



ISSN 1727-9895
ISSN 2786-7064 (online)

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

Збірник наукових праць

Випуск
70

Київ
2025

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

ПРАЦІ

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

Виходить тричі на рік

Засновано у 1999 році

**Випуск
70**

Київ
2025

ПРАЦІ ІНСТИТУТУ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ

Редакційна колегія*:

Шаповал І.А.	головний редактор, докт. техн. наук
Жаркін А.Ф.	академік НАН України
Кириленко О.В.	академік НАН України
Стогній Б.С.	академік НАН України
Шидловський А.К.	академік НАН України
Щерба А.А.	академік НАН України
Кондратенко І.П.	член-кор. НАН України
Кузнецов В.Г.	член-кор. НАН України
Михальський В.М.	член-кор. НАН України
Шидловська Н.А.	член-кор. НАН України
Буткевич О.Ф.	докт. техн. наук
Васецький Ю.М.	докт. техн. наук
Кенсицький О.Г.	докт. техн. наук
Липківський К.О.	докт. техн. наук
Зварич В.М.	докт. техн. наук
Мельник В.Г.	докт. техн. наук
Петухов І.С.	докт. техн. наук

Editorial board*:

I.A. Shapoval	Editor-In-Chief, Doctor of engineering sciences
A.F. Zharkin	Academician of the NAS of Ukraine
O.V. Kyrylenko	Academician of the NAS of Ukraine
B.S. Stognii	Academician of the NAS of Ukraine
A.K. Shydlovskiy	Academician of the NAS of Ukraine
A.A. Shcherba	Academician of the NAS of Ukraine
I.P. Kondratenko	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
V.G. Kuznetsov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
V.M. Myhalskyi	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
N.A. Shydlovska	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
O.F. Butkevych	Doctor of engineering sciences
Yu.M. Vasetskyi	Doctor of engineering sciences
O.G. Kensytskyi	Doctor of engineering sciences
K.O. Lypkivskyi	Doctor of engineering sciences
V. M. Zvaritch	Doctor of engineering sciences
V.G. Melnyk	Doctor of engineering sciences
I.S. Petuhov	Doctor of engineering sciences

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

International editorial board:

V.Yu. Rozov, Corresponding member of the NAS of Ukraine, the Science and Technology Center of Magnetism of Technical Objects, Kharkiv
V.S. Maliar, Doctor of engineering sciences, Lviv Polytechnic National University, Lviv
V.V. Rymsha, Doctor of engineering sciences, National Polytechnic University, Odesa
Bendahmane Boukhalfa, Doctor of Engineering Sciences, University of Béjaïa, Algeria
M. Pavlik, Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland
Yu.R. Plotkin, Doctor of Engineering Sciences, Berlin School of Economics and Law

Збірник включений до Переліку наукових фахових видань України (категорія «Б») наказом МОН № 975 від 11.07.2019. та представлений у таких системах реферування:

- загальнодержавному депозитарії «Наукова періодика України»;
- загальнодержавній базі даних «Україніка наукова» (реферативний журнал «Джерело»);
- науковій електронній бібліотеці періодичних видань НАН України (NA SPLIB) (<http://www.dspace.nbu.gov.ua>);
- каталозі журналів відкритого доступу (DOAJ).

У червні 2021 р. збірник «Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України» включений у довідник періодичних видань бази даних Ulrich's Periodical Directory (New Jersey, USA). У збірнику здійснюються експертне рецензування та наукове редагування статей.

*Друкується за постановою Вченої ради
Інституту електродинаміки Національної академії наук України.
Протокол № 5 від 10 квітня 2025 року*

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.

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

Адреса редакції:

03057, м. Київ, пр. Берестейський, 56, Інститут електродинаміки НАН України.
Тел. (044) 366-26-56 E-mail: mlyv@ied.org.ua; Адреса сайту: <http://prc.ied.org.ua>

ISSN 1727-9895
ISSN 2786-7064 (online)

© Інститут електродинаміки НАН України, 2025

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

Праці
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України

Випуск 70

2025 р.

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70>

ЗМІСТ

ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

Жаркін А.Ф., Гориславець Ю.М., Глухенький О.І., Білянін Р.В. Дослідження переносу активної потужності в установці індукційної термообробки циліндричних алюмінієвих заготовок з трифазним індуктором.....5

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА РИНКИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Блінов І.В., Палачов С.О., Парус Є.В., Клименко О.Г. Сценарії використання мікромереж згідно з міжнародними стандартами14

Гай О.В., Бодунов В.М., Ворушило А.О., Гай Г.А. Аналіз несанкціонованих режимів роботи силових трансформаторів, які належать споживачам, за критерієм втрат електричної енергії26

Шполянський О.Г., Слюсар Є.В. Визначення впливу коефіцієнта нечутливості пристрою автоматичного керування РПН на напругу в розподільній електричній мережі35

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

Кучерява І.М. Сучасні надвисоковольтні кабелі з ізоляцією зі зшитого поліетилену (особливості і тенденції розвитку).....42

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

Пересада С.М., Ніконенко Є.О., Панченко О.Я., Стровий С.О. Бездавачеве керування кутовою швидкістю двигунів постійного струму на основі натуральних властивостей стійкості.....51

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Руденко Ю.В., Мартинов Д.В. Розрахунок інвертуючого перетворювача постійної напруги з урахуванням режимів роботи методом усереднення58

Липківський К.О., Можаровський А.Г. Варіативність вибору виконавчої структури багаторівневого випрямляча з обмеженим діапазоном регулювання вихідної напруги69

Ніконенко Є.О., Філоненко М.В. Спостерігач параметрів підвищувальних dc-dc перетворювачів75

Артеменко М.Ю., Кутафін Ю.В., Федорченко П., Чопик В.В., Шаповал І.А. Подолання проблеми третьої гармоніки в теорії активної фільтрації трифазних трипровідних систем електроживлення.....84

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

Кіреєв В.Г., Акинін К.П., Петухов І.С., Філоменко А.А. Структурна оптимізація безконтактних магнітоелектричних тахогенераторів.....93

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70>

CONTENTS

ELECTROTECHNOLOGICAL COMPLEXES AND SYSTEMS*A.F. Zharkin, Yu.M. Goryslavets, O.I. Gluhenky, R.V. Belyanin*

Research of active power transfer in an installation for induction heat treatment of cylindrical aluminum billets with a three-phase inductor.....5

ELECTRIC POWER SYSTEMS AND ELECTRICITY MARKETS*I.V. Blinov, S.O. Palachov, Ye.V. Parus, O.H. Klymenko*

Use cases of microgrids according to international standards.....14

O. Gai, V. Bodunov, A. Vorushylo, G. Gai

Analysis of unauthorised operating modes of power transformers owned by consumers based on the criterion of electricity losses.....26

O.G. Shpolianskyi, Y.V. Sliusar

Determination of the automatic OLTP device deadband factor impact on the voltage in the electrical distribution network.....35

THEORETICAL ELECTRICAL ENGINEERING*I.M. Kucheriava*

Up-to-date extra-high-voltage cables with cross-linked polyethylene insulation (features and development trends).....42

ELECTROTECHNICAL COMPLEXES AND SYSTEMS*S.M. Peresada, Ye.O. Nikonenko, O.Ya. Panchenko, S.O. Stroieviy*

Speed sensorless control of DC motors based on natural stability properties.....51

SEMICONDUCTOR CONVERTERS*Yu.V. Rudenko, D.V. Martynov*

Calculation of the buck-boost DC converter taking into account the operation modes by averaging method.....58

K.O. Lypkivskyi, A.G. Mozharovskyi

Features of decomposition of multi-level rectifiers under conditions of the specific limit of the range of output voltage regulation.....69

Ye.O. Nikonenko, M.V. Filonenko

Parameters observer of buck-boost DC-DC converters.....75

M.Yu. Artemenko, Yu.V. Kutafin, P. Fedorchenko, V.V. Chopyk, I.A. Shapoval

Overcoming the third harmonic problem in the theory of active filtration of three-phase three-wire power supply systems.....84

ELECTRICAL MACHINES AND APPARATUS*V.G. Kireyev, K.P. Akinin, I.S. Petukhov, A.A. Filomenko*

Structural optimization of contactless magnetoelectric tachogenerators.....93

Відповідальний секретар С.В. Гаврилюк

Редактор Ю.В. Морозова-Леонова

Включений в Перелік наукових фахових видань України, категорія «Б».

ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

УДК 621.365.51

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.005>**ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕНОСУ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ В УСТАНОВЦІ ІНДУКЦІЙНОЇ ТЕРМООБРОБКИ ЦИЛІНДРИЧНИХ АЛЮМІНІЄВИХ ЗАГОТОВОК З ТРИФАЗНИМ ІНДУКТОРОМ**

А.Ф. Жаркін^{1*}, акад. НАН України, **Ю.М. Гориславець**^{1**}, докт. техн. наук,
О.І. Глухенький^{1***}, канд. техн. наук, **Р.В. Білянin**^{2****}, канд. техн. наук

1 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: gai56@ied.org.ua

2 – ПАТ "ЗАВОДПІВДЕНКАБЕЛЬ",
вул. Автогенна, 7, Харків, 61099, Україна

Для запропонованого конструктивного варіанта трифазного індуктора установки індукційної термообробки циліндричних алюмінієвих заготовок, яка використовується в технології виробництва струмопровідних жил силових кабелів перед пресуванням катанки, з використанням розробленої математичної моделі електротеплових процесів досліджено перенос активної потужності між фазними секціями індуктора та по довжині заготовок, що виникає внаслідок індуктивного зв'язку між фазними обмотками. Встановлено, що для крайніх фазних секцій індуктора характерна відсутність балансу між спожитою з мережі живлення активною потужністю та сумарними тепловиділеннями у фазній секції та відповідній їй частині алюмінієвої заготовки, за умови, що для центральної фазної секції та індуктора в цілому цей баланс виконується. Отримано розподіл за довжиною та радіусом індукційної установки осьової складової вектора густини потоку енергії електромагнітного поля, який підтверджує наявність переносу активної потужності між суміжними секціями трифазного індуктора та свідчить про його відсутність вздовж алюмінієвих заготовок (по вторинній стороні системи). Встановлено, що перенос активної потужності між секціями індуктора практично не впливає на нагрівання алюмінієвих заготовок. Визначено, що негативним наслідком переносу активної потужності між секціями трифазного індуктора є нерівномірне навантаження фаз електричної мережі. Запропоновано раціональну схему живлення трифазного тришарового індуктора від трифазної промислової електромережі, яка забезпечує максимально можливу енергоефективність індукційної установки за мінімальної нерівномірності навантаження фаз електромережі. Бібл. 9, рис. 6, табл.

Ключові слова: індукційна термообробка, алюмінієві заготовки, трифазний індуктор, комп'ютерне моделювання, електротеплові процеси, перенос активної потужності.

