,72$ nF, $R_{ctA}=7500$ Ω , $G_R=1,2$ mSm, $C_{dlR}=4,48$ nF, $R_{ctR}=3000$ Ω . Такі значення ілюструють випадок досить суттєвої різниці параметрів перетворювачів сенсора – майже на 50% відрізняються значення електропровідностей розчину й ємності приелектродних шарів і більше ніж у 2 рази – опори переносу заряду. Така велика різниця параметрів не є притаманною більшості біосенсорів, але такий випадок є імовірним, його можна розглядати як оцінку «найгіршого випадку». Якщо метод працює для такого випадку, він буде працювати для основної кількості

біосенсорів. Другий набір: $G_A=1,0$ mSm, $C_{dIA}=5,0$ nF, $R_{ctA}=9000$ Ω , $G_R=1,1$ mSm, $C_{dlR}=5,1$ nF, $R_{ctR}=4000$ Ω . Третій набір: $G_A=1,613$ mSm, $C_{dIA}=3,82$ nF, $R_{ctA}=4000$ Ω , $G_R=1,6$ mSm, $C_{dlR}=4,8$ nF, $R_{ctR}=10000$ Ω . На рис. 2 показано графік залежності коефіцієнту послаблення впливу змін фонові електропровідності розчину від коду ЦАП в стані квазірівноваги моста для першого набору параметрів. Значення N_{D2ext} , що відповідає мінімальному приросту сигналу нерівноваги моста,

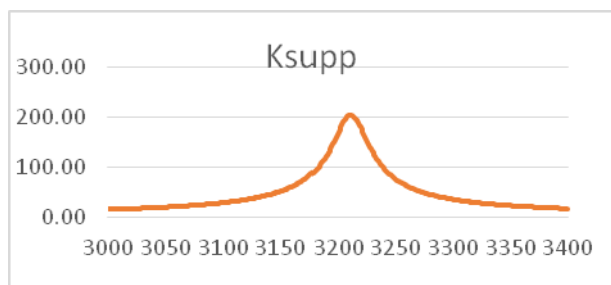


Рис. 2

становить 3210. При цьому коефіцієнт придушення дорівнює 204. Коефіцієнт придушення R_{supp} розрахований як відношення зміни струму нерівноваги моста за зміни електропровідності лише у робочому перетворювачі до зміни струму нерівноваги, обумовленого зміною електропровідностей в обох перетворювачах.

Результати розрахунків кодів ЦАП та отримані значення коефіцієнтів придушення впливу змін фонові електропровідності розчину K_{supp} на різних кроках ітерації для вказаних вище наборів

параметрів приведено в рядках 1-3 таблиці. У стовпчиках 2 і 3 для порівняння наведено результати розрахунків згідно методу, описаного в роботі [8].

№	Метод згідно [8]		Крок 1		Крок 2		Крок 3		Крок 4	
	N_{D2}	K_{supp}	N_{D2}	K_{supp}	N_{D2}	K_{supp}	N_{D2}	K_{supp}	N_{D2}	K_{supp}
1	3080	24	3145	48	3181	96	3186	110	3186	110
2	3141	77	3163	130	3173	149	3173	149	-	-
3	2472	40	2444	74	2426	148	2424	164	2424	164

З даних таблиці видно, що для наборів даних 1 і 3 знадобилось 4 кроки ітерації, при цьому значення коду ЦАП, отримане на третьому і четвертому кроках, співпадають. Для другого набору даних виявилось достатнім виконати три кроки. Поріг зміни розрахованого значення коду ЦАП доцільно встановити на рівні ± 1 . У всіх трьох випадках після завершення ітераційного процесу коефіцієнт придушення впливу змін фонові електропровідності розчину становить більше 100, що є достатнім для практичних задач вимірювань. У порівнянні з методом, описаним в роботі [4], запропонований метод забезпечує підвищення коефіцієнту придушення впливу змін фонові електропровідності розчину у 1,5 – 4 рази.

Висновки. Застосування відомого способу налаштування мостового вимірювального кола в стан квазірівноваги, описаного в роботі [8], не забезпечує достатнього рівня придушення впливу змін фонові електропровідності розчину у разі суттєвих різниць параметрів робочого та референсного перетворювачів сенсора. Розроблено новий ітераційний спосіб налаштування мостового вимірювального кола в стан квазірівноваги. Оскільки вираз для визначення кожного параметра включає значення інших параметрів, то розрахунки на кожному наступному кроці виконуються з використанням значень, отриманих на попередньому кроці. Критерієм завершення процесу є мінімальна зміна розрахованого значення керуючого коду ЦАП регульованого генератора. Результати математичного моделювання показали можливість зниження впливу змін фонові електропровідності розчину у 1,5-4 рази порівняно з відомим способом. Розроблений спосіб може бути використаний для покращення метрологічних характеристик пристроїв задля визначення характеристик технологічних речовин і робочих середовищ в промисловості, а також для екологічних і медико-біологічних досліджень з застосуванням кондуктометричних біосенсорів.

Роботу виконано за рахунок бюджетної теми "Розширення функціональних можливостей та підвищення метрологічних характеристик засобів вимірювання в системах моніторингу і діагностування в електроенергетиці" (шифр – "ПАРАМЕТР-Д"), КПКВК 6541030.

1. Grossi M., Riccò B. Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review. *J. Sens. Sens. Syst.* 2017. Vol. 6. Issue 2. Pp. 303–325. DOI: <https://doi.org/10.5194/jsss-6-303-2017>.
2. Kolahchi N., Braiek M., Ebrahimipoura G., Ranaei-Siadat S.O., Jaffrezic-Renault F.L.N. Direct detection of phenol using a new bacterial strain-based conductometric biosensor. *Journal of Environmental Chemical Engineering.* 2018. Vol. 6. Issue 1. Pp. 478–484. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jece.2017.12.023>.
3. Dzyadevych S.V., Arkhypova V.N., Korpan Y.I., Elskaya A.V., Soldatkin A.P., Jaffrezic-Renault N., Martelet C. Conductometric formaldehyde sensitive biosensor with specifically adapted analytical characteristics.

Biopolymers and cell. 2005. Vol. 21 (2). Pp. 91–106.

- Marrakchi M., Dzyadevych S.V., Lagarde F., Martelet C., Jaffrezic-Renault N.E. Conductometric biosensor based on glucose oxidase and beta-galactosidase for specific lactose determination in milk. *Materials Science and Engineering*. 2008. Vol. 28. Issue 5-6. Pp. 872–875. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.msec.2007.10.046>.
- Дзядевич С.В., Солдаткін О.П. Наукові та технологічні засади створення мініатюрних електрохімічних біосенсорів. К.: Наукова думка, 2006. 256 с.
- Jaffrezic-Renault N., Dzyadevych S.V. Conductometric Microbiosensors for Environmental Monitoring. *Sensors (Basel)*. 2008. Vol. 8 (4). Pp. 2569–2588. DOI: <https://doi.org/10.3390/s8042569>.
- Melnyk V.G., Borshchov P.I., Vasylenko O.D., Brahynets I.O. Optimization of balancing in a bridge measuring circuit with a differential conductometric sensor. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 4. С. 78–88. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.078>.
- Мельник В.Г., Борщов П.І., Василенко О.Д., Ламеко О.Л., Дзядевич С.В. Зменшення впливу опорів переносу заряду у біосенсорних кондуктометричних вимірювальних перетворювачах. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 2. С. 74–82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.02.074>
- Мельник В.Г., Борщов П.І., Василенко О.Д., Ламеко О.Л., Дзядевич С.В. Визначення параметрів фарадівського імпедансу для підвищення точності в кондуктометрії і отримання додаткових даних. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2022. Т. 19. № 3. С. 38–52.

THE ITERATIVE METHOD OF DETERMINING THE TRANSDUCER PARAMETERS OF THE DIFFERENTIAL CONDUCTOMETRIC SENSOR'S

P.I. Borshchov, V.G. Melnyk

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: pavbor2010@gmail.com.

The proposed method is a development of the well-known one, based on the determination of the sensor's transducers impedance parameters according to the three-element equivalent circuit at two frequencies. The increase in accuracy is achieved due to the step-by-step refinement of parameter values using the values obtained in the previous step using simplified mathematical expressions. Mathematical expressions for calculating the specified parameters are presented. Comparative results of calculations based on known and proposed methods using a computer model are presented, which showed the possibility of significantly reducing the influence of changes in the background electrical conductivity of the solution compared to the known method. References 9, figures 2, tables 1.

Keywords: differential conductometric sensor, double layer capacity, charge transfer resistance, bridge measuring circuit, quasi-equilibrium, iterative calculation method.

- Grossi M., Riccò B. Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review. *J. Sens. Sens. Syst*. 2017. Vol. 6. Issue 2. Pp. 303–325. DOI: <https://doi.org/10.5194/jsss-6-303-2017>.
- Kolahchi N., Braiek M., Ebrahimipoura G., Ranaei-Siadate S.O., Jaffrezic-Renault F.L.N. Direct detection of phenol using a new bacterial strain-based conductometric biosensor. *Journal of Environmental Chemical Engineering*. 2018. Vol. 6. Issue 1. Pp. 478–484. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jece.2017.12.023>.
- Dzyadevych S.V., Arkhypova V.N., Korpan Y.I., Elskaya A.V., Soldatkin A.P., Jaffrezic-Renault N., Martelet C. Conductometric formaldehyde sensitive biosensor with specifically adapted analytical characteristics. *Biopolymers and cell*. 2005. Vol. 21 (2). Pp. 91–106.
- Marrakchi M., Dzyadevych S.V., Lagarde F., Martelet C., Jaffrezic-Renault N.E. Conductometric biosensor based on glucose oxidase and beta-galactosidase for specific lactose determination in milk. *Materials Science and Engineering*. 2008. Vol. 28. Issue 5-6. Pp. 872–875. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.msec.2007.10.046>.
- Dzyadevych S.V., Soldatkin O.P. Scientific and technological principles of creating miniature electrochemical biosensors. Kyiv: Naukova dumka, 2006. 256 p. (Ukr)
- Jaffrezic-Renault N., Dzyadevych S.V. Conductometric Microbiosensors for Environmental Monitoring. *Sensors (Basel)*. 2008. Vol. 8(4). Pp.2569–2588. DOI: <https://doi.org/10.3390/s8042569>.
- Melnyk V.G., Borshchov P.I., Vasylenko O.D., Brahynets I.O. Optimization of balancing in a bridge measuring circuit with a differential conductometric sensor. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 4. Pp. 78–88. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.078>.
- Melnyk V.G., Borshchov P.I., Vasylenko O.D., Lameko O.L., Dzyadevych S.V. Reducing the influence of charge transfer resistances in biosensor conductometric measuring transducers. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2023. No 2. Pp. 74–82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.02.074> (Ukr).
- Melnyk V.G., Borshchov P.I., Vasylenko O.D., Lameko O.L., Dzyadevych S.V. Determination of Faraday impedance parameters to increase accuracy in conductometry and obtain additional data. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2022. Vol. 19. No 3. Pp. 38–52. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2022.3.265297>.