Вступ. Нині в технології виробництва струмопровідних алюмінієвих жил для кабельної продукції при нагріванні циліндричних алюмінієвих заготовок перед пресуванням катанки часто використовують індукційні нагрівачі безперервної дії у вигляді однофазного одношарового індуктора промислової частоти, виготовленого із водоохолоджуваної рівнотовщинної прямокутної мідної трубки [1]. Зазначені установки індукційного нагрівання мають відносно низьку енергоефективність зі значенням електричного ККД менше 40 % та, оскільки вони є значним з невисоким коефіцієнтом потужності однофазним навантаженням, погано узгоджуються з трифазною промисловою електромережею.

Визначення шляхів підвищення енергоефективності процесу індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок можливе за рахунок математичного моделювання взаємопов'язаних електромагнітних та теплових процесів, яке шляхом виконання варіантних розрахунків дає змогу оцінити раціональність того чи іншого конструктивного виконання індуктора. У роботі [2] представлено розроблену математичну модель для дослідження електротеплових



процесів у системі «індуктор – алюмінієва заготовка», яка має суттєві відмінності стосовно існуючих математичних моделей [3–5]. До особливостей та переваг розробленої моделі належить визначення параметрів індукційного нагрівання заготовок залежно від підведеної до індуктора електричної напруги з урахуванням реального розподілу густини струму по перетину витків індуктора та залежності електротеплових характеристик матеріалів від температури. Такий підхід дає змогу безпосередньо узгоджувати кількість витків індуктора з напругою живлення електромережі та, окрім знайденого тепловиділення та розподілу температури в алюмінієвих заготовках, точно визначати величину та розподіл втрат в індукторі.

У роботах [2, 6] на основі розробленої математичної моделі досліджено можливості підвищення енергоефективності індукційного нагрівання циліндричних алюмінієвих заготовок за рахунок зміни профілю поперечного перерізу струмопроводу витків одношарового індуктора та використання в конструкції індуктора з багатошаровою намоткою. Проведені дослідження показали, що ефективність індукційного нагрівання може бути суттєво підвищена як за рахунок збільшення товщини ближньої до заготовки стінки мідної трубки одношарового індуктора, так і завдяки використанню в конструкції індуктора багатошарової обмотки, яка виготовлена з рівнотовщинної трубки. У роботі [6] показано, що трифазне виконання багатошарового індуктора дозволяє не тільки покращити енергетичну ефективність індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок у порівнянні з існуючим однофазним одношаровим індуктором [1], а й забезпечити практично рівномірне навантаження трифазної промислової електромережі при безпосередньому підключенні до її номінальної (стандартної) напруги.

Особливості використання трифазних індукторів для термообробки циліндричних струмопровідних заготовок розглядалися та досліджувалися в роботах [7–9]. Так, у роботі [7] було розглянуто питання проектування та експлуатації систем індукційного нагрівання металу промислової частоти. Наведено особливості використання як однофазних, так і трифазних індукторів. Стверджується, що підключення потужних однофазних індукторів до трифазної мережі є небажаним або взагалі неприпустимим. Підкреслюється, що посправжньому енергоефективний технологічний комплекс індукційного нагрівання під обробку металу тиском можливо спроектувати тільки з урахуванням його системи електрозабезпечення.

У монографії [8] наголошується, що загальною проблемою для трифазних індукційних нагрівачів промислової частоти все ж залишається нерівномірність розподілу спожитої активної потужності за фазами мережі живлення, яка виникає внаслідок зміни електрофізичних властивостей навантаження при нагріванні та здебільшого внаслідок взаємного впливу фазних секцій. Зазначається, що за рахунок індуктивного зв'язку між сусідніми секціями відбувається перенос спожитої потужності, який і призводить до нерівномірного навантаження фаз мережі. Нерівномірність за реактивною її складовою може бути скомпенсована конденсаторами. Різниця ж в активній потужності призводить до перекосу напруги мережі та додаткових втрат. У роботі представлено результати досліджень по розподілу та переносу активної потужності, які отримано з використанням аналітичних методів розрахунку при заданих однакових модулях струму в фазних секціях. Підкреслюється, що дана постановка є спрощеною, оскільки на практиці задану трифазну систему складають не струми, а напруги. Але аналіз за такого підходу є більш складним та вимагає застосування чисельних методів.

У роботі [9] представлено комбіновану трикомпонентну математичну модель та програмне забезпечення комплексного математичного моделювання режимів індукційного нагрівання циліндричних заготовок, що дозволяють керувати перерозподілом потужності в трифазних індукційних нагрівачах. Зокрема, у роботі показано, що активна потужність у навантаженні суттєво залежить від фазового зсуву струмів у сусідніх фазних секціях індукційного нагрівача. Отримані з врахуванням заданої напруги та з застосуванням

чисельних методів результати не узгоджуються з висновком авторів монографії [8], що потужність в ділянках завантаження в кожній із секцій при зміні фазового зсуву практично не змінюється.

Наявність протиріч викликає питання та породжує додатковий теоретичний та практичний інтерес до дослідження перерозподілу потужності між фазними секціями та по довжині заготовок у трифазних індукційних нагрівачах. Отже, **метою цієї роботи** є дослідження процесу переносу активної потужності в установці індукційного нагрівання циліндричних алюмінієвих заготовок з трифазним індуктором. Вивчення цього питання виконувалося шляхом комп'ютерного моделювання електротеплових процесів з використанням розробленої і представленої в роботі [2] математичної моделі.

Методика дослідження. Дослідження переносу активної потужності в трифазній установці індукційного нагрівання циліндричних алюмінієвих заготовок виконувалося на прикладі запропонованого та розглянутого в роботі [6] конструктивного варіанта трифазного індуктора з тришаровою намоткою. Кожна фазна секція такого індуктора складається з 126 витків, які розподілені по 42 витки в кожному шарі. За умов живлення кожної фазної секції напругою $U_i = 380$ В та усередненої швидкості руху заготовок 7,3 мм/с зазначена кількість витків забезпечує на виході індуктора необхідну середню температуру алюмінієвих заготовок ~ 430 °С. Індуктор намотано рівнотовщинною мідною трубкою шириною 15 мм та висотою 12 мм з товщиною стінок 2 мм. Зазор між витками по довжині складає приблизно 2,5 мм, між шарами – 3 мм. Фазні секції по довжині індуктора розміщуються без додаткового проміжку (впритул). У запропонованому трифазному індукторі зберігається загальна довжина 2200 мм та внутрішній діаметр 228 мм існуючого однофазного індуктора, що використовується в технології індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок на ПАТ "ЗАВОД ПІВДЕНКАБЕЛЬ" (м. Харків) при виробництві струмопровідних жил для кабельної продукції [1]. Діаметр алюмінієвих заготовок становить 178 мм, загальна довжина розміщених в індукторі шістьох заготовок – 2628 мм.

Ескіз розрахункової області двовимірної осесиметричної електротеплової задачі для дослідження переносу активної потужності в установці індукційного нагрівання циліндричних алюмінієвих заготовок з трифазним індуктором представлено на рис. 1. На ескізі фазні секції індуктора позначені заштрихованими підобластями та пронумеровані за напрямком руху алюмінієвих заготовок. Для можливості визначення внеску кожної секції індуктора в нагрівання алюмінієвих заготовок їхній загальний об'єм поділено по границях фазних секцій індуктора на три окремі підобласті. Фазні секції та відповідні їм підобласті алюмінієвих заготовок для наочності виділені однаковим кольором. Моделювання виконувалося за наявності спільного для всього індуктора циліндричного магнітопроводу.

Методика розрахункового дослідження процесу переносу активної потужності в установці індукційного нагрівання циліндричних алюмінієвих заготовок з трифазним індуктором полягала у порівнянні значень спожитої з електромережі кожною секцією індуктора активної потужності P_{Si} ($i = 1, 2, 3$), сумарних $P_{\Sigma i}$ і окремих джоулевих втрат у мідних витках кожної фазної секції P_{Cui} та потужності тепловиділень від наведених струмів у відповідній їй частині алюмінієвих заготовок P_{Ali} ($P_{\Sigma i} = P_{Cui} + P_{Ali}$).

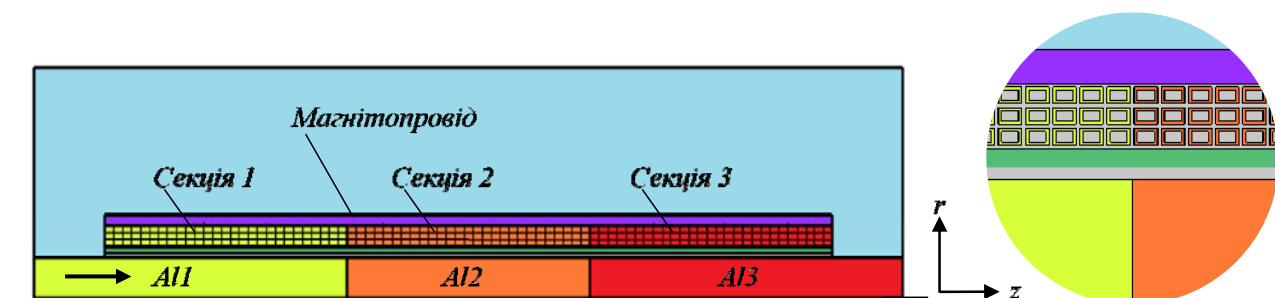


Рис. 1. Ескіз розрахункової області електротеплової задачі

Результати дослідження. На рис. 2 окремо для кожної фазної секції (а-в) та індуктора в цілому (г) залежно від кута фазового зсуву α між напругами, що живлять послідовні фазні секції індуктора, представлено розрахункові значення спожитої з електромережі активної потужності P_s , сумарних P_{Σ} та окремих джоулевих тепловиділень у мідних витках фазних секцій P_{Cu} та у відповідних їм частинах алюмінієвих заготовок P_{Al} . На рис. 2 г значення кожної потужності для індуктора в цілому визначались як сума відповідних значень для кожної секції: $P_s = P_{s1} + P_{s2} + P_{s3}$; $P_{Al} = P_{Al1} + P_{Al2} + P_{Al3}$; $P_{Cu} = P_{Cu1} + P_{Cu2} + P_{Cu3}$; $P_{\Sigma} = P_{\Sigma1} + P_{\Sigma2} + P_{\Sigma3}$.

Як видно з наведених рисунків, для крайніх фазних секцій практично у всьому діапазоні зміни кутів α за виключенням 0 та 180 ел. град. характерна відсутність балансу між спожитою з мережі живлення активною потужністю та сумарними тепловиділеннями у фазній секції та відповідній їй частині алюмінієвої заготовки. Водночас для середньої фазної секції та індуктора в цілому (рис. 2 б, г) цей баланс виконується при всіх значеннях кута α .