Надійшла 14.03.2024

Остаточний варіант 07.05.2024

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ У РАЗІ ВИКОРИСТАННЯ ФІКСОВАНОЇ ЧАСТОТИ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ СИГНАЛІВ

О.Л. Карасінський*, канд. техн. наук, Ю.Ф. Тесик**, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна. E-mail: pribor@ied.org.ua.

Виконано дослідження можливостей вимірювання діючих значень струмів та напруг, кутів зсуву фази та інших параметрів електричних мереж, які використовують ці дані, під час дискретизації з частотою не кратною частоті мережі. В запропонованих алгоритмах використовується проміжна лінійна апроксимація для розрахунку миттєвих значень інтерпольованих сигналів у рівновіддалених моментах часу на періоді основної частоти мережі. Розглянуто випадки, коли така дискретизація виконується на одному приладі за послідовного або одночасного кодування вхідних сигналів та варіант, коли у кожному вимірювальному каналі частоти дискретизації не збігаються. Проведено дослідження використання цих методів з застосуванням розробленої комп'ютерної моделі та макету розподіленої вимірювальної системи. Бібл. 32, рис. 19.

Ключові слова: прилади, електричні мережі, аналого-цифрове перетворення, дискретизація, лінійна апроксимація та інтерполяція.

Вступ. В сучасних вимірювальних приладах для вимірювання параметрів електричних сигналів широко використовується дискретизація цих сигналів і подальша цифрова обробка з метою одержання необхідного параметру або параметрів. Зокрема для електричних мереж це вимірювання показників якості електроенергії (ПЯЕ) [1–3], спектр гармонік [4], активної та реактивної потужностей в лічильниках електроенергії (ЛЕЕ) [5] та інші. По відношенню до вибору частоти дискретизації вхідних сигналів існують два основних типи цифрових приладів – з частотою дискретизації, яка кратна частоті мережі (для цього застосовуються помножувачі частоти (ПЧ)) [6, 7], та прилади з фіксованою частотою дискретизації, в основному для вимірювання діючих значень напруг та струмів та/або активної потужності та енергії [8–12]. Перший тип приладів з частотою дискретизації, яка підлаштовується до основної частоти мережі, підходить для вимірювання тих параметрів, які суттєво залежать від кутів зсуву фази (КЗФ) між сигналами (це ПЯЕ, активна та реактивна потужність), та вимірювання значень окремих гармонік з частотою, кратною частоті мережі. Другий тип приладів з фіксованою частотою дискретизації майже неможливо використовувати для вимірювання параметрів, які залежать від КЗФ, а у разі вимірювання окремих гармонік виникає ефект «розтікання» спектру [13]. В деяких випадках існує необхідність суміщення обох типів дискретизації. Наприклад, в приладах вимірювання ПЯЕ треба вимірювати симетричні складові напруги. Для цього потрібна частота дискретизації кратна частоті мережі [14], а для вимірювання гармонійного спектра за допомогою швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) – фіксована частота дискретизації [4]. Останнім часом за кордоном з'явився новий тип приладів, так звані «цифрові трансформатори». В таких приладах разом з вимірювальним трансформатором напруги чи струму монтується вимірювальний перетворювач (ВП), який з певною частотою дискретизації передає миттєві значення сигналів в концентратор (обчислювальний пристрій), за допомогою якого можна обчислити деякі параметри сигналу [15–18]. Усе це показує актуальність розробки спеціального алгоритму, за допомогою якого можливо із сукупності миттєвих значень сигналів, отриманих від окремих ВП з фіксованою частотою дискретизації, визначити параметри, які залежать від КЗФ. На жаль, подробиці реалізації цих вимірювальних засобів практично відсутні.

Метою роботи є розробка та дослідження алгоритмів, які на підставі сукупності миттєвих значень сигналів дають можливість обчислити основні параметри електричної мережі: частота основної гармоніки, діючі величини та КЗФ гармонік напруг та струмів, за якими надалі можливо обчислити інші параметри.

© Карасінський О.Л., Тесик Ю.Ф., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-5323-8106> ; ** <https://orcid.org/0000-0001-6567-1436>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

Основні матеріали дослідження. На рис. 1–3 наведено узагальнені структурні схеми ВП, до складу яких входить комутатор (Км), один або декілька аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) та мікроконтролер (МК) або якийсь інший обчислювальний пристрій. На цих рисунках не показано вхідні кола, за які можуть використовуватися дільники напруги та/або перетворювачі струму в напругу. За одночасного (рис. 1) або послідовного (рис. 2) кодування вхідних сигналів застосовується одна і та ж сама частота дискретизації F_d . Відмінність між ними полягає в наступному: в першому випадку (рис. 1) використовується декілька або один багатоканальний АЦП [19], m – кількість каналів; у другому – Км, через який вхідні сигнали $u_1 \dots u_m$ послідовно потрапляють на вхід АЦП. Ці схеми орієнтовані на застосування в одному пристрої, який сам виробляє моменти дискретизації вхідних сигналів з частотою F_d . Схема на рис. 3 відповідає розподіленій вимірювальній системі. В цьому випадку кожний із АЦП₁...АЦП_m (зовнішній ВП) має свою частоту дискретизації $F_{d1} \dots F_{dm}$, а данні передаються в МК через канали зв'язку. Авторами запропоновано три алгоритми, які відповідають структурам ВП, представленим на рис. 1–3.

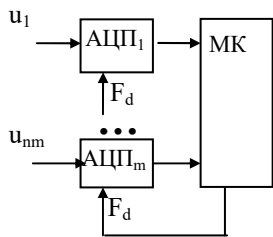


Рис. 1

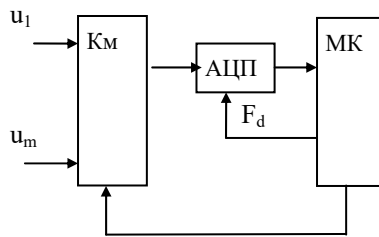


Рис. 2

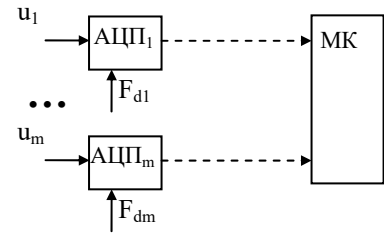


Рис. 3

Основою запропонованих авторами алгоритмів являється те, що кожний відлік миттєвих значень вхідних сигналів супроводжується кодом моменту часу, якому відповідає цей відлік. В МК по цих даних виконується лінійна апроксимація вхідних сигналів, визначаються моменти перетину нульового рівня в зростаючому напрямку одного із сигналів або деякої суми сигналів, по яким визначається період T_x основної (першої) гармоніки сигналу та розраховуються моменти часу, для яких виконується інтерполяція в точках

$$t_n = T_1 + n \cdot T_x / N, \quad (1)$$

де T_1 – останній момент переходу через нуль; N – кількість відліків на періоді T_x ; n – номер відліку. Моменти t_n розраховуються в блоці синхронізації з емулятором помножувача частоти (ЕПЧ), який буде описаний нижче. Отримані таким чином відліки сигналів використовуються для розрахунку параметрів електричної мережі, наприклад, так, як це запропоновано в [14].

На рис. 4 представлено розроблений авторами алгоритм, за яким функціонує ВП (рис. 1) з одночасним кодуванням вхідних сигналів.

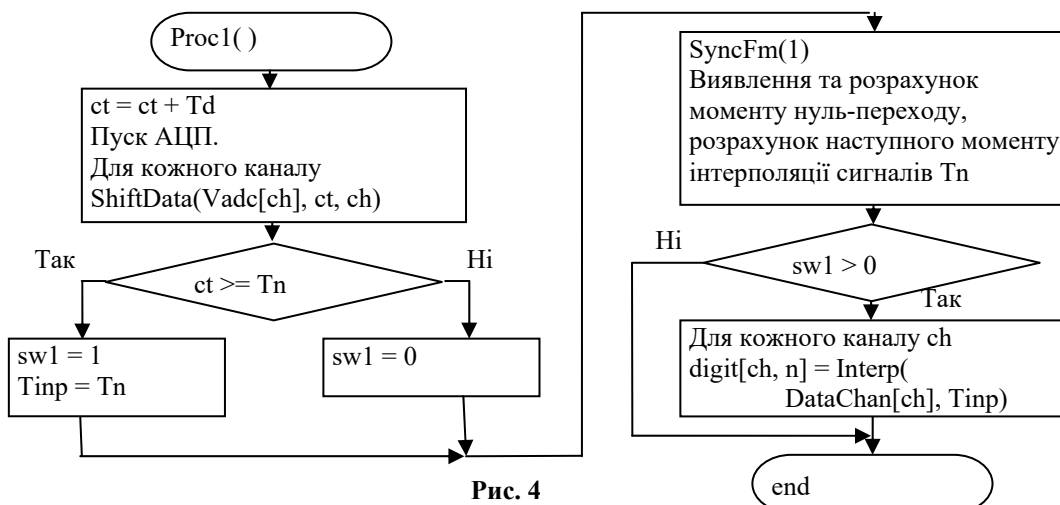


Рис. 4

Процес дискретизації вхідних сигналів виконується в обробнику переривання $Proc1()$, який генерується таймером МК із періодом $T_d = 1/F_d$. Одночасно запускаються усі АЦП або один багатоканальний АЦП. При цьому також фіксується нове значення поточного часу $ct = CurrentTime$

як сума його попереднього значення та Td . Це відповідає моменту часу, в який було отримано поточні вибірки. Після закінчення процесу кодування вхідних сигналів в АЦП ці дані в процедурі $ShiftData(v, t, ch)$ модифікують масив структур $DataCh[Nch]$, де для кожного каналу ch зберігаються попередні $(v1, t1)$ та поточні $(v2, t2)$ відліки вхідних сигналів $v1, v2$ та відповідні їм відліки часу $t1, t2$. В процедурі $ShiftData()$ дані для кожного каналу ch зсуваються відповідно з наступними формулами:

$$\begin{aligned} DataCh[ch].v1 &= DataCh[ch].v2; & DataCh[ch].v2 &= v; \\ DataCh[ch].t1 &= DataCh[ch].t2; & DataCh[ch].t2 &= t. \end{aligned} \quad (2)$$

Таким чином у структурі $DataCh[ch]$ завжди присутні попередні та поточні дані каналу ch .