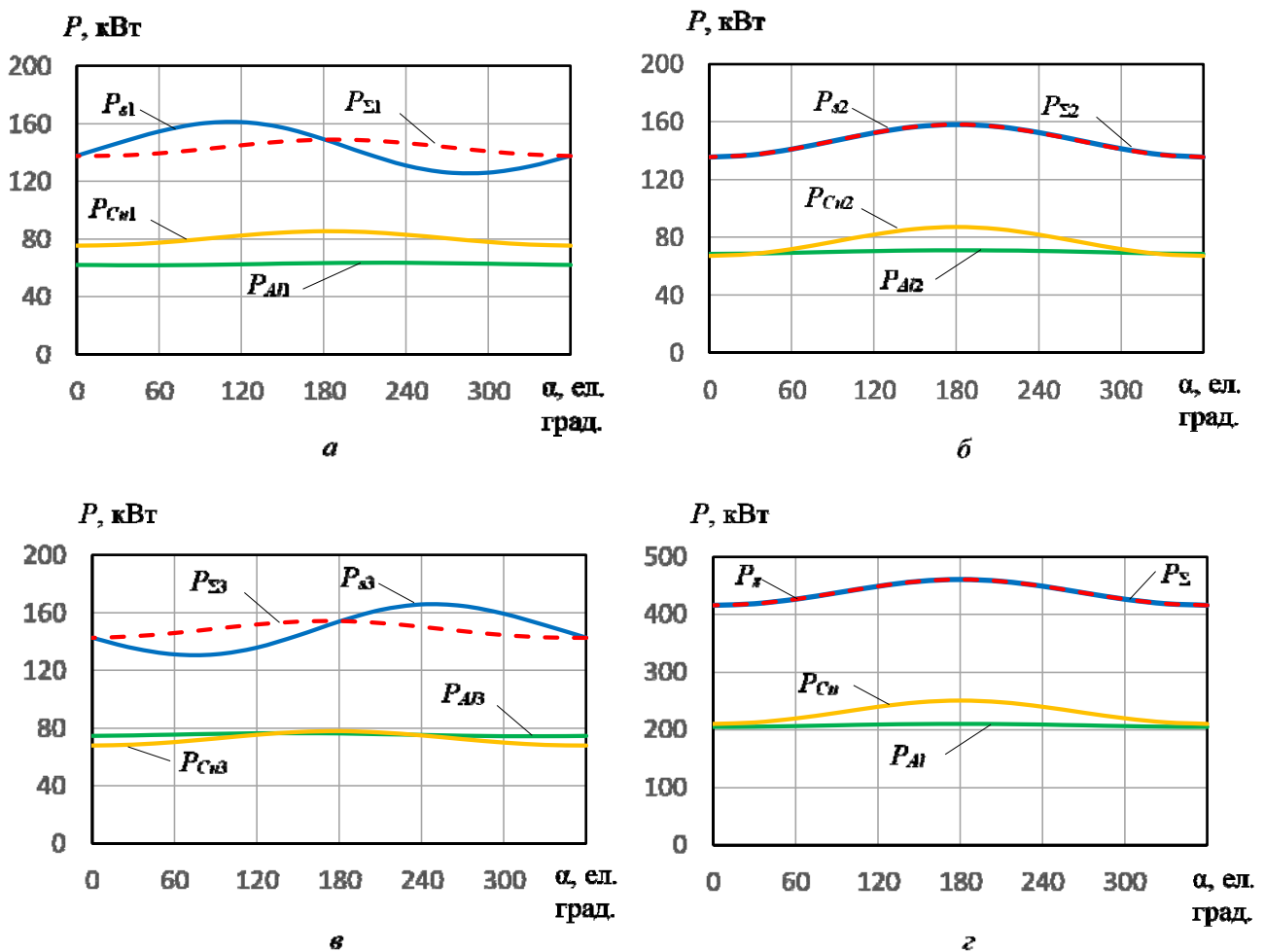


Рис. 2. Розрахункові значення для кожної фазної секції (а-в) та індуктора в цілому (г) спожитої з електромережі активної потужності P_s , сумарних P_{Σ} та окремих джоулевих тепловиділень у мідних витках фазних секцій P_{Cu} та у відповідних їм частинах алюмінієвих заготовок P_{Al}

Такі результати можна пояснити наявністю в трифазному індукторі явища переносу активної потужності, яке виникає в ньому внаслідок індуктивного зв'язку між фазними секціями. Симетричне розміщення середньої секції індуктора по відношенню до крайніх забезпечує однаковість коефіцієнтів взаємної індуктивності між середньою та крайніми секціями. При однакових кутах фазового зсуву між напругами, що живлять окремі фазні секції індуктора, відбувається передавання практично однакової величини активної потужності з однієї крайньої секції індуктора до середньої та з середньої до іншої крайньої секції. Внаслідок цього в кінцевому рахунку спостерігається передавання активної потужності між крайніми секціями при балансі спожитої та витраченої потужності для

середньої секції, хоча безпосередній індуктивний зв'язок між крайніми секціями практично відсутній внаслідок значної відстані між ними.

Перенос активної потужності в трифазному індукторі в осьовому напрямі за результатами розрахунку електромагнітної задачі може бути проілюстрований за допомогою дійсної частини z -складової вектора густини потоку енергії електромагнітного поля

$$Q_z = 0,5 \operatorname{Re}(j\omega \dot{A} \dot{H}_r^*), \quad (1)$$

де $\omega = 2\pi\nu$ – кругова частота; \dot{A} – комплексна амплітуда єдиної азимутальної складової векторного магнітного потенціалу; \dot{H}_r^* – комплексно-спряжена амплітуда r -складової напруженості магнітного поля, що виникає в трифазному індукторі в зонах стиків фазних секцій. Розподіл значень вектора Q_z за довжиною та радіусом індукційної установки, які отримано для кута фазового зсуву між напругами $\alpha = 90$ ел. град., представлено відповідно на рис. 3 а та б.

На рис. 3 а представлено розподіл значень Q_z для умовної поздовжньої лінії з радіусом $R_{12} = 0,1275$ м, що пролягає між внутрішнім та середнім шаром тришарового трифазного індуктора. Отриманий розподіл вектора Q_z підтверджує наявність переносу активної потужності між суміжними фазними секціями трифазного індуктора, що призводить до передавання активної потужності між крайніми секціями. З наведеного рисунка видно, що осьова складова потоку енергії електромагнітного поля присутня лише в крайових зонах фазних секцій. Максимальні значення z -складової вектора густини потоку енергії електромагнітного поля досягаються в площині стиків фазних секцій.

Розподіл по радіусу дійсної частини z -складової вектора густини потоку енергії електромагнітного поля в площині стику між першою та другою фазними секціями представлено на рис. 3 б. Виходячи з розподілу значень вектора Q_z , перенос активної потужності в осьовому напрямі в основному локалізовано в просторі між циліндричною алюмінієвою заготовкою та магнітопроводом індуктора (по первинній стороні електромагнітної системи).

Інтегральне значення активної потужності, що переноситься між фазними ділянками індукційної установки, може бути визначено шляхом інтегрування вектора Q_z по поверхні площини стику між фазними секціями у відповідності з виразом

$$P_z = 2\pi \int_0^{R_M} Q_z \cdot r dr, \quad (2)$$

де R_M – внутрішній радіус магнітопроводу.

Змінюючи межі інтегрування у відповідності з виразом (2) може бути визначена також частка інтегральної активної потужності, що передається через той чи інший відрізок

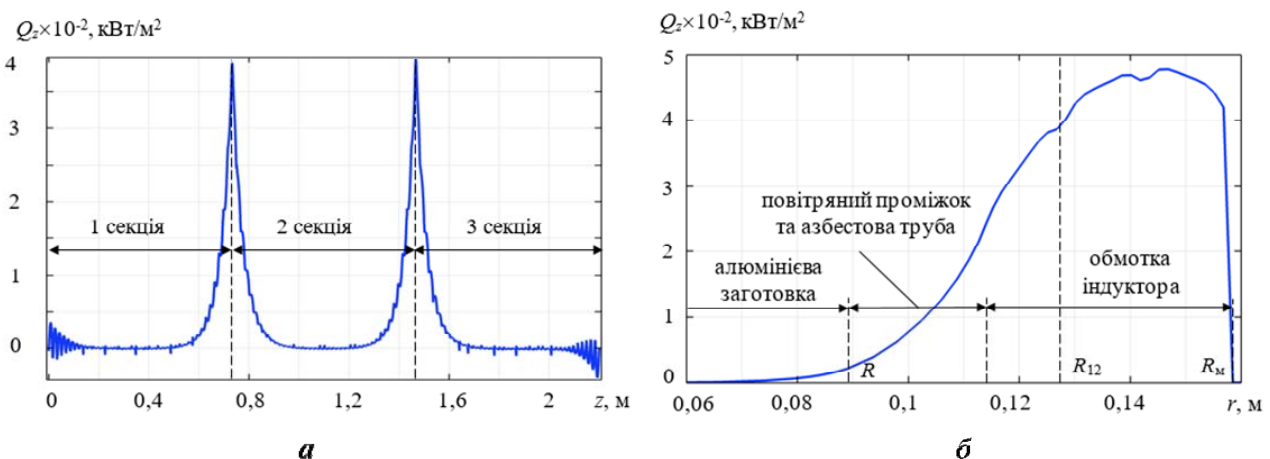


Рис. 3. Розподіл значень дійсної частини z -складової вектору густини потоку енергії електромагнітного поля для умовної поздовжньої лінії з радіусом $R_{12}=0,1275$ м (а) та в площині стику між першою та другою фазними секціями (б)

межі між фазними ділянками. Так, при інтегруванні по радіусу в межах об'єму алюмінієвої заготовки (від 0 до R) було визначено, що перенос активної потужності в зазначених межах становить менше 1 % від загальної активної потужності, що передається в осьовому напрямі між фазними ділянками індукційної установки.

Таким чином, переносом активної потужності в алюмінієвих заготовках (по вторинній стороні системи) в установках для індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок з трифазним індуктором можна нехтувати, враховуючи його незначну величину.

Напрямок передавання спожитої з мережі активної потужності та її величина в трифазному індукторі залежить від значення кута фазового зсуву α між напругами живлення фазних секцій індуктора. На рис. 4 для крайніх секцій представлено залежність від кута α різниці між спожитою з мережі живлення активною потужністю та сумарними тепловиділеннями в секції та відповідній їй частині алюмінієвої заготовки $\Delta P_{si} = P_{si} - P_{\Sigma i}$. При прямому чергуванні фаз (в діапазоні кутів α від 0 до 180 ел. град.), коли напруга першої секції індуктора за напрямком руху завантаження буде випереджати напругу другої секції, яка в свою чергу буде випереджати напругу третьої секції, отримано однакові за величиною позитивні значення зазначеної різниці для першої фази та негативні для третьої фази, що свідчить про часткову компенсацію джоулевих тепловиділень у витках третьої фазної секції та відповідній їй частині алюмінієвих заготовок за рахунок спожитої потужності з першої фази мережі живлення. У діапазоні кутів від 180 до 360 ел. град. (зворотне чергування фаз) навпаки активна потужність на часткову компенсацію тепловиділень в першій секції індуктора споживається з третьої фази мережі. Максимальні значення переносу активної потужності виникають при кутах α у 90 та 270 ел. град.