Далі перевіряється, чи перевищив параметр ct очікуваний момент часу Tn , для якого будуть розраховуватися інтерпольовані відліки сигналів. Якщо так, то змінна-перемикач $sw1$ приймає значення 1, у протилежному випадку – 0. В наступному блоці реалізується процедура $SyncFm(1)$ (у даному випадку з параметром $sw2 = 1$), в якій виконується синхронізація на підставі даних в масиві структур $DataCh[]$ – виявляється та розраховується момент нуль-перетину $tc = TimeCrossing$ та розрахунок наступного моменту інтерполяції сигналів tn .

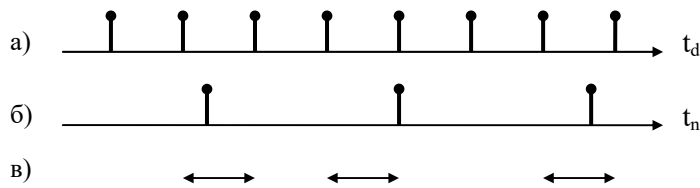


Рис. 5

структури $DataCh[ch]$

$$v = v_1 + \frac{v_2 - v_1}{t_2 - t_1} \cdot (Tinp - t_1). \quad (3)$$

Отримане значення v заноситься в масив вибірок $digit[Nch, N]$: $digit[ch, n] = v$, де n – номер вибірки сигналу в каналі ch .

На рис. 5 показано розташування вибірок, які отримано в АЦП в моменти часу t_d (рис. 5, а), інтерпольованих вибірок в моменти часу t_n (рис. 5, б) та інтервали лінійної апроксимації, в яких розраховуються інтерпольовані вибірки (рис. 5, в).

Блок синхронізації реалізовано у процедурі $SyncFm(sw2)$, блок-схему якої наведено на рис. 6. На рис. 7 та рис. 8 наведено відповідно блок-схеми процедур $EmulIrqTx(tc)$ та $EmulIrqFm()$, які викликаються із $SyncFm()$, і за допомогою яких емулюється помножувач частот.

Високий рівень вищих гармонік може спричинити помилкові відліки нуль-переходів. Щоб запобігти цьому та усунути можливу похибку під час визначення періоду основної гармоніки сигналів, використовується цифровий фільтр низьких частот (ЦФНЧ) другого порядку з частотою зрізу 50 Гц. До цього ЦФНЧ висувається єдина вимога – забезпечити придушення вищих гармонік. Як вхідний сигнал ЦФНЧ можна використати один або деяку суму сигналів, значення яких можна брати із структур $DataCh[ch].v2$. Для трифазної мережі доцільно використовувати суму $Us = Ua + Uc - Ub$, тому що в переважній більшості випадків амплітуда такого сигналу приблизно в два рази більша амплітуди кожного із сигналів, які утворюють Us . Це забезпечує стабільну синхронізацію. Параметр $sw2$ використовується для модифікації

Далі, якщо було встановлено $sw1 > 0$, тобто поточний час tc перевищив очікуваний момент часу $Tinp = Tn$, для якого потрібно обчислити інтерпольовані значення сигналів, то для кожного каналу ch в процедурі $Interp(datach, Tinp)$ проводиться обчислення такого значення за формулою (використовуються елементи

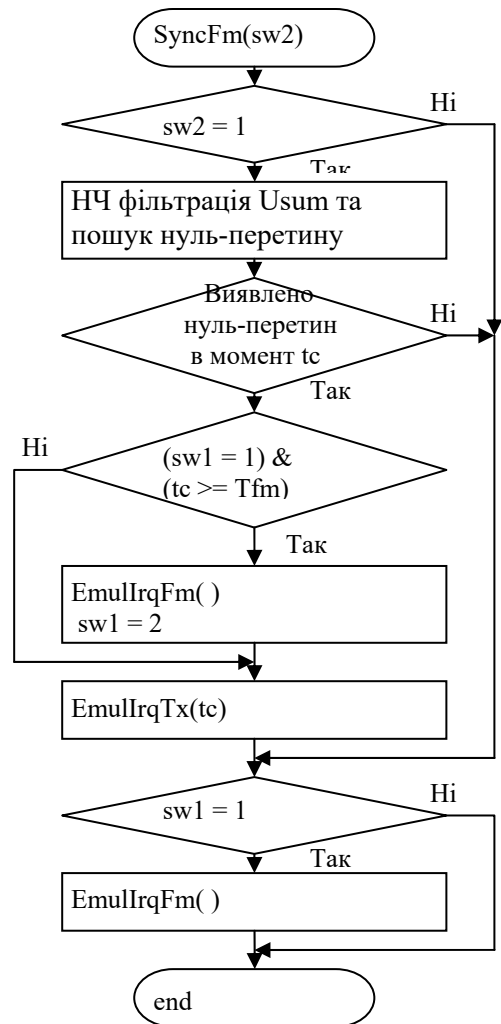


Рис. 6

процедури. Коли $sw2 = 1$, то реалізується цикл цифрової фільтрації та робиться спроба виявити нуль-

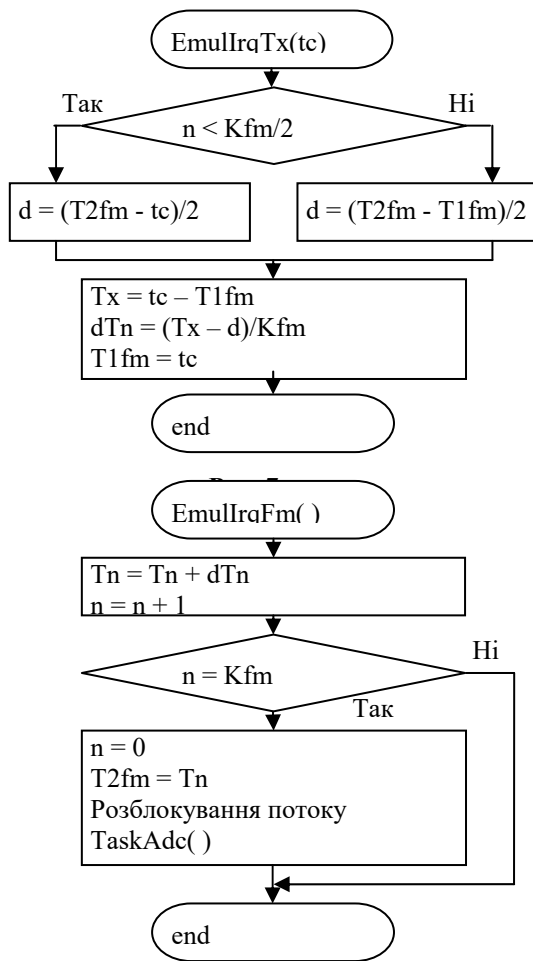


Рис. 8

Алгоритм функціонування ЕПЧ пояснюється блок-схемами $EmullrqTx(tc)$ на рис. 7 та $EmullrqFm()$ на рис. 8. Слід відзначити, що цей алгоритм тотожний програмно-апаратній реалізації помножувача частоти [21]. Алгоритм використовує наступні змінні: Kfm – коефіцієнт множення частоти, рівний кількості інтерпольованих вибірок для кожного сигналу на періоді основної гармоніки; n – лічильник циклів $EmullrqFm()$; Tn – момент часу чергової інтерполяції сигналів; dTn – період вихідних сигналів ЕПЧ; $T1fm$ – попереднє значення tc ; $T2fm$ – очікуваний момент часу останнього циклу ЕПЧ; Tx – виміряний за допомогою ЕПЧ період основної гармоніки сигналів.

Процедура $EmullrqTx(tc)$ (рис. 7) виконується тільки в тому випадку, коли в черговому циклі виконання $Proc1()$ було виявлено нуль-перетин в момент часу tc . Внаслідок можливих коливань частоти та/або фази сигналів момент часу tc може трохи відставати або випереджати момент $T2fm$, який відповідає моменту останнього циклу ПЧ на періоді сигналів. Якщо поточний номер циклу ЕПЧ $n < Kfm/2$, то це свідчить, що момент tc наступив раніше $T2fm$ і тому похибка ЕПЧ

$$d = (T2fm - tc) / 2. \quad (5)$$

Якщо $n \geq Kfm/2$, то нове значення $T2fm$ ще не отримано, і для обчислення похибки ЕПЧ ми використовуємо попередні значення $T1fm$ та $T2fm$

$$d = (T2fm - T1fm) / 2. \quad (6)$$

Далі визначаються період основної гармоніки сигналів

$$Tx = tc - T1fm, \quad (7)$$

та нове значення періоду вихідних сигналів ЕПЧ з урахуванням похибки d

$$dTn = (Tx - d / 2) / Kfm. \quad (8)$$

На останок фіксується нове значення $T1fm = tc$.

цикл цифрової фільтрації та робиться спроба виявити нуль-перехід, а якщо $sw2 = 0$, то виконується тільки останній блок. Вихідні відліки ЦФНЧ також зберігаються у структурі $DataDF$, аналогічній $DataCh$. Для кожного нового відліку здійснюється перевірка умов того, що відбувся нуль-перетин: вибірки $v1$ та $v2$ мають різні знаки та $v1 < v2$. Якщо ці умови виконано, то виконується розрахунок моменту нуль-перетину $tc = TimeCrossing$ за формулою (використовуються елементи структури $DataDF$ для ЦФНЧ, яка аналогічна наведеній вище структурі $DataCh$)

$$t_c = \frac{t_1 \cdot v_2 - t_2 \cdot v_1}{v_2 - v_1}. \quad (4)$$

Ця формула відповідає формулі аналітичної геометрії для розрахунку точки перетину осі абсцис лінійною функцією, яка задана координатами двох точок [20]. Аналогічний метод виявлення нуль-переходів застосовано також в [7, 12].

Якщо був виявлений нуль-перетин, то необхідно синхронізувати ЕПЧ. Тут можливі декілька варіантів. Якщо tc більше Tn , тобто Tn відбувається раніше tc , то спочатку виконується черговий цикл ЕПЧ $EmullrqFm()$. При цьому змінна $sw1=2$ – відзнака того, що цей цикл виконано. Далі виконується $EmullrqTx(tc)$ – синхронізація ЕПЧ з основною частотою сигналів. Якщо було виконано умову $ct \geq Tfm$, за якої встановлено $sw1=1$, то виконується $EmullrqFm()$.

Якщо нуль-перетин не був виявленим, то за умови $sw1=1$ виконується тільки $EmullrqFm()$, а якщо $sw1 = 0$, то всі гілки виконання $EmullrqFm()$ та $EmullrqTx()$ оминаються.

Розрахований за формулою (8) період вихідних сигналів ЕПЧ dTn застосовується в процедурі $EmulIrqFm()$ (рис. 8). В кожному циклі цієї процедури змінні Tn та n збільшуються відповідно на величини dTn та 1. В останньому на періоді Tx циклі, коли n досягає значення Kfm , виконується перехід до наступного періоду Tx , при цьому $n = 0$, $T2fm = Tn$ – останнє значення на закінченому періоді, яке в $EmulIrqTx()$ порівнюється з tc , також розблоковується потік (*thread*) $TaskAdc()$ основної програми (рис. 9).

Кожний цикл в $TaskAdc()$ починається з очікування події (*event*) розблокування потоку. Якщо певний час не було цієї події, то процедура $WaitEvent()$ повертає код таймауту EV_TMO , після чого вихідні параметри ВП скидаються в нульові значення. Якщо все нормально, то виконується процедура $CountParams()$, в якій по вибіркам з масиву $digit[]$ розраховуються параметри сигналів електричної мережі, наприклад, за формулами, наведеними в [14].

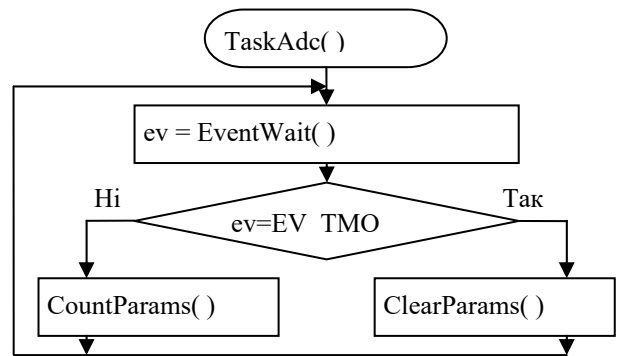


Рис. 9

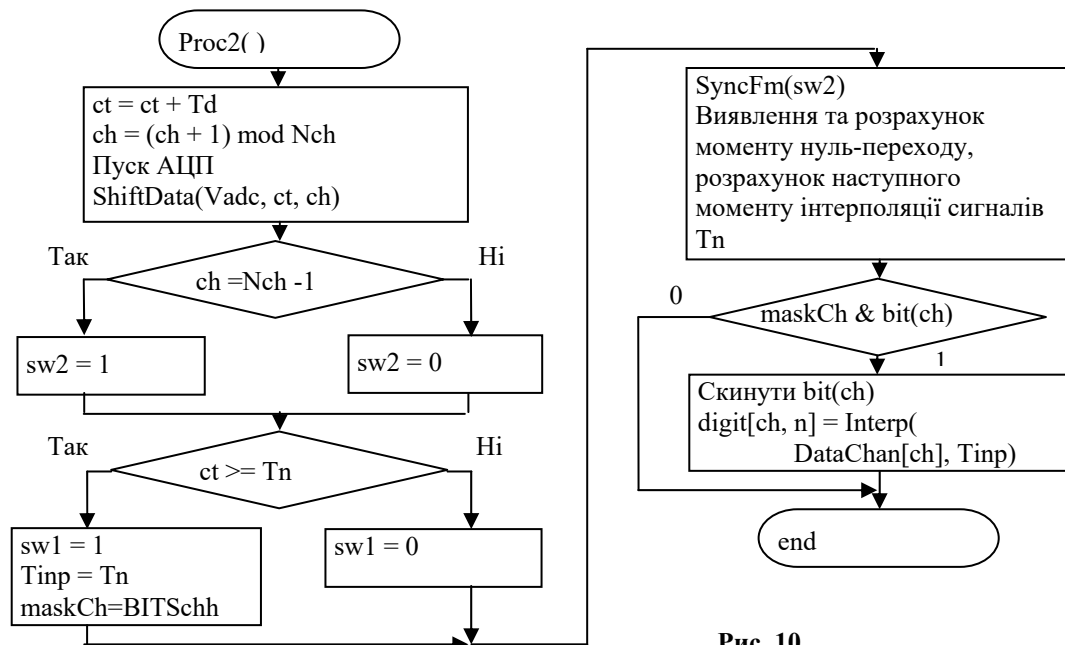


Рис. 10

Описаний алгоритм доцільно використовувати в дорогих засобах вимірювальної техніки: еталонах, мірах, калібраторах, де ціна і габарити не є визначальними. Для робочих вимірювальних засобів, в яких ціна і габарити виходять на перше місце, більш доцільно використовувати алгоритм з **послідовним кодуванням**. Запропонований авторами алгоритм обробки вибірок вхідних сигналів в ВП з **послідовним кодуванням** наведено на рис. 10. Цей алгоритм дещо відрізняється від алгоритму на рис. 4. По-перше, обробник переривання $Proc2()$ генерується таймером МК із періодом $Td=1/(Nch \cdot Fd)$. При цьому кодується вибірка лише в одному черговому каналі і тільки дані цього каналу в процедурі $ShiftData()$ заносяться в структуру $DataChan[ch]$. Тобто частоти вибірок для каналів залишаються рівними Fd . По-друге, коли починається цикл обробки каналу з останнім номером $ch = Nch - 1$, то змінна-перемикач $sw2=1$. За інших значеннях ch маємо $sw2=0$. Тому в процедурі $SyncFm()$ перший блок, в якому реалізовано низькочастотну фільтрацію та пошук нуль-перетину, виконується за умови що $sw2 = 1$, тобто тоді, коли всі структури в масиві $DataChan[]$ оновилися. По-третє, тому що заздалегідь невідомо, за якого значення змінної ch виникне умова $ct \geq Tn$, то, коли поточний час tc перевищує очікуваний час Tn , для якого будуть розраховуватися інтерпольовані відліки сигналів, додатково змінна $maskCh$ ініціалізується константою $BITSch$, в якій всі біти з номерами від 0 до $Nch-1$ встановлюються в одиничний стан. Потім перед інтерполяцією даних для каналу ch біт з номером ch в $maskCh$ скидається в 0. Таким чином після кожної події $ct \geq Tn$ для кожного каналу можливий лише один цикл інтерполяції.

На прикладі шести каналного ВП з вхідними сигналами напруги U_a, U_b, U_c та струму I_a, I_b, I_c на рис. 11 показано розташування вибірок АЦП в моменти часу t_d (рис. 11, а), інтерпольованих вибірок в моменти часу t_n (рис. 11, б) та інтервали лінійної апроксимації, в яких розраховуються інтерпольовані вибірки та послідовність обробки каналів (рис. 11, в).

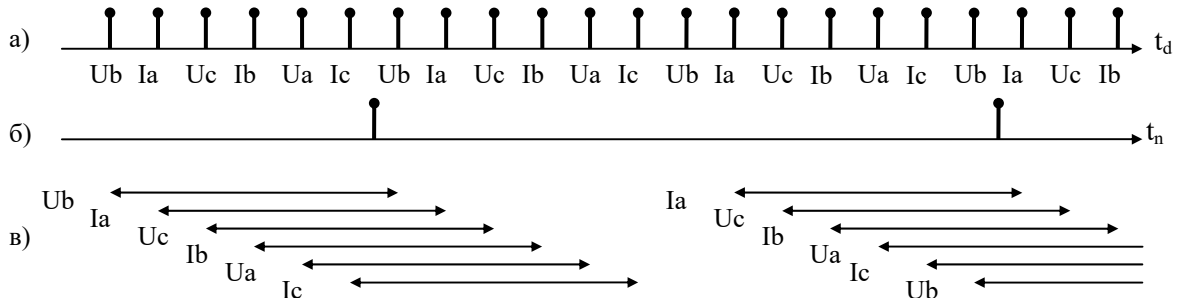


Рис. 11

Розглянуті алгоритми не можуть бути використані у повній мірі в просторово-розподілених вимірювальних системах, оскільки ініціалізація переривань на обробку вибірок відбувається зовнішніми ВП. Запропонований авторами алгоритм обробки вибірок вхідних сигналів у ВП (рис. 3) з **асинхронним кодуванням** наведено на рис. 12–15. Цей алгоритм достатньо складний, тому представлено найпростіший варіант, коли зовнішні ВП посилають в концентратор запити на обмін інформації. Концентратор для кожного зовнішнього ВП має відповідний вхід МК, сигнал на якому збуджує відповідне переривання $IrqInput_nch()$, де nch – число від 1 до Nch – фізичний або логічний

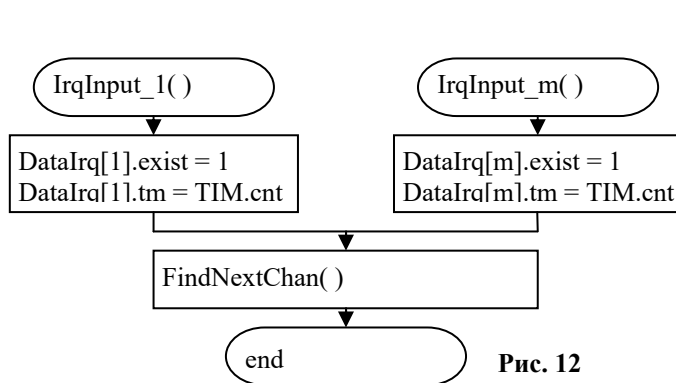


Рис. 12

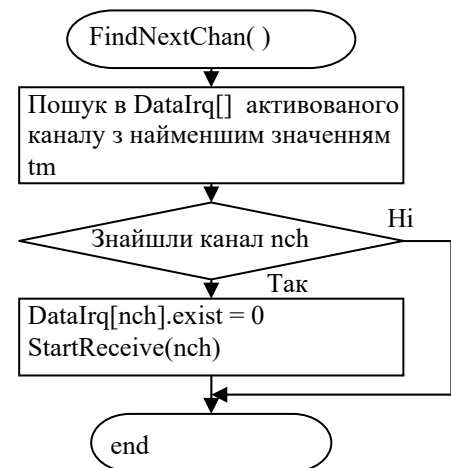


Рис. 13

номер каналу, який може не співпадати з номером каналу ch , що використовується в основній процедурі алгоритму $Proc3()$ (рис. 12). В $IrqInput_nch()$ в структурі $DataIrq[nch]$ фіксується, що канал nch отримав запит та момент часу цього запиту по лічильнику внутрішнього таймеру концентратора $TIM.cnt$

$$\begin{aligned} DataIrq[nch].exist &= 1, \\ DataIrq[nch].tm &= TIM.cnt. \end{aligned} \quad (9)$$

Після цього викликається процедура $FindNextChan()$, яка у масиві $DataIrq[]$ серед каналів, для яких $DataIrq.exist = 1$, виконує пошук каналу з мінімальним значенням tm (рис 13). Якщо такий канал знайдено, то $DataIrq[nch].exist=0$ і викликається процедура $StartReceive(nch)$, що запускає обмін даними між зовнішнім ВП та концентратором.