Аналізуючи представлені на рис. 2 результати, можна зробити висновок, що перенос

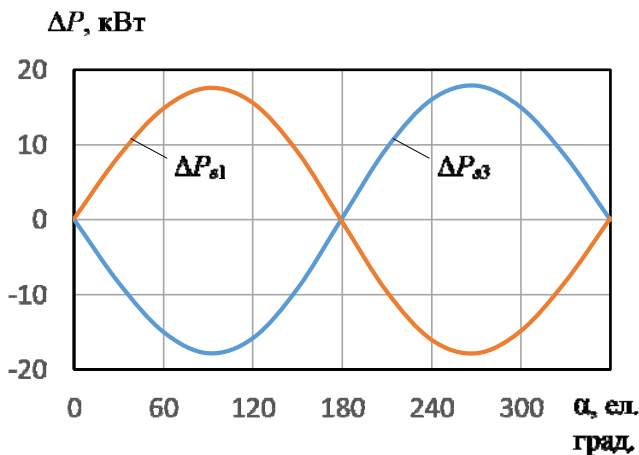


Рис. 4. Різниця між спожитою з мережі активною потужністю та сумарними тепловиділеннями для крайніх фазних секцій індуктора

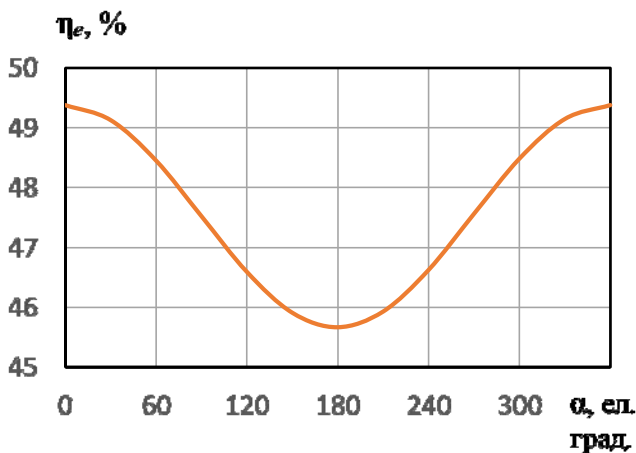


Рис. 4. ККД індуктора

активної потужності між фазними секціями індуктора практично не впливає на нагрівання алюмінієвих заготовок. Величина джоулевих тепловиділень в алюмінієвих заготовках на відміну від значень перенесеної активної потужності між фазними секціями практично не залежить від кута фазового зсуву α між напругами живлення трифазного індуктора, що робить неможливим керування нагрівом заготовок за рахунок цього фактору.

Водночас у трифазному індукторі є досить помітним вплив кута фазового зсуву α на рівень джоулевих втрат у витках фазних секцій, що суттєво позначається на його енергетичних показниках. Залежність електричного ККД трифазного індуктора в цілому $\eta_e = P_{Al} / P_s$ від кута α представлено на рис. 5. Максимальні значення ККД отримано при $\alpha = 0$, мінімальні – при 180 ел. град. При цьому різниця між цими значеннями становить близько 4 %.

З результатів, представлених на рис. 2, звертає на себе увагу послідовне збільшення джоулевих тепловиділень у відповідних фазним секціям частинах алюмінієвих заготовок, які для першої частини становлять приблизно 63 кВт, другої – 70 кВт, третьої – 75 кВт. Таке зростання тепловиділень пов'язано зі

зменшенням питомої електропровідності алюмінію з $\sigma = 3,7e7$ См/м при 20°C до $\sigma = 1,3e7$ См/м при 450°C в процесі нагрівання заготовок за напрямком руху в індукторі. У цьому легко пересвідчитися, розв'язуючи електромагнітну задачу без врахування залежності значень питомої електропровідності алюмінію σ від температури. При заданому однаковому для всього об'єму заготовок значенні $\sigma = 2e7$ См/м, яке відповідає питомій електропровідності алюмінію при температурі 227°C (500 K), у всіх трьох фазних частинах заготовок виникають приблизно однакові тепловиділення величиною у $69,5$ кВт.

Негативним наслідком переносу активної потужності між фазними секціями трифазного індуктора є нерівномірне навантаження електричної мережі. На рис. 6 для кожної секції індуктора залежно від кута фазового зсуву між напругами у відсотках по відношенню до усередненого значення представлено нерівномірність споживання активної потужності $\Delta P_i = (P_{si} - P_{av}) / P_{av}$, де $P_{av} = P_s/3$. Суцільними кривими на рисунку представлено результати, що отримано з врахуванням залежності питомої електропровідності від температури, пунктирними – при заданому однаковому для всього об'єму заготовок значенні $\sigma = 2e7$ См/м. Криві 1 відповідають першій фазній секції індуктора, криві 2 – другій, криві 3 – третій.

Споживання середньої секції індуктора є близьким до усередненого значення спожитої з мережі активної потужності. Відносно максимальне відхилення від P_{av} не перевищує 3% , в той час як для крайніх секцій індуктора нерівномірність споживання може сягати до 15% від усередненого значення спожитої активної потужності. З наведеного рисунка випливає, що при заданому однаковому для всього об'єму заготовок значенні питомої електропровідності алюмінію (пунктирні криві) порядок чергування фаз мережі при живленні секцій індуктора не впливає на нерівномірність споживання активної потужності. Водночас з врахуванням збільшення джоулевих тепловиділень в навантаженні за рахунок зменшення питомої електропровідності алюмінію при нагріванні (суцільні криві), для зменшення нерівномірності споживання активної потужності при живленні секцій стає важливим вибір прямого чергування фаз трифазної мережі, за якого активна потужність на часткову компенсацію тепловиділень в третій секції індуктора споживається з першої секції.

Так, при живленні секцій індуктора від трифазної мережі лінійною напругою з діючим значенням $U_i = 380$ В у разі прямого чергування фаз з кутом $\alpha = 60$ ел. град. спожита активна потужність по секціях складає $154,5$ кВт, $140,8$ кВт та 131 кВт з максимальним відхиленням від усередненого значення $8,7\%$, а у випадку зворотного чергування фаз з кутом $\alpha = 300$ (-60) ел. град. – відповідно $125,9$ кВт, $141,2$ кВт та $159,3$ кВт з максимальним відхиленням $12,1\%$. Аналогічна ситуація з вибором порядку чергування фаз спостерігається і при кутах $\alpha = \pm 120$ ел. град. Але, враховуючи більш високі значення електричного ККД (див. рис. 5), несиметрична система лінійної напруги з кутом зсуву фаз $\alpha = 60$ ел. град. є більш раціональною.

Визначені значення спожитої активної потужності кожної секції у разі підключення індуктора до лінійної напруги ще не дають повного уявлення про нерівномірність навантаження активною потужністю фаз трифазної електромережі. Для визначення останнього розглянемо та порівняємо між собою два варіанти підключення трифазного індукційного нагрівача циліндричних алюмінієвих заготовок до мережі з кутами між напругами на секціях індуктора $\alpha = 60$ ел. град. і $\alpha = -60$ ел. град. Перший варіант живлення нагрівача можна отримати при «вивернутій» середній секції індуктора та підключенні його

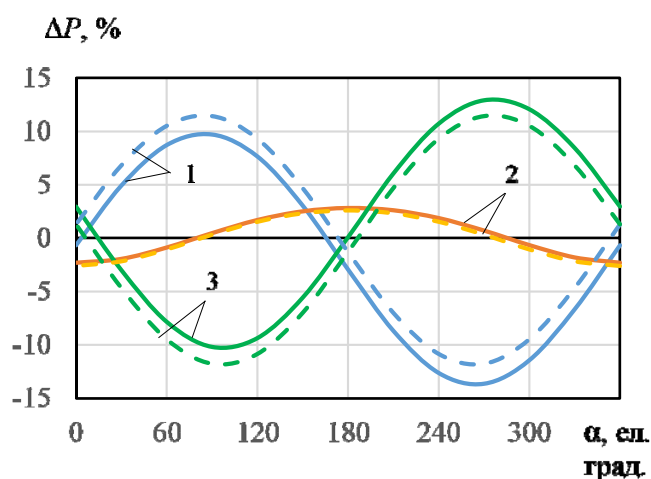


Рис. 6. Нерівномірність споживання активної потужності фазними секціями

до лінійних напруг трифазної мережі зі зворотним чергуванням її фаз. Другий варіант також можна отримати при «вивернутій» середній секції індуктора, але при підключенні його до лінійних напруг трифазної мережі з прямим чергуванням фаз.

Розподіл навантажень фаз електромережі активною потужністю P_i , що споживається трифазним індуктором, з їхнім відносним відхиленням від усередненого значення P_{av} для розглянутих схем підключення секцій представлено в таблиці.

α , ел. град.	P_1 , кВт	P_2 , кВт	P_3 , кВт	P_i , кВт	P_{av} , кВт	ΔP_1 , %	ΔP_2 , %	ΔP_3 , %
+ 60	154,1	136,3	135,9	426,3	142,1	8,4	- 4,1	- 4,4
- 60	154,4	124,3	147,6	426,3	142,1	8,7	- 12,4	3,9

З наведеної таблиці видно, що навантаження фаз електромережі активною потужністю, як і споживання активної потужності секціями індуктора є більш рівномірним у разі прямого чергування напруг індуктора з кутом зсуву фаз між ними $\alpha = 60$ ел. град. Таким чином, для живлення трифазного тришарового індуктора для термообробки алюмінієвих заготовок при пресуванні катанки для силових кабелів можна рекомендувати несиметричну трифазну систему лінійної напруги з кутом зсуву фаз $\alpha = 60$ ел. град.

Висновки. Досліджено перенос активної потужності в установці індукційного нагрівання циліндричних алюмінієвих заготовок з трифазним індуктором в осьовому напрямі. Установлено, що перенос активної потужності між фазними секціями індуктора практично не впливає на нагрівання алюмінієвих заготовок.

Негативним наслідком переносу активної потужності між фазними секціями індуктора є нерівномірне навантаження фаз електричної мережі, яке може сягати до 15 % від усередненого значення спожитої індуктором активної потужності.