Після завершення обміну даними викликається процедура $GetExternalData()$ (рис 14), в якій дані, отримані з зовнішнього ВП з фізичним номером nch , заносяться у структуру $DataAsync \{ch, Vadc, tm\}$. В структурі $DataAsync$ поле ch відповідає номеру каналу, який використовується в $Proc3()$, а поле tm – миттєвому значенню часу, за якого було отримано вибірку сигналу в зовнішньому ВП. Можливий варіант, коли зовнішній ВП не має датчика часу. Тоді у концентраторі при опції $UseExternalTm = 0$ поле $DataAsync.tm = DataIrq[nch].tm$, тобто використовується локальний час концентратора. Далі дані із структури $DataAsync$ використовуються в $Proc3()$, а потім знову

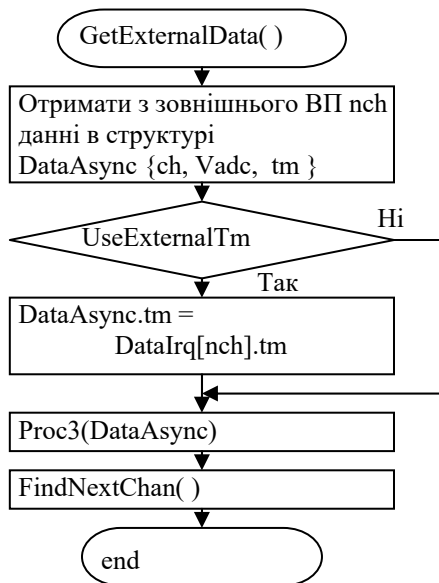


Рис. 14

викликається процедура *FindNextChan()* і виконується пошук наступного каналу з мінімальним значенням поля *tm* в масиві структур *DataIrq[]*.

Основний алгоритм обробки асинхронних даних виконується в процедурі *Proc3()*, де як параметр передається структура *DataAsync* (рис. 15). Основна відмінність цього алгоритму полягає в тому, що в кожному зовнішньому ВП своя частота дискретизації, тому доводиться ще інтерполювати вибірки сигналів, які входять в сумарний сигнал на вході ЦФНЧ. Це зумовлено тим, що хоча номінальні частоти дискретизації в зовнішніх ВП можуть бути рівними, але ж на практиці є деякі розбіжності в соті або тисячні долі процентів, внаслідок чого може плисти кут зсуву фази поміж вибірками сигналів із різних ВП. Деякі елементи блок-схеми на рис. 15 співпадають з раніше розглянутими блок-схемами алгоритмів на рис. 4 та рис. 10. В даному випадку не треба запускати АЦП, тому що усі необхідні дані було отримано із зовнішнього ВП (рис. 14). Проте, все одно порівнюється момент часу *tm* вибірки,

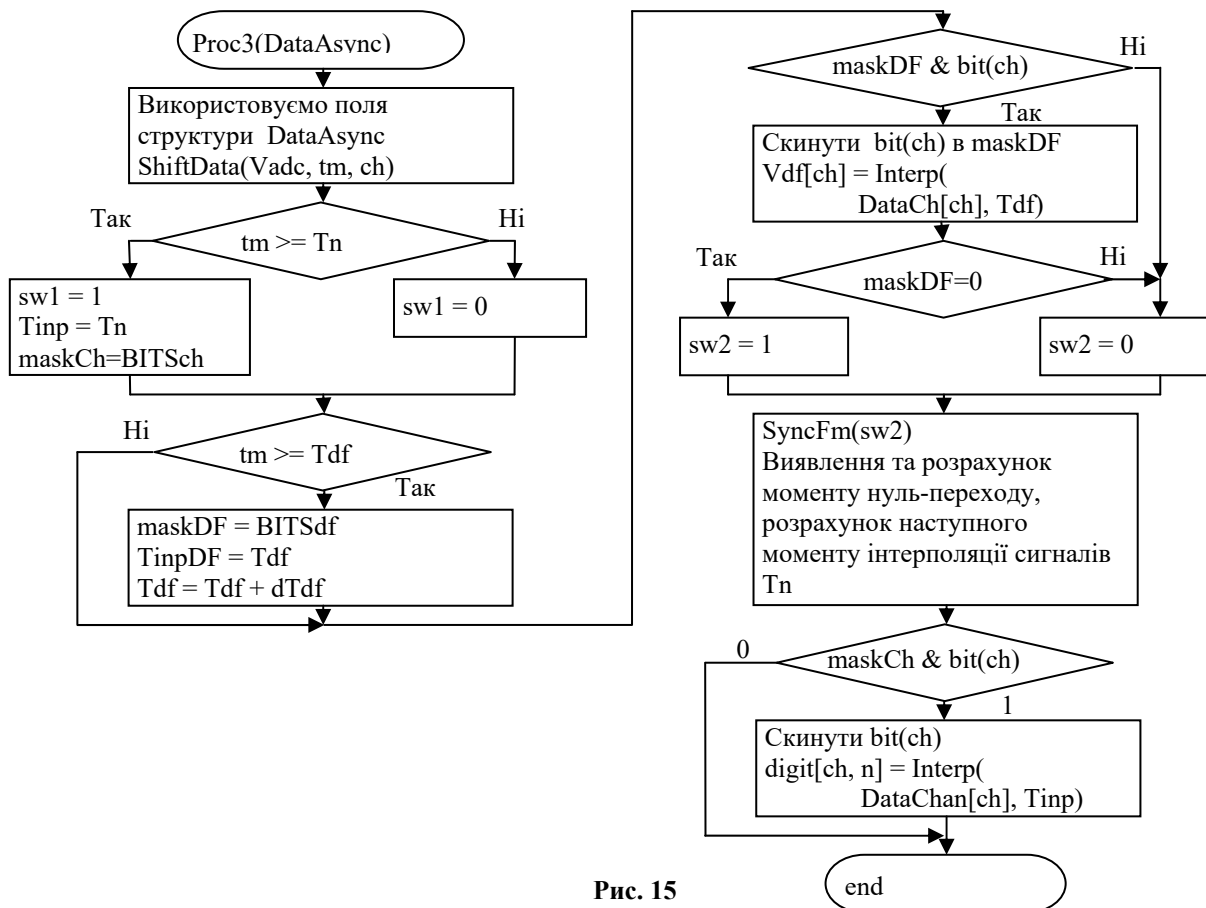


Рис. 15

незалежно від того звідки він взявся – із зовнішнього ВП чи це локальний час концентратора з очікуваним моментом часу ЕПЧ T_n . Також tm порівнюється з очікуваним моментом T_{df} вибірки на вході ЦФНЧ. Якщо виявилось перевищення $tm \geq T_n$ та/або $tm \geq T_{df}$, то, відповідно, фіксується момент часу T_{inp} та/або T_{inpDF} , до якого прив'язані інтерпольовані вибірки, та встановлюються змінні $maskCh = BITSch$ та/або $maskDF = BITSdf$. Для варіанту концентратора, який обробляє сигнали напруг U_a, U_b, U_c та струмів I_a, I_b, I_c , шістнадцятирічний код констант буде $maskCh = 0x3F$, $maskDF = 0x07$, тобто кожному каналу ch , який використовується, відповідає встановлений одиничний біт із номером ch . Далі йде блок, в якому виконується інтерполяція вибірок для сумарного сигналу ЦФНЧ. Цей блок аналогічний тому, який застосовується для інтерполяції вибірок для моменту T_d .

Інтерполяція виконується для того каналу, для якого встановлено одиничний біт в *maskCh* та/або *maskDF*, після чого цей біт скидається. Зауважимо, що частота дискретизації вхідного сигналу ЦФНЧ $F_{df} = 1/T_{df}$ може суттєво відрізнитися від частот дискретизації в зовнішніх ВП. Параметр *sw2*, який використовується в процедурі *SyncFm()*, приймає значення одиниці тільки після того як всі канали, що беруть участь у формуванні вхідного сигналу ЦФНЧ, будуть оброблені.

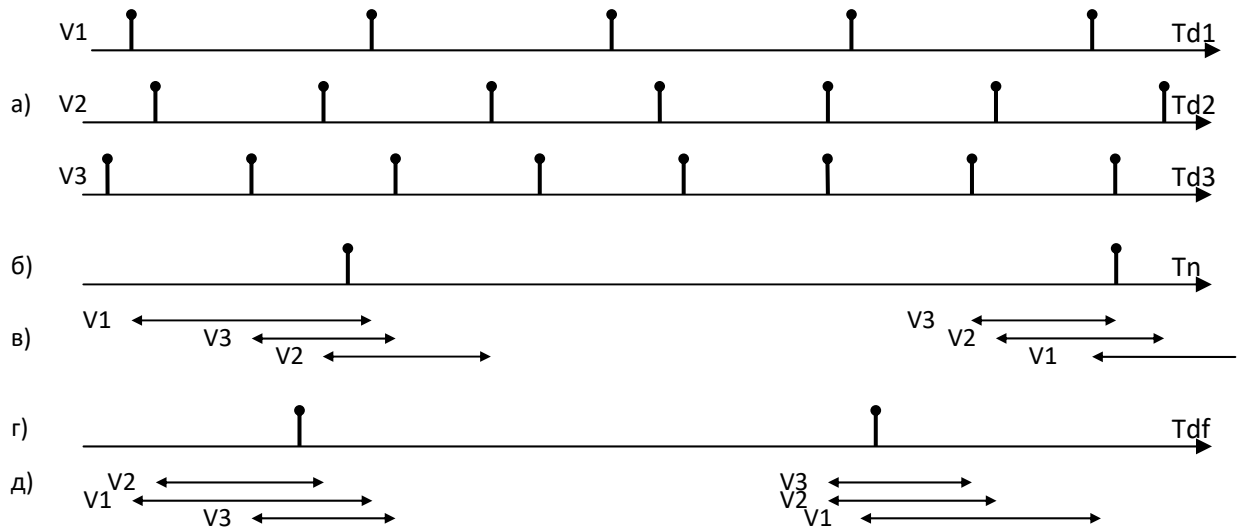


Рис. 16

На рис. 16 на прикладі трьохканального ВП з вхідними сигналами V_1, V_2, V_3 показано розташування вибірок за умови кодування в зовнішніх ВП відповідно з періодами дискретизації T_{d1}, T_{d2}, T_{d3} (рис. 16, а) інтерпольованих вибірок з періодами дискретизації T_n та T_{df} (рис. 16, б та 16, в) та відповідні їм інтервали лінійної апроксимації, в яких розраховуються інтерпольовані вибірки та послідовність обробки даних каналів (рис. 16, в та 16, д).