Для живлення трифазного тришарового індуктора, якого рекомендовано для термообробки алюмінієвих заготовок при пресуванні катанки для силових кабелів, слід використати несиметричну трифазну систему живлення з кутом зсуву фаз між напругами на секціях індуктора у 60 ел. град., яка забезпечує електричний ККД індуктора на рівні 48,5 % при максимальному відхиленні навантаження фаз електричної мережі активною потужністю 8,4 % від усередненого значення.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Забезпечення ефективного функціонування та розвитку розподіленої енергетики в Україні з використанням технологій мікромереж (шифр: РЕЖИМ-3)», № державної реєстрації 0125U000609, відомчого цільового замовлення НАН України та фінансовано з коштів державного бюджету (КПКВК 6541030).

1. Золотарев В.М., Щерба М.А., Гурин А.Г., Супруновская Н.И., Чопов Е.Ю., Обозный А.Л. Электротехнологический комплекс производства кабельных систем на напряжение до 400 кВ. К.: При формат, 2017. 594 с.
2. Жаркін А.Ф., Гориславец Ю.М., Глухенький О.І., Золотарьов В.В., Білянін Р.В. Моделирование электротепловых процессов в установке индукционной термообработки алюминиевых зливок и назначения путей повышения их эффективности при пресуванні катанки для силових кабелів. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 6. С. 81–91. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023/06/081>
3. Nemkov V., Goldstein R. Design Principles for Induction Heating and Hardening in Handbook of Metallurgical Process Design. Marcel Dekker. 2004. P. 591–641.
4. Виштак П.А., Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Энергетические параметры трехфазных цилиндрических индукторов. *Технічна електродинаміка*. 1996. №6. С. 55–58.
5. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины. 2013. 550 с.
6. Жаркін А.Ф., Гориславец Ю.М., Глухенький О.І., Білянін Р.В. Багатошарові індуктори для установки індукційної термообробки алюмінієвих зливок при пресуванні катанки для силових кабелів. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2024. Вип. 68. С. 13–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2024.68.013>
7. Зимин Л.С., Егиазарян А.С. Особенности индукционного нагрева под деформацию. *Вестн. Самар. гос. ун-та. Сер. Технические науки*. 2015. №3 (47). С. 128–134.
8. Немков В.С., Демидович В.Б. Теория и расчет устройств индукционного нагрева. Л.: Энергоатомиздат, 1988. 271 с.

9. Кузнецов Е.В. Управление перераспределением мощности в трехфазных индукционных нагревателях. *Вестник КрасГАУ*. 2007. № 3. С. 230–236.

RESEARCH OF ACTIVE POWER TRANSFER IN AN INSTALLATION FOR INDUCTION HEAT TREATMENT OF CYLINDRICAL ALUMINUM BILLETS WITH A THREE-PHASE INDUCTOR

A.F. Zharkin¹, Yu.M. Goryslavets¹, O.I. Gluhenky¹, R.V. Belyanin²

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

Beresteyskiy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: gai56@ied.org.ua

2 – YUZHicable WORKS, PJSC,

Avtogenna str., 7, Kharkiv, 61099, Ukraine

For the proposed design variant of a three-phase inductor of a device for induction heat treatment of cylindrical aluminum billets, which is used in the technology of production of conductive cores of power cables before pressing of wire rod, using the developed mathematical model of electrothermal processes, the process of active power transfer between phase sections and along the length of the billets, which occurs in the inductor due to inductive coupling between phase windings, has been investigated. It was established that the side phase sections of the inductor are characterized by the lack of balance between the active power consumed from the power supply network and the total heat dissipation in the phase section and the corresponding part of the aluminum billet, while this balance is fulfilled for the central phase section and the inductor as a whole. The distribution along the length and radius of the induction installation of the axial component of the electromagnetic field energy flux density vector was obtained, which confirms the presence of active power transfer between adjacent phase sections of the three-phase inductor and indicates its absence along the aluminum billets (on the secondary side of the system). It was established that the transfer of active power between the phase sections of the inductor has practically no effect on the heating of the aluminum billets. It was determined that the negative consequence of the transfer of active power between the phase sections of the three-phase inductor is the uneven load of the phases of the electrical network. A rational power supply scheme for a three-phase three-layer inductor from a three-phase industrial electrical network is proposed, which provides the maximum possible energy efficiency of the induction installation with minimal unevenness of the phases load of the electrical network. Ref. 9, fig. 6, table.

Key words: induction heat treatment, aluminum billets, three-phase inductor, computer modeling, electrothermal processes, active power transfer.

1. Zolotarev V.M., Shcherba M.A., Guryn A.G., Suprunovskaya N.Y., Chopov E.Yu., Obozny A.L. Electrotechnological complex for the production of cable systems for a voltage of up to 400 kV. K.: Pri format. 2017. 594 p. (Rus)
2. Zharkin A.F., Goryslavets Yu.M., Gluhenky O.I., Zolotaryov V.V., Bilyanin R.V. Modeling of electrothermal processes in the installation of induction heat treatment of aluminum ingots and determination of ways to increase its efficiency when pressing wire rod for power cables. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2023. No 6. Pp. 81–91. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023/06/081>
3. Nemkov V., Goldstein R. Design Principles for Induction Heating and Hardening in Handbook of Metallurgical Process Design. Marcel Dekker. 2004. Pp. 591–641.
4. Vishtak P.A., Kondratenko I.P., Rashchepkin A.P. Energy parameters of three-phase cylindrical inductors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 1996. No 6. Pp. 55–58. (Rus)
5. Shidlovsky A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. Cables with polymer insulation for ultra-high voltage. K.: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine. 2013. 550 p. (Rus)
6. Zharkin A.F., Goryslavets Yu.M., Gluhenky O.I., Bilyanin R.V. Multilayer inductors for induction heat treatment installation of aluminum castings when pressing rods for power cables. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akaddemii Nauk Ukrainy*. Kyiv. 2024. Issue 68. Pp. 13–21. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2024.68.013>
7. Zimin L., Yeghiazaryan A. Features of induction heating for the deformation. *Vestnik Samarskogo Gosudarstvennogo Tekhnicheskogo Universiteta. Seria Tekhnicheskie Nauki*. 2015. No 3 (47). Pp. 128–134. (Rus)
8. Nemkov V.S., Demidovych V.B. Theory and calculation of induction heating devices. L.: Energoatomizdat, 1988. 271 p. (Rus)
9. Kuznetsov E.V. Control of power redistribution in three-phase induction heaters. *Vestnik KrasGAU*. 2007. No 3. Pp. 203–236. (Rus)

Надійшла: 18.02.2025

Прийнята: 03.04.2025

Submitted: 18.02.2025

Accepted: 03.04.2025

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА РИНКИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

УДК 621.311:681.3

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.014>

СЦЕНАРІЇ ВИКОРИСТАННЯ МІКРОМЕРЕЖ ЗГІДНО З МІЖНАРОДНИМИ СТАНДАРТАМИ

І.В. Блінов *, д-р. техн. наук, проф., **С.О. Палачов****, канд. техн. наук, **Є.В. Парус*****, канд. техн. наук, **О.Г. Клименко******, асп.

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: blinovihor@gmail.com, palp@ukr.net, paruseugene@gmail.com

Публікація присвячена дослідженню основ впровадження та цілей використання мікромереж у системах розподілу. Розглянуто основні процеси зміни нормативно-правової бази української електроенергетики в частині стимулювання децентралізації генерації та управління режимами енергосистем. Уточнено перелік задач, які необхідно розв'язати на етапі переходу від визначення загальних принципів створення мікромереж до конкретизації деталей їх практичного використання в Україні. Виконано огляд основних міжнародних стандартів, які стосуються побудови та експлуатації мікромереж. Розглянуто визначені стандартами основні сценарії використання мікромереж як локальних енергетичних систем. Для кожного сценарію виділено передумови та цілі його застосування, а також основні функції мікромережі, якими реалізується зазначений сценарій. Визначено найбільш актуальні для української електроенергетики способи побудови та сценарії використання мікромереж. Бібл. 19, рис. 2.

Ключові слова: мікромережі, сценарії використання, локальна енергетична система, розподілені енергоресурси, відновлювані джерела, установка зберігання енергії.

Вступ. Сьогодні в Україні активно реалізуються процеси впровадження в сферу електроенергетики нових технологій, які істотно впливають, в першу чергу, на розподільні електричні мережі, переводячи їх на новий якісний рівень розвитку і функціонування [1]. Разом із цим в умовах аварійних ситуацій у системах передачі і розподілу, а також за критичних дисбалансів виробництва і споживання електроенергії вимушено переривається електропостачання груп споживачів, зокрема і об'єктів критичної інфраструктури. Тому доцільним є застосування комбінованого підходу до забезпечення електропостачання споживачів, який передбачає у разі необхідності виділяти частину мережі в ізолюваний (острівний) режим навколо розподіленої генерації, з автоматичним підтриманням основних параметрів мережі.

Сучасні технології функціонування енергосистем надають можливості вирішення проблеми надійності та безперервності електропостачання не тільки за рахунок додаткового резервування у централізованих системах розподілу, але і шляхом диверсифікації джерел електричної енергії із залученням локальних об'єктів генерації та зберігання. Важливим атрибутом диверсифікації джерел електроенергії за допомогою локальних систем електропостачання є здатність локальної системи функціонувати як паралельно з зовнішньою системою розподілу з живленням від ОЕС України, так і в автономному режимі з живленням від власних джерел енергії. Для реалізації таких можливостей необхідно визначити принципи формування та узгодження спільної роботи систем розподілу електроенергії як за умов нормальних режимів ОЕС України, так і при виникненні надзвичайних ситуацій в системах централізованого електропостачання зі значними обмеженнями чи повному припиненні електропостачання.



У цих умовах використання технології мікромереж відіграє роль локального центру керування місцевою системою електропостачання як в умовах підключення до енергосистеми у складі ОЕС України, і в режимах ізольованого від ОЕС України функціонування. Тому мікромережі є важливою складовою подальшої інтеграції технологій відновлюваної енергетики, підвищення ефективності і надійності електропостачання, а також електричних мереж у напрямку децентралізації управління режимами ОЕС України.

На виконання планів розвитку децентралізованих систем управління в електроенергетиці України у жовтні 2022 року Урядом схвалено Концепцію впровадження «розумних мереж» в Україні до 2035 року та затверджено деталізований план заходів з її реалізації. До складових розвитку «розумних мереж», разом із іншими визначеними у Концепції важливими заходами, віднесені і мікромережі. У 2024 році в закон України «Про ринок електричної енергії» були внесені доповнення, якими встановлені визначення мікромережі як: «групи взаємозв'язаних навантажень і розподіленої генерації із визначеними електричними межами, що утворюють локальну електроенергетичну систему на рівні системи розподілу електричної енергії, яка діє як єдиний керований об'єкт і здатна працювати паралельно з ОЕС України (паралельний режим мікромережі) або в острівному режимі мікромережі» [2]. Крім того протягом 2023 та 2024 років до Кодексу систем розподілу України [3] була внесена низка суттєвих доповнень, що стосуються практичної організації у структурі системи розподілу електроенергії локальних систем електропостачання, здатних видавати енергію від власних джерел енергії до зовнішніх розподільних мереж (режим активного споживача), а також працювати у режимі енергетичного острова при виникненні надзвичайних ситуацій в ОЕС України.