Практичні дослідження. Для підтвердження ефективності запропонованих алгоритмів було розроблено комп'ютерну модель та макет розподіленої вимірювальної системи. Ця модель дає змогу задавати вибірки сигналів для довільних моментів часу з заданою частотою дискретизації F_d , моделювати похибки АЦП, виконувати запроваджені алгоритми обробки сигналів. На рис. 17

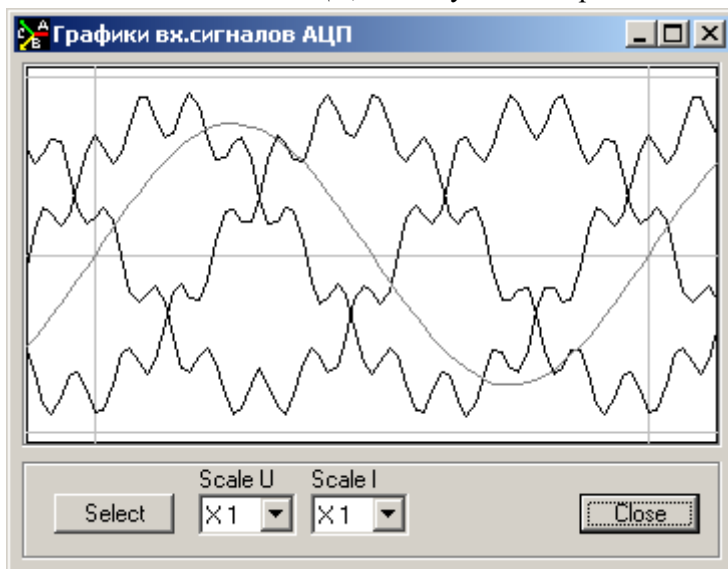


Рис. 17

наведено графіки вхідних сигналів, які отримано завдяки цій комп'ютерній моделі і до яких був залучений алгоритм лінійної апроксимації. Для кожного із сигналів застосовано по 64 вузла, між якими виконано лінійну апроксимацію у точках відповідно формулі (1). Вхідні сигнали створені за допомогою програмного цифрового генератора. У даному випадку ці сигнали є сумішню основної та тринадцятої гармоніки (так наочніше). Сірим кольором наведено синусоїду вихідного сигналу ЦФНЧ, за точками нуль-перетину якого визначається період сигналу.

Макет розподіленої вимірювальної системи (рис. 18) включає в себе генератор трифазної напруги ГТН; зразковий трифазний ВП; три однакові

одноканальні зовнішні ВП1 – ВП3, структурну схему яких зображено на рис. 19; мікроконтролер МК, який отримує дані від ВП1 – ВП3 та обробляє їх згідно з запропонованими алгоритмами (рис. 12–15); ПЕОМ. За МК у зразковому ВП та зовнішніх ВП використовуються мікросхеми STM32F401CB [22]

або STM32F411CC [23]. На макеті зв'язок між зовнішніми ВП та МК здійснюється через *SPI* (*Serial Peripheral Interface*) [24], а з ПЕОМ – через *RS232* [25]. Кожний із ВП1 – ВП3 має свій датчик часу, за який, наприклад, використовується модуль GPS [26]. Модуль GPS у кожен секунду генерує блок даних з поточним відліком часу та іншими параметрами [27], який через *UART* [28] пересилається до МК. Модуль GPS також генерує короткий імпульс *PPS* (*Time pulse signal per second*), точність появи переднього фронту якого складає 30 наносекунд [26]. Цей імпульс надходить на один із входів запиту переривання МК і є базовим для відліку моменту кодування вибірки вхідного сигналу. МК згідно алгоритму на рис. 12 та 13 обробляє запити, обирає один із зовнішніх ВП (сигнали *Enable1* – *Enable3*) і зчитує з нього данні через *SPI* або якийсь інший інтерфейс. У зовнішньому ВП можливо використання як вбудованого в МК 12-бітного АЦП, так і зовнішнього АЦП, наприклад, 16-бітного АЦП ADS8320 [29]. Корекція амплітудних та фазових похибок виконується в МК концентратора згідно з алгоритмами, наведеними в [30].

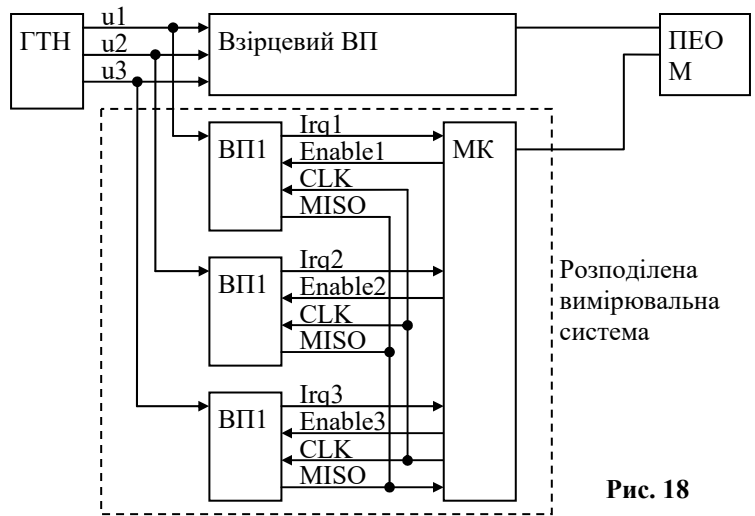


Рис. 18

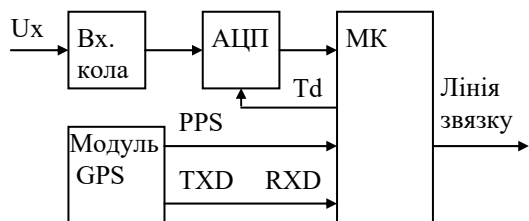


Рис. 19

Input capture [22], в якому внутрішнім таймером МК фіксується момент приходу імпульсу *PPS* з дискретністю тактової частоти на вході таймеру *Fclk*. У нас ця частота дорівнює 10 МГц, тобто роздільна здатність по часу складає $T_0 = 0.1$ мкс. АЦП також запускається по цьому ж таймеру.

Враховуючи, що точність кварцового генератора, імпульси якого поступають на вхід таймера, може складати кілька сотих проценту, то треба корегувати значення коду таймера, яке використовується для відліку часу вибірки. Це робиться в наступному алгоритмі. З блоку даних [25], який через *UART* передається з модулю GPS в МК, обчислюється номер секунди $Nsec$, наприклад, від початку XXI століття. Фіксуються відліки $N1cap$ модуля *Input capture* для моментів появи імпульсів *PPS*, по яким обчислюється період PPS $Npps$ та інші параметри у одиницях періоду вхідних імпульсів таймеру

$$\begin{aligned} Npps &= Ncap - Nprev, \\ Nprev &= Ncap, \\ Kpps &= (2 \cdot Nnom - Npps) / Nnom, \end{aligned} \quad (10)$$

де $Nprev$ – значення $Ncap$ для попереднього періоду; $Nnom$ – номінальне значення періоду імпульсів *PPS*, у даному випадку $Nnom = 10000000$ чисельно дорівнює номінальному значенню $Fclk$, $Kpps$ – коефіцієнт, який застосовується під час обчислювання моменту вибірки вхідного сигналу tn за формулою

$$tn = (Ncnt - Nprev) \cdot Kpps + Nsec, \quad (11)$$

де $Ncnt$ – значення лічильника таймера у момент запуску АЦП.

У перспективі можливе запровадження зв'язку між зовнішніми ВП і концентратором через канали *Ethernet* чи *WiFi* з використанням протоколів IEC 61850 [31, 32].

Висновки. 1. За результатами досліджень проведено систематизацію алгоритмів цифрової обробки сигналів в залежності від умов їхнього використання.

2. Розроблені алгоритми застосовано у макетах приладів та системах вимірювання параметрів електричної енергії. При цьому після інтерполяції вибірок миттєвих значень сигналів до них можуть бути застосовані раніше розроблені алгоритми [7] обчислення параметрів.

3. В результаті моделювання та експериментальної перевірки на макетах ВП отримано точність вимірювання до 0.05% і вище.

4. Надзвичайно важливим застосуванням розроблених алгоритмів може бути розподілена у просторі вимірювальна система, коли у різних точках мережі встановлені ВП для збору миттєвих значень сигналів, а їхня обробка виконується в концентраторі або в ПЕОМ.