На виконання [4] в Україні реалізуються процеси впровадження нових технологій в електроенергетиці, зокрема «розумних мереж». Ці інновації сприяють переходу на новий рівень розвитку енергетики, який характеризується заходами в напрямку декарбонізації процесу виробництва енергії та створення високоефективної структури генеруючих потужностей із значною часткою відновлюваних джерел енергії (ВДЕ).

Таким чином в Україні вже почався перехід від визначення загальних принципів створення локальних систем електропостачання до конкретизації деталей їх практичного використання. Зокрема виникає потреба у вирішенні наступних основних завдань:

- аналіз актуальних задач в електроенергетиці України, а також можливих цілей, що можуть бути досягнуті шляхом впровадження мікромереж. Це передбачає вивчення міжнародного досвіду створення та експлуатації мікромереж, а також визначення доцільності застосування цього досвіду в Україні;
- аналіз сфер застосування різних сценаріїв функціонування мікромереж в Україні;
- розвиток теоретичних моделей застосування мікромереж, які мають бути адаптовані до чинних норм, Правил улаштування електроустановок та Кодексу систем розподілу;
- оцінка шляхів підвищення ефективності роботи мікромереж як у режимі паралельної роботи з енергосистемою, так і в острівному режимі;
- дослідження системних та мережевих обмежень в мікромережах для їх урахування при вирішенні задач оптимізації режимів роботи в них.

Мета статті полягає у дослідженні структури та сценаріїв функціонування мікромереж для визначення найбільш актуальних в Україні сфер застосування мікромереж. Дослідження виконані з використанням чинних українських та міжнародних стандартів, які стосуються принципів побудови та функціонування мікромереж. Результати дослідження призначені для визначення ролі мікромереж у сучасній структурі ринку електричної енергії України, а також для створення комплексної основи проектування і впровадження мікромереж в українські системи електропостачання, беручи до уваги технічні, економічні та регуляторні аспекти.

Сфера застосування мікромереж та їхнє місце в ОЕС України.

За визначеннями, наведеними у серії стандартів ІЕС TS 62898, мікромережею є група взаємопов'язаних навантажень та розподілених енергетичних ресурсів з визначеними електричними межами, що утворюють локальну електроенергетичну систему на розподільних рівнях напруги, що діє як єдиний керований об'єкт та здатний працювати в острівному

режимі. Таким чином, у структурі ОЕС України мікромережа розглядається як підключений до системи розподілу локальний електроенергетичний об'єкт. На відміну від «традиційної» групи споживачів електричної енергії, які живляться від системи розподілу, мікромережа розглядається як об'єкт з функціями комплексного управління режимами електроспоживання за наявності власних (локальних) джерел генерації і зберігання електроенергії. До функцій управління мікромережею відносять, передусім, функцію живлення принаймі частини споживачів електроенергії за відсутності електричного зв'язку із системою розподілу (так званий «острівний» режим). За підключення мікромережі до системи розподілу функції управління надають можливості оптимізації режимів електроспоживання за економічними, екологічними чи іншими критеріями за рахунок використання власних ресурсів генерації і зберігання електроенергії. Функції мікромережі відповідають концепції децентралізації виробництва електроенергії та систем управління режимами ОЕС України. Проте мікромережа як об'єкт з комплексним адаптивним управлінням режимами споживання/генерації електроенергії ускладнює функції управління режимами у системі розподілу. Тому актуальності набуває задача більш чіткого визначення структури і функцій мікромереж з метою визначення можливостей використання локальних енергетичних ресурсів як для оптимізації електропостачання споживачів, так і для узгодження з режимами функціонування систем розподілу електроенергії.

Огляд національних та міжнародних стандартів, що стосуються мікромереж.

Висока вартість енергоносіїв зумовила великий інтерес в країнах Євросоюзу до відновлювальних джерел енергії малої потужності, доступних побутовим споживачам, а державна система субсидування забезпечила відносно малий термін їх окупності, і як наслідок – масове застосування цих установок. Цей процес не був залишений без уваги Міжнародною електротехнічною комісією (МЕК, англ. IEC). Досвід приєднань мікромереж до систем електропостачання та подальшої їхньої експлуатації узагальнено та викладено у виданнях міжнародних стандартів, технічних звітів і технічних специфікацій.

Публікації МЕК мають форму рекомендацій для міжнародного використання, однак вони також можуть бути прийняті як міжнародні європейські стандарти (за умови їх схвалення CENELEC) та як національні стандарти України (в цьому випадку рішення приймають технічні комітети стандартизації та національний орган стандартизації). Оскільки національні та міжнародні стандарти не знаходяться у вільному доступі, у списку посилань на літературу наводяться URL-посилання на офіційні WEB-сторінки каталогу з описом стандарту та функцією замовлення екземпляру стандарту.

На сьогодні технічний комітет ТК 162 забезпечує впровадження в Україні низки найбільш важливих стандартів МЕК, що стосуються «розумних мереж» [5], зокрема мікромереж, а саме:

- ДСТУ IEC TR 63097:2024 Дорожня карта зі стандартизації розумних мереж (IEC TR 63097:2017, IDT) - вже діє [6];
- ДСТУ IEC TS 62898 Microgrids (Мікромережі), багаточастинний стандарт – вже діють усі частини;
- ДСТУ IEC SRD 62913 «Generic Smart Grid Requirements» (Загальні вимоги до розумної мережі) – заплановано до прийняття.

Багаточастинний стандарт IEC TS 62898 є базовим стандартом, що визначає основні принципи проектування, побудови та функціонування мікромереж. Він складається із семи частин:

1. IEC TS 62898-1: 2017+AMD 1: 2023 Microgrids – Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification (Мікромережі – Частина 1: Рекомендації щодо планування та специфікації проектів мікромереж) [7];
2. IEC TS 62898-2: 2018+AMD 1: 2023 Microgrids - Part 2: Guidelines for operation (Мікромережі – Частина 2: Інструкції з експлуатації) [8];
3. IEC TS 62898-3-1: 2020 + AMD 1: 2023 Microgrids - Part 3-1: Technical requirements - Protection and dynamic control (Мікромережі. Частина 3-1. Технічні вимоги. Захист і динамічний контроль) [9];

4. IEC TS 62898-3-2:2024 Microgrids - Part 3-2: Technical requirements - Energy management systems (Мікромережі. Частина 3-2. Технічні вимоги. Системи енергоменеджменту) [10];

5. IEC TS 62898-3-3:2023 Microgrids - Part 3-3: Technical requirements - Self-regulation of dispatchable loads (Мікромережі. Частина 3-3. Технічні вимоги. Саморегулювання диспетчеризованих навантажень) [11];

6. IEC TS 62898-3-4:2023 Microgrids - Part 3-4: Technical requirements - Microgrid monitoring and control systems (Мікромережі. Частина 3-4. Технічні вимоги. Системи моніторингу та керування мікромережами) [12];

7. IEC TS 62898-4:2023 Microgrids - Part 4: Use cases (Мікромережі. - Частина 4: Варіанти використання) [13].

Розглянемо основні положення стандартів у частинах структури та основних сценаріїв експлуатації мікромереж. У [7] визначена класифікація мікромереж як ізольованих та неізольованих. Ізольована мікромережа у [7] визначається як: «група взаємопов'язаних навантажень і розподілених енергетичних ресурсів з визначеними електричними межами, що утворюють локальну електроенергетичну систему на рівнях розподільної напруги, які не можуть бути підключені до більш широкої системи розподілу електроенергії». Під неізольованою у [7] розуміється мікромережа, яку можливо підключити до більш широкої мережі електропостачання. Неізольовані мікромережі можуть виступати в якості керованих вузлів електроенергетичної системи і працювати в двох режимах:

- режим паралельної роботи з зовнішньою мережею електропостачання;
- острівний режим з живленням від власних джерел енергії.

Крім того, у [7] наведено типові однолінійні схеми ізольованих та неізольованих мікромереж. Наприклад, на рис. 1 наведено схему неізольованої мікромережі, яка містить джерела розосередженої генерації, що використовують енергію різних типів, а також систему накопичення енергії. Зазначений тип мікромережі може працювати як у режимі паралельної роботи із системою розподілу загального призначення, так і ізольовано в режимі організованого енергетичного острову.

Також у [7] наведено стислий огляд можливих типових сценаріїв використання мікромережі в комерційній діяльності. Докладний опис сценаріїв комерційної експлуатації мікромереж наведений у [13].

На рис. 2 схематично відображено шість основних сценаріїв використання (business use cases, скорочення BUC) мікромереж, запропонованих у серії у стандартів [7 – 13]:

Сценарій А – гарантування безперервності у роботі навантаження за рахунок можливості функціонування мікромережі в острівний режим;

BUC В - електропостачання у віддалені райони за допомогою відновлюваних джерел енергії;

BUC С - оптимізація використання локальних ресурсів для підвищення надійності та ефективності електропостачання споживачів мікромережі (покращення їх сервісного обслуговування);

BUC D - оптимізація локальних ресурсів для забезпечення готовності енергосистеми до стихійних лих;

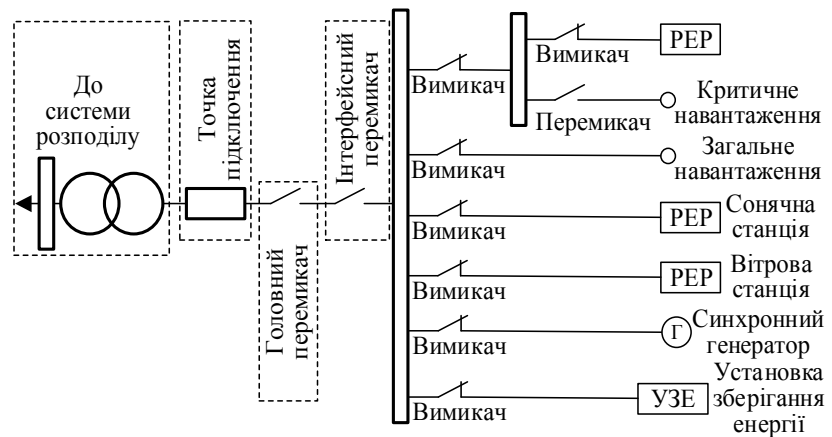


Рис. 1. Топологія типової неізольованої мікромережі (IEC TS 62898-1)

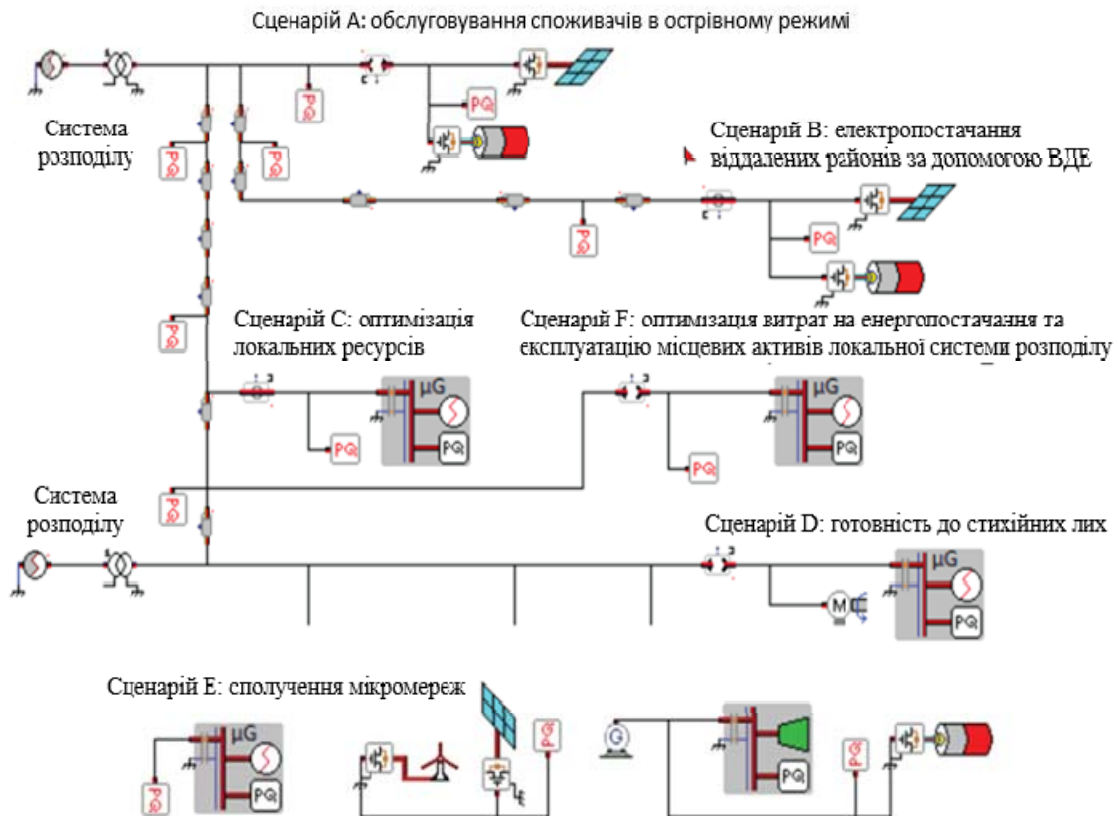


Рис. 2. Схематичне спрощене зображення сценаріїв використання мікромереж в комерційній діяльності (G – генерація, M – вимірювальні пристрої, PQ – навантаження (активне і реактивне), RnE – відновлювані джерела енергії, μ G – мікромережа)

BUC E - створення крупнішої енергосистеми завдяки взаємозв'язку декількох ізольованих мікромереж;

BUC F - оптимізація витрат на енергопостачання шляхом належного використання локальних активів у системі розподілу, якою керує громада.

Розглянемо більш детально особливості кожного сценарію використання мікромережі.

Сценарій використання А - гарантування безперервності у роботі навантаження за рахунок можливості переходу мікромережі в острівний режим.

Сфера застосування. Цей сценарій використання стосується ситуацій, коли мікромережа, в основному, працює в режимі паралельної роботи із зовнішньою системою розподілу загального призначення, але також здатна тимчасово відокремлюватися від неї та забезпечувати безперервне електропостачання власних споживачів в ізольованому режимі.

Цілі застосування сценарію А використання мікромережі:

- підвищення надійності електропостачання шляхом забезпечення його безперервності для усіх споживачів або для окремих критичних навантажень;
- забезпечення ефективності застосування енергоресурсів для підтримки безперервності електропостачання споживачам під час припинення живлення від зовнішньої енергосистеми;
- зменшення кількості та тривалості відключень електроенергії для клієнтів мікромережі.

В межах сценарію використання А розглядають три можливі випадки переходу мікромережі в режим організованого енергетичного острова:

- превентивне відокремлення від зовнішньої енергосистеми у випадку запланованого припинення електропостачання (наприклад, через технічне обслуговування) або коли очікується відключення мережі (погодні умови, які можуть пошкодити повітряні лінії, пошкодження третіми особами, переобтяження лінії тощо);
- ненавмисне відокремлення у разі неочікуваного виходу з ладу мережі. Цей сценарій передбачає може автоматичний перехід на власні джерела живлення;

- відновлення електропостачання після аварії в мережі (black-start). Застосовується у випадку, якщо технічні засоби мікромережі не мають можливості автоматично та плавно здійснити відокремлення від зовнішньої енергосистеми без тимчасового знеструмлення споживачів.

Після переходу в острівний режим мікромережа буде працювати в ньому так довго, доки не відновиться постачання електроенергії із зовнішньої енергосистеми, після чого мікромережа знову підключиться до неї в режимі паралельної роботи, або до тих пір, поки локальні джерела живлення будуть здатні забезпечити автономне електропостачання споживачів мікромережі.

Сценарій використання В - електропостачання у віддалених районах за допомогою відновлюваних джерел енергії.

Сфера застосування. Цей сценарій використання стосується наступних ситуацій:

- мікромережа з інтегрованими розподіленими енергоресурсами підключена до зовнішньої енергетичної системи за допомогою переобтяжених або слабких фідерів передачі та розподілу електроенергії;
- ізольована мікромережа, використовуються для цілей електрифікації віддалених сільських районів або географічних островів.

Основні *цілі застосування* сценарію використання В наступні:

- тимчасова локальна електрифікація в районах, що розвиваються, до моменту завершення будівництва основної системи розподілу;
- електропостачання на географічних островах або в районах, де відсутня можливість підключення до основної системи розподілу;
- електропостачання на географічних островах або в районах, де присутня основна система розподілу, але її надійність і якість електроенергії вкрай низькі;
- електропостачання на географічних островах або в районах, де присутня основна система розподілу але вартість електроенергії, що надходить з локальних мікромереж, значно нижче.

Основні функції цього випадку використання включають запуск в режимі black-start, а також регулювання частоти та напруги в мікромережі з метою забезпечення необхідної надійності і якості електропостачання. Додаткові функції можуть включати в себе відключення частини навантаження (load shedding), управління споживанням, прогнозування споживання та генерації електроенергії.

Сценарій використання С - оптимізація використання локальних ресурсів для підвищення надійності та ефективності електропостачання споживачів мікромережі (покращення їх сервісного обслуговування).

Сфера застосування. Цей сценарій використання стосується мікромереж, що працюють паралельно з основною системою розподілу. У сценарії визначаються основні способи використання енергоресурсів для покращення послуг учасникам мікромережі шляхом оптимізації таких ресурсів, як установки зберігання енергії (УЗЕ), диспетчеризовані ВДЕ, управління споживанням задля зниження вартості електроенергії, збільшення обсягів споживаної від ВДЕ енергії, зменшення викидів парникових газів тощо.

Цілі застосування сценарію використання С:

- зменшити витрати на закупівлю енергії для користувачів мікромережі;
- зменшити витрати на монтаж енергосистеми (менші розміри кабелів);
- підвищити обсяги генерації від локальних джерел енергії;
- сприяти інтеграції ВДЕ;
- створити спільноту індивідуальних власників локальних джерел енергії, об'єднаних для забезпечення стабільності частоти та напруги або для створення резервного джерела живлення критичних навантажень (в такій мережі селективний захист від короткого замикання становить більш складну задачу, ніж для звичайної мережі розподілу).

До основних видів послуг, що надаються мікромережею основній системі розподілу, відносять:

- управління генерацією від ВДЕ для запобігання (або обмеження до визначених обсягів) постачання активної енергії в основну систему розподілу;
- управління споживанням реактивної потужності, щоб уникнути плати за потоки реактивної складової енергії з основної системи розподілу. Наприклад, в ВДЕ на сонячній енергії, фотоелектрична система за замовчуванням оптимізована на виробництво лише активної потужності. Таким чином, в точці приєднання мікромережі споживана активна енергія буде зменшена, але реактивна енергія буде споживатися в том самому обсязі, що призведе до погіршення коефіцієнта потужності в точці приєднання мікромережі;
- керування споживанням таким чином, щоб потужність навантаження відповідала сумарній потужності генерації локальних ВДЕ;
- оптимізація використання локальних енергоресурсів (ВДЕ та УЗЕ) відповідно до умов тарифу. Підвищення частки обсягу власних ресурсів генерації мікромережі в обсягах споживання електричної енергії;
- сприяння прямому (peer-to-peer) обміну енергією між користувачами в межах мікромережі (наприклад, за допомогою торгової платформи) з метою збільшення споживання від власних ресурсів. Сприяння інтеграції локальних енергоресурсів в систему електропостачання.

Сценарій використання С стосується мікромереж, які, в основному, використовуються в режимі паралельної роботи з основною системою розподілу електроенергії. За наявності договору між оператором системи розподілу та оператором мікромережі, оптимізація активів мікромережі може надати своїм клієнтам декілька важливих послуг: зниження вартості енергії, збільшення обсягів споживання енергії від локальних джерел, зменшення викидів парникових газів, зниження витрат на підключення до мережі тощо. Однак, досягнення цих цілей значною мірою залежить від нормативно-правової бази, особливо від таких чинників:

- а) наявності чи відсутності двох рівнів обліку та тарифікації електроенергії: на рівні мікромережі у цілому та на рівні окремого споживача;
- б) статусу мікромережі: як споживача, як виробника, або активного споживача (тобто здатної виконувати обидві функції), а також наявності відповідної структури ринку електроенергії для децентралізованого виробництва.

В останньому випадку може існувати кілька варіантів стратегії оптимізації роботи мікромережі, які залежать від положень існуючої нормативної бази в електроенергетиці:

- варіант 1а: оператор мікромережі може продавати профіцит генерації відновлюваної енергії в обмежених або необмежених обсягах основній системі розподілу (залежно від її можливостей). У цьому випадку мікромережа тимчасово розглядається як виробник електроенергії (базова бізнес-модель). У цьому випадку оптимізація здійснюється з урахуванням витрат на купівлю та продаж електроенергії;
- варіант 1б: Оператор мікромережі може передавати профіцит генерації відновлюваної енергії в основну систему розподілу, і при цьому отримати штрафні санкції за кількість переданої енергії (бізнес-модель з урахуванням потенційної небезпеки для роботи енергетичної системи).
- варіант 2: оператор мікромережі не може продавати профіцит власної генерації у систему розподілу (бізнес-модель із дозволом використання джерел розподіленої генерації виключно для покриття власних потреб електроспоживання). Сумарний графік споживання енергії мікромережею повинен підтримуватися на позитивному або нульовому значеннях і не повинна встановлюватися на від'ємних значеннях. Іншими словами, мікромережа має зберігати профіль «споживача», а не «виробника».