1. Кириленко О.В., Денисюк С.П., Блінов І.В. Цифрова трансформація енергетики: сучасні тенденції та завдання. *Праці ІЕД НАН України*. 2023. Вип. 65. С. 5-14. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.005>.
2. Жаркін А.Ф., Палачов С.О. Впровадження в нормативну базу України європейських вимог до проведення вимірювання показників якості електричної енергії. *Праці ІЕД НАН України*. 2023. Вип. 65. С. 15-20. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.015>.
3. ГОСТ 13109-97 Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Киев, Госстандарт Украины, 1999. 31 с.
4. ДСТУ ІЕС 61000-4-7:2012 Электромагнитная совместимость. Часть 4-7. Методики испытания и измерения. Общее руководство по измерению гармоник и интергармоник от электроснабжающих систем общего назначения и вспомогательного оборудования (ІЕС 61000-4-7:2009, ІDT). URL: https://online.budstandart.com/ru/catalog/doc-page?id_doc=29280 (дата звернення 20.02.2024).
5. ІЕС 82053-21:2003(E) Electricity metering equipment (a.c.) – Particular requirements – Part 21: Static meters for active energy (classes 1 and 2). URL: https://webstore.iec.ch/preview/info_iec62053-21%7Bed1.0%7Den_d.pdf (дата звернення 20.02.2024).
6. Горлач А.А., Минц М.Я., Чинков В.Н. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике. Киев: Техника, 1985. 151 с.
7. Карасинский О.Л., Тесик Ю.Ф. Микропроцессорный измерительный преобразователь параметров электрических сетей. *Технічна електродинаміка*. 2003. № 5. С. 69-75.
8. Борщев П.И. Селективный измеритель электрических величин на промышленной частоте. *Технічна електродинаміка*. 2005. № 4. С 74–78.
9. Polyphase Multifunction Energy Metering IC with Serial Port ADE7754. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADE7754.pdf> (дата звернення 20.02.2024).
10. High Performance, Multiphase Energy, and Power Quality Monitoring IC ADE9000. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ade9000.pdf> (дата звернення 20.02.2024).
11. AN-1483: Harmonic Analysis Using the ADE9000 by Aaron Heredia. URL: <https://www.analog.com/en/resources/app-notes/an-1483.html> (дата звернення 20.02.2024).
12. Implementation of a Three-Phase Electronic Watt-Hour Meter Using the MSP430F677x(A). URL: <http://www.ti.com/lit/an/slaa577g/slaa577g.pdf> (дата звернення 20.02.2024).
13. Window function. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Window_function (дата звернення 20.02.2024).
14. Таранов С.Г., Карасинский О.Л., Тесик Ю.Ф. Современные средства измерения параметров электрических сетей. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2010. Вип. 26. С. 114-120.
15. Digital measurement: ІЕС 61850-9-2 process bus and ІЕС 61869-9 current transformers. URL: <https://www.artech.com/en/digital-instrument-transformers> (дата звернення 20.02.2024).
16. Lebedev V., Yablokov A., Ivanov I., Litvinov S. Development of a high accuracy digital voltage transformer and a test bed supporting ІЕС 61850 and ІЕЕЕ C37.118. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7981226> (дата звернення 20.02.2024).
17. Jianqin Feng, Qingming Wang, Fen Niu; Guangzhao Cui, Anping Zheng An Electronic Voltage Transformer Based on WLAN Technology. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5459830> (дата звернення 20.02.2024).
18. Цифровая подстанция. Технологии и системы компании Сименс. URL: <https://assets.new.siemens.com/siemens/assets/api/uuid:f278d576-62bf-4c19-b9ef-0e63b6cf2cfb/ru-digital-substation.pdf> (дата звернення 20.02.2024).
19. 250 kSPS, 6-Channel, Simultaneous Sampling, Bipolar 16-/14-/12-Bit ADC 5. Data Sheet AD7656/AD7657/AD7658. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7656_7657_7658.pdf (дата звернення 20.02.2024).
20. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1977. 832 стр.
21. Карасинский О.Л., Тесик Ю.Ф. Программно-аппаратная реализация умножителей частоты. *Электронное моделирование*. 2002. №1. С. 119-124.

- 22 STM32F401. URL: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f401.html> (дата звернення 20.02.2024).
- 23 STM32F411. URL: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f411.html> (дата звернення 20.02.2024).
- 24 Serial Peripheral Interface. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface (дата звернення 20.02.2024).
- 25 RS-232. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/RS-232> (дата звернення 20.02.2024).
- 26 GP-02-Kit Specifications. URL: https://arduino.ua/files/GP-02-Kit_Specifications-2021-0729.pdf (дата звернення 20.02.2024).
- 27 Описание протокола NMEA 0183. URL: <https://wiki.iarduino.ru/page/NMEA-0183/> (дата звернення 20.02.2024).
- 28 Universal asynchronous receiver-transmitter. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Universal_asynchronous_receiver-transmitter (дата звернення 20.02.2024).
- 29 ADS8320 16-Bit, High-Speed, 2.7-V to 5-V microPower Sampling Analog-to-Digital Converter. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads8320.pdf?ts=1709578285793&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F (дата звернення 20.02.2024).
- 30 Карасінський О.Л., Тесик Ю.Ф. Корекція похибок у приладах вимірювання параметрів електричної енергії. *Технічна електродинаміка*. 2021. №2. С. 84-90. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.084>.
- 31 IEC 61850. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/IEC_61850#Features (дата звернення 20.02.2024).
- 32 IEC 61850-9-2:2011 Communication networks and systems for power utility automation - Part 9-2: Specific communication service mapping (SCSM) - Sampled values over ISO/IEC 8802-3. URL: <https://webstore.iec.ch/publication/6023> (дата звернення 20.02.2024).

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF MEASUREMENT ALGORITHM PARAMETERS OF ELECTRICITY IN THE CASE OF USING A FIXED FREQUENCY OF SAMPLING OF SIGNALS

O.L. Karasinskyi, Yu.F. Tesyk

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
56, Beresteyskiy Ave., Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: pribor@ied.org.ua.

A study of the possibilities of measuring current values, phase shift angles and other parameters of electrical networks using these data, when sampling with a frequency not multiple of the network frequency, was carried out. In the proposed algorithm, an intermediate linear approximation is used to calculate the instantaneous values of interpolated signals at equidistant moments of time during the period of the main frequency of the network. The cases when such sampling is performed on one device with sequential or simultaneous coding of input signals and the case when sampling frequencies do not match in each measurement channel are considered. A study of the use of these methods was conducted using the developed computer model and layout of the distributed measurement system. References 32, figures 19.

Key words: devices, electrical networks, analog-digital conversion, discretization, linear approximation and interpolation.

1. Kyrylenko O.V., Denysiuk S.P., Blinov I.V. Digital transformation of the energy industry: current trends and task. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2023. No 65. Pp. 5-14. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.005>.
2. Zharkin A.F., Palachov S.O. Implementyayion of the Eropean prinxples of measuring the quality of electrical energy into the requkatory base of Ukraine. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2023. No 65. Pp. 15-20. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.015>
3. State Standard 13109 -97 Electric energy. Electromagnetic compatibility of technical equipment. Power quality limits in public electrical systems. Kyiv, Gosstandart Ukrainy, 1999, 31 p. (Rus)
4. State Standard of Ukraine IEC 61000-4-7:2009. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected (IEC 61000-4-7:2009, IDT). URL: https://online.budstandart.com/ru/catalog/doc-page?id_doc=29280 (accessed at 20.02.2024).
5. IEC 82053-21:2003(E) Electricity metering equipment (a.c.) – Particular requirements – Part 21: Static meters for active energy (classes 1 and 2). URL: https://webstore.iec.ch/preview/info_iec62053-21%7Bed1.0%7Den_d.pdf (accessed at 20.02.2024).
6. Gorlach A.A., Mints M.Ya., Chinkov V.N. Digital signal processing in measurement technology. Kyiv: Tekhnika, 1985. 151 p. (Rus)
7. Karasinskiy O.L., Tesik Yu.F. Microprocessor measuring transducer for electrical network parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2003. No 5. Pp. 69-75. (Rus)

8. Borschev P.I. Selective meter of electrical values at industry frequency. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2005. No 4. Pp. 74-78 (Rus).
9. Polyphase Multifunction Energy Metering IC with Serial Port ADE7754. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADE7754.pdf> (accessed at 20.02.2024).
10. High Performance, Multiphase Energy, and Power Quality Monitoring IC ADE9000. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ade9000.pdf> (accessed at 20.02.2024).
11. AN-1483: Harmonic Analysis Using the ADE9000 by Aaron Heredia. URL: <https://www.analog.com/en/resources/app-notes/an-1483.html> (accessed at 20.02.2024).
12. Implementation of a Three-Phase Electronic Watt-Hour Meter Using the MSP430F677x(A). URL: <http://www.ti.com/lit/an/slaa577g/slaa577g.pdf> (accessed at 20.02.2024).
13. Window function. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Window_function (accessed at 20.02.2024)
14. Taranov S.G., Karasinskiy O.L., Tesik Yu.F. Modern devices of measuring the parameters of electrical networks. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2010. Vyp. 26. Pp. 114-120. (Rus)
15. Digital measurement: IEC 61850-9-2 process bus and IEC 61869-9 current transformers. URL: <https://www.artech.com/en/digital-instrument-transformers> (accessed at 20.02.2024).
16. Lebedev V., Yablokov A., Ivanov I., Litvinov S. Development of a high accuracy digital voltage transformer and a test bed supporting IEC 61850 and IEEE C37.118. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7981226> (accessed at 20.02.2024).
17. Jianqin Feng, Qingming Wang, Fen Niu; Guangzhao Cui, Anping Zheng An Electronic Voltage Transformer Based on WLAN Technology. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5459830> (accessed at 20.02.2024).
18. Digital substation. Siemens technologies and systems. URL: <https://assets.new.siemens.com/siemens/assets/api/uuid:f278d576-62bf-4c19-b9ef-0e63b6cf2cfb/ru-digital-substation.pdf> (accessed at 20.02.2024) (Rus).
19. 250 kSPS, 6-Channel, Simultaneous Sampling, Bipolar 16-/14-/12-Bit ADC 5. Data Sheet AD7656/AD7657/AD7658. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7656_7657_7658.pdf (accessed at 20.02.2024).
20. Korn G., Korn T. Mathematical Handbook for scientists and engineers. Moskva: Nauka, 1977. 832 p. (Rus)
21. Karasinskiy O.L., Tesik Yu.F. Software and hardware implementation of multipliers frequencies. *Elektronnoe modelirovanie*. 2002. No 1. Pp.119-124.(Rus).
22. STM32F401. URL: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f401.html> (accessed at 20.02.2024). (Rus)
23. STM32F411. URL: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f411.html> (accessed at 20.02.2024).
24. Serial Peripheral Interface. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface (accessed at 20.02.2024).
25. RS-232. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/RS-232> (accessed at 20.02.2024).
26. GP-02-Kit Specifications. URL: https://arduino.ua/files/GP-02-Kit_Specifications-2021-0729.pdf (accessed at 20.02.2024).
27. Description of the protocol NMEA 0183. URL: <https://wiki.iarduino.ru/page/NMEA-0183/> (accessed at 20.02.2024). (Rus)
28. Universal asynchronous receiver-transmitter. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Universal_asynchronous_receiver-transmitter (accessed at 20.02.2024).
29. ADS8320 16-Bit, High-Speed, 2.7-V to 5-V microPower Sampling Analog-to-Digital Converter. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads8320.pdf?ts=1709578285793&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F (accessed at 20.02.2024).
30. Karasinskiy O.L., Tesyk Yu.F. Correction of errors in instruments of measuring electric power parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 2. Pp. 84-90. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.084>
31. IEC 61850. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/IEC_61850#Features (accessed at 20.02.2024).
32. IEC 61850-9-2:2011 Communication networks and systems for power utility automation - Part 9-2: Specific communication service mapping (SCSM) - Sampled values over ISO/IEC 8802-3. URL: <https://webstore.iec.ch/publication/6023> (accessed at 20.02.2024).

Надійшла 13.03.2024
Остаточний варіант 13.06.2024

ДО 85-РІЧЧЯ ВОЛОДИМИРА БОРИСОВИЧА КЛЕПІКОВА



Видатному вченому Заслуженому діячу науки і техніки України, Лауреату Державної премії, Президенту Української асоціації інженерів електриків, доктору технічних наук, професору **Клепикову Володимирі Борисовичу** виповнюється 85 років. Він народився в Харкові 29 липня 1939 року. Його батько Клепиков Борис Федорович вчитель фізики середньої школи, мати Прокопович Євгенія Петрівна – працівник «ХАРЕНЕРГО». Закінчив середню школу в 1956 р. і поступив у Харківський політехнічний інститут (ХПІ), з яким у подальшому пов'язано все його життя. В 1961р. після захисту диплому працював в лабораторії механічних випрямлячів. Приймав участь у створенні швидкодіючого регулятора струму (АРТПД) і його налагодженні на Дніпровському титаномагнієвому заводі. З 1966 р. навчався в аспірантурі кафедри промислової електроніки. В 1972 р. захистив кандидатську дисертацію за темою «Дослідження

тиристорного генератора уніполярних імпульсів».

Професор Клепиков В.Б. є засновником нового наукового напрямку. Його докторську дисертацію «Динаміка електромеханічних систем з від'ємним в'язким тертям» у 1989 р. було визнано спеціалізованою радою МЕН як «новий розділ теорії електроприводу». Розроблені ним основи теорії нового класу електромеханічних систем мають велике практичне значення для електроприводів з нелінійним фрикційним навантаженням. Показано, що положення класичної теорії динаміки електроприводів є окремим випадком положень розробленої ним теорії електромеханічних систем з від'ємним в'язким тертям; встановлені умови виникнення фрикційних автоколивань в електроприводах машин і механізмів; виходячи з запропонованого ним універсального графу, встановлені загальні властивості типових зворотних зв'язків у двомасовій електромеханічній системі із від'ємним в'язким тертям; розроблена методика визначення оптимальних параметрів керування електроприводом на базі теорії планування експерименту з перетворенням метрики факторного простору; визначені принципи усунення автоколивальних режимів в електроприводах різних машин і механізмів.

Наукові інтереси і результати діяльності проф. Клепикова В.Б. багатогранні. Він ініціатор проведення наукових робіт з використання нейронних мереж і генетичних алгоритмів для керування електромеханічними системами та автор перших в СНД публікацій і керівник перших наукових тем по цьому напрямку. Запропонував регулятор за спрощеною структурою нейронної мережі (квазінейрорегулятор) з винайденням вагових коефіцієнтів по аналітичним співвідношенням без багаточисельних ітераційних розрахунків. Під час проведення в Німеччині експериментальних досліджень винайшов явище підсилення коливальних в електромеханічній системі з нелінійним тертям. Довів, що причиною масових поривів водогінних мереж під час пуску насосів після короткочасного зникнення напруги є хвильові процеси в електромеханогідравлічній системі з розподіленими параметрами. Під його керівництвом в 2015 р. було створено перший в Україні електромобіль з суперконденсаторною батареєю, яка приймала в гальмівних режимах рекуперовану енергію. Наукові результати знайшли відображення в 325 публікаціях, 5 книгах серед яких, одноосібна фундаментальна монографія «Динаміка електромеханічних систем з нелінійним тертям», в якій викладені теоретичні і практичні питання умов виникнення і усунення фрикційних коливальних різних форм. Клепиков В.Б. є автором 25 винаходів та патентів. Підготував 23-х кандидатів, науковий консультант 3-х докторів технічних наук.

Був керівником науково-дослідних робіт за постановами Уряду, ДКНТ, галузевих міністерств та підприємств, під час проведення яких розроблено та впроваджено: систему усунення пробуксовування валків прокатних станів (завод «Дніпроспецсталь»); прилад усунення вібрацій у важких вальцешліфувальних верстатах (Харківський верстатобудівний завод); високостабільне джерело живлення літаків (Харківський авіаційний завод); систему запобігання буксування коліс рудничних електровозів (Харківський завод «Електромашина»); електропривод скануючого пристрою з фрикційною електромагнітною муфтою (Харківський інститут Радіоастрономії НАН України); джерело електроживлення для газорозподільчих систем (АО ТУРБОГАЗ); перетворювач частоти для енергоефективного електропривода (Харківський приладобудівний з-д ім. Т.Г. Шевченка) та інш. У 2007-2008 р.р. у процесі проведення досліджень енергоефективності електроприводів довів некоректність у разі модернізації електроприводу оцінки енергозбереження

лише по показникам електролічильника за місцем модернізації і вказав на існування мультиплікативного та синергетичного ефектів, що забезпечують країні велику економію енергетичних ресурсів від оптимізації технологічного процесу і економії розхідних матеріалів. За запрошенням Мінпромполітики України надав пропозиції щодо планів модернізації електроприводів.

Особливу пошану наукової громади електриків та електромеханіків Володимир Борисович заслужив через те, що в складні часи економічного та творчого занепаду став ініціатором та організатором з 1993 р. щорічної Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія та практика», яка згуртувала в Україні вчених, спеціалістів промисловості, проектних організацій, надала їм новий творчий підйом, поштовх до нових наукових досягнень. Більш 60 учасників 25-ти проведених конференцій стали докторами наук і більш 170 – кандидатами.

Визнанням авторитету професора Клепикова В.Б. як діяча науки і техніки стало обрання його в 1998 році Президентом Української асоціації інженерів-електриків.

Має значний міжнародний авторитет. Неодноразово виступав із науковими доповідями в Німеччині, Італії, Угорщині, Індії, Польщі та в інших країнах. За наукові досягнення був нагороджений Мішкольцьким університетом медаллю *Signum Aurum Universitatis*. Академік Грузинської інженерної Академії. В 1999 році у процесі виконання експериментальних досліджень у Німеччині винайшов явище підсилення пружних коливань нелінійністю тертя в електромеханічній системі з проковзуванням. За наукову допомогу під час з'ясування причин катастрофи швидкісного залізничного експресу в м. Ешеді одержав подяку від Федерального канцлера Німеччини д-ра Гельмута Коля.

Впродовж 45 років (1986-2021) проф. Клепиков В.Б. керував кафедрою електроприводу (Автоматизовані електромеханічні системи). У ці роки було оновлено силове електрообладнання лабораторій, завдяки співробітництву з фірмою «СІМЕНС» створено нову «Мікропроцесорну лабораторію», з фірмою «Міцубісі» – одержані сучасні перетворювачі електроприводів, а участі у 2-х Європроектах – оснащено новими комп'ютерами обчислювальний центр кафедри. Було оновлено традиційні та підготовлено нові курси з моделювання електромеханічних систем, мікропроцесорного керування електроприводами, систем програмного керування, енергозбереження засобами електроприводу, використання нейронних мереж та генетичних алгоритмів, електроприводу електромобілів та інш. Відкрито нову спеціалізацію «Мехатроніка та робототехніка». Співробітниками та аспірантами кафедри захищено 5 докторських і 52 кандидатських дисертацій. Кафедра заслужено вважається однією з провідних у своїй галузі. У 2-му турі Всеукраїнських олімпіад з електромеханіки команда студентів кафедри традиційно посідає призові місця, а випускники мають великий попит.

Значне місце в житті Володимира Борисовича займає педагогічна діяльність. Як викладач проф. Клепиков В.Б. підготував та особисто викладає студентам і аспірантам лекційні дисципліни «Теорія електроприводу», «Актуальні проблеми і розділи сучасної теорії електроприводу», «Спецкурс з теорії і практики електроприводу». Він є співавтором «Основ наукових досліджень і технічної творчості», «Введення в мехатроніку», «Електромеханічні системи автоматизації та електроприводу».

Клепиков В.Б. виконує значну суспільну роботу. Свого часу він був головним редактором науково-технічного журналу «Електроінформ», протягом 20-ти років – головою спеціалізованої ради Д.64.050.04 з захисту дисертацій, головою науково методичної комісії МОН України, замісником експертної комісії ВАК з присудження наукових ступенів, членом низки експертних комісій МОН України та ГКНТ. Заступник головного редактора фахового журналу «Енергозбереження. Енергетика. Енергоаудит». Дійсний член Академії інженерних наук України. Значну увагу приділив вивченню історичних коренів електротехнічної школи в Україні, вкладу проф. Копняєва П.П. у її створенні, організував встановлення йому пам'ятного погруддя в електрокорпусі ХПП.

В.Б. Клепиков активно співпрацював з Інститутом електродинаміки НАН України, неодноразово докладав на пленарних засіданнях міжнародних конференцій, був членом експертних комісій, враховував досвід ІЕД під час створення в ХПП електромобіля з суперконденсаторною батареєю.

Наукова, педагогічна та громадська діяльність В.Б. Клепикова відзначена урядовими нагородами: орденом «Дружба народів» та 5-ма медалями. Він визначався переможцем обласного конкурсу «Вища школа Харківщини – кращі імена» в номінаціях «Науковець» і «Завідувач кафедри», був фіналістом Всеукраїнського конкурсу «Лідер паливно-енергетичного комплексу–2002» в номінації «Вчений». Нагороджений знаком МОН України «За наукові та освітні досягнення»

Як видатному діячу науки в 2023 р. Указом Президента України йому призначена «Довічна Державна Стипендія».

Колеги, друзі, учні, редколегія журналу «Технічна електродинаміка» щиро поздоровляють Володимира Борисовича з ювілеєм і бажають йому здоров'я, щастя і подальших успіхів у роботі.