У цьому випадку можуть бути застосовані інші рішення щодо керування локальною генерацією для уникнення передавання потужності в зону основній системі розподілу:

- система штрафних санкцій на споживачів за від'ємний напрямок споживання електроенергії (поріг потужності, її тривалість, ціна тощо);
- моніторинг кривої навантаження споживача в режимі реального часу та надсилання інформаційних або керуючих сигналів споживачу для вчасного регулювання або обмеження виробництва електроенергії;

– застосування алгоритмів планування та платформи прямого (peer-to-peer) обміну енергією для збалансування генерації та попиту на енергію, а також для управління ресурсами.

Слід також враховувати, що сценарій С передбачає реалізацію таких важливих науково-практичних задач, як: забезпечення балансування мікромережі з використанням систем енергоменеджменту [14, 15], регулювання напруги мікромережі, зокрема з ВДЕ та УЗЕ [16], а задачі планування режимів мікромереж розв'язуються із використанням результатів прогнозування відпуску електричної енергії з ВДЕ [17].

Сценарій використання D - оптимізація локальних ресурсів для надання послуг системі електропостачання щодо забезпечення готовності до аварій та якості електроенергії

Сфера застосування. Сценарій використання D стосується громадських мікромереж, що обслуговують такі важливі об'єкти, як лікарні, продуктові магазини, аптеки, сховища під час надзвичайних ситуацій, а також поліцейські відділення та пожежні станції, банки і комунікаційні ресурси. Такі системи енергозабезпечення також називають мікромережами «центру міста» або «оазису» і вони створюються для забезпечення електроенергією багатьох споживачів у разі надзвичайної ситуації (наприклад, шторм, сильний вітер, пожежа, терористичні атаки тощо).

Цілі застосування сценарію використання D включають наступне:

- надання допоміжних послуг для системи постачання електроенергії, такі як регулювання частоти, контроль напруги;
- забезпечення безпеки та безперервності електропостачання спільноти;
- запобігання втраті майна та життя;
- сприяння відновленню енергетичної системи після аварій (підвищення потужності під час black-start (наприклад, допомога в запуску локальних вітрових турбін тощо));
- повторна синхронізація з зовнішньою системою електропостачання.

Сценарій використання D є прикладом того, що мікромережі з ВДЕ та УЗЕ є одним із перспективних рішень для покращення якості електроенергії, надійності та доступності електропостачання для споживачів.

Основні функції сценарію використання D включають в себе аварійний запуск енергетичної системи після аварій, контроль реактивної потужності, регулювання частоти та напруги та автоматичне перемикання потоків енергії. Додаткові функції можуть включати в себе керування пріоритетом живлення споживачів та роботу як віртуальної електростанції для реагування на різні події в мережі (наприклад, допоміжні послуги, зменшення споживання енергії). Це передбачає додатково розв'язання таких задач, як: оптимізація реактивної складової потужності ВДЕ для регулювання режимів системи розподілу [18], керування попитом і побудова моделей функціонування мікромереж у таких умовах [19].

Сценарій використання E – збільшення можливостей енергетичних систем шляхом об'єднання декількох ізольованих мікромереж.

Сфера застосування. Сценарій використання E стосується особливого розвитку енергетичних систем, коли кілька ізольованих мікромереж (або розподілених енергетичних ресурсів) об'єднуються в єдину енергосистему (чи в єдине об'єднання енергетичних ресурсів). Цей сценарій передбачає, що розробка великих енергосистем загального призначення може здійснюватися у два етапи. На першому етапі здійснюється будівництво ізольованих мікромереж, що дасть змогу крок за кроком розвивати місцеву економіку. На другому етапі подальший розвиток енергетичної системи загального призначення буде здійснюватися шляхом об'єднання існуючих мікромереж з подальшим їх приєднанням до систем розподілу загального призначення (рис. 2).

Цілі застосування сценарію використання E включають наступне:

- поетапна оптимізація планування мережі та інвестицій: розвиток енергосистеми, сприяння створенню локальних та ізольованих енергетичних систем на першому етапі, а пізніше на другому етапі об'єднання їх в єдину локальну енергосистему;
- оптимізація обміну енергією між ізольованими мікромережами, навантаженнями та локальними системами розподілу енергії;

- покращення інтеграції відновлюваної енергії в електромережі;
- підвищення якості та надійності живлення;
- забезпечення поступового приєднання нових споживачів.

Сценарій використання F - оптимізація витрат на електропостачання та обслуговування локальних активів у системах розподілу загального призначення шляхом управління локальними ресурсами

Сфера застосування. Цей сценарій використання стосується в неізольованих мікромережах у режимі паралельної роботи із зовнішньою мережею. Він описує комунальні підприємства, що управляються громадою або є у власності громади (також у власності муніципалітету, у власності району, у власності кооперативу тощо), яка володіє або управляє повною частиною загальної системи розподілу на стороні низької напруги розподільчого трансформатора і спрямований на досягнення двох основних цілей:

1) визначення точного обсягу капітальних та операційних витрат на технічне обслуговування та експлуатацію мережевої інфраструктури. Як наслідок, визначення власником мережі обґрунтованих тарифів за користування мережею для її користувачів.

2) сприяння оптимальному використанню локальних енергетичних активів і ресурсів, враховуючі технічний, економічний та екологічний чинники впливу різних технологій генерації та транспортування електроенергії.

Послуги, що надаються користувачам мікромережі, можуть полягати в зниженні вартості користування мережами та енергопостачання, в збільшенні обсягів споживання енергії, виробленої на місці (з відновлюваних або традиційних ресурсів), використання локальних активів для цілей самозабезпечення електроенергією, економія ресурсів в масштабі громади та на прилеглих зонах розподілу, зменшення викидів парникових газів, активне залучення членів громади до застосування інноваційних технологій, пов'язаних з енергетикою (вимірювання, зберігання енергії тощо) та дії, направлені на підвищення енергоефективності (управління попитом) тощо.

Цілі сценарію використання F включають наступне:

- захист користувачів мікромережі від нестабільності цін на енергоносії (стосується тарифів на користування мережею та вартості енергопостачання);
- сприяння використанню енергії, що виробляється на місці, та експлуатації локальних активів;
- зменшення втрат енергії у мережі та оптимізація витрат на експлуатацію та обслуговування мережі;
- мінімізація витрат на транспортування енергії;
- сприяння інтеграції локальних енергетичних ресурсів (спільні проекти побудови ВДЕ та систем накопичення енергії);
- надання послуг оператору системи розподілу загального призначення (якщо існуюча нормативна база дозволяє такі дії);
- оптимізація операційних витрат, зрештою об'єднавши службу з іншими місцевими комунальними підприємствами таких як централізоване теплопостачання, водопостачання, каналізація, утилізація відходів, опріснення тощо.
- розробка інноваційних моделей енергетичного ринку, таких як прями (peer-to-peer) системи обміну енергією всередині мікромережі.
- оптимізація витрат на енергопостачання та експлуатацію місцевих активів в межах керованої громадою розподільної системи електропостачання шляхом управління локальними ресурсами.

Перспективні для українських систем розподілу сценарії використання.

Аналіз наведених вище сценаріїв використання мікромереж показав, що для України на сьогодні найбільш актуальними є мікромережі наступних типів:

1) неізольовані мікромережі, призначені для підвищення надійності та забезпечення безперервності енергопостачання об'єктів критичної інфраструктури (або їх частин) шляхом переходу в острівний режим з живленням від власних джерел відновлюваної енергії та УЗЕ. Ці мікромережі будують за наведеною на рис.1 топологією, а їх робота відповідає сценаріям

використання С і D. Важливою умовою ефективного використання цих сценаріїв є забезпечення можливості контролю реактивної потужності, регулювання частоти та напруги, автоматичне перемикавання потоків енергії та керування пріоритетом живлення споживачів;

2) неізолювані мікромережі, структура яких спрямована на зниження витрат на електроенергію для їх користувачів шляхом оптимального використання власних ресурсів таких, як джерела розподіленої генерації, УЗЕ та диспетчеризація навантаження. Ці мікромережі також будують за наведеною на рис.1 топологією, а їх робота відповідає сценарію використання С.

Висновки. За результатами досліджень відзначено перспективність впровадження «розумних мереж», зокрема мікромереж, як одного із дієвих механізмів реалізації планів розвитку децентралізованих систем управління в електроенергетиці України. Розглянуто найбільш важливі міжнародні стандарти, які стосуються вимог до архітектури та функцій мікромереж.

За результатами аналізу основних сценаріїв використання мікромереж виділено найбільш перспективні та актуальні напрямки впровадження мікромереж у системах розподілу України. Першочерговою ціллю впровадження мікромереж в українських системах розподілу є оптимізація використання локальних ресурсів для підвищення надійності та ефективності електропостачання споживачів мікромережі (сценарій С згідно IEC TS 62898-1). Такий сценарій використання дозволяє незалежно створювати мікромережі для окремих груп споживачів на основі вимог, які містяться у розглянутих в публікації стандартах, виходячи передусім із власних економічних, соціальних та екологічних інтересів. При цьому впровадження мікромереж для підвищення надійності та оптимізації електроспоживання не вимагає змін як у структурі та функціях систем розподілу, так і у структурі ринку електричної енергії України.

Впровадження та функціонування кількох мікромереж у системі розподілу уможливило реалізацію сценарію надання оператору системи розподілу послуг з регулювання режимів (сценарій D по IEC TS 62898-1). Сценарій слід розглядати як другий етап розвитку «розумних мереж» за наявності достатньої кількості підключених до системи розподілу мікромереж, які мають власні енергоресурси, доступні для регулювання режимів у системі розподілу. Сценарій передбачає фактичну реалізацію концепції децентралізації управління українськими електроенергетичними системами. Проте успішне впровадження сценарію надання оператору системи розподілу послуг з регулювання режимів потребує як зміни підходів до планування і контролю режимів у системах розподілу, так і удосконалення законодавчої та нормативної бази задля формування принципово нових сегментів ринку електричної енергії України, зокрема в частині створення локальних платформ торгівлі електроенергією між користувачами системи розподілу та пропозиціями послуг регулювання режимів для оператора системи розподілу.

Публікацію підготовлено в межах виконання наукової роботи «Забезпечення ефективного функціонування та розвитку розподіленої енергетики в Україні з використанням технологій мікромереж (шифр: РЕЖИМ-3)» (КПКВК 6541230).

1. Кириленко О.В., Денисюк С.П., Блінов І.В. Цифрова трансформація: сучасні тенденції та завдання. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2023. № 65. С. 5–14. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.005>
2. Про ринок електричної енергії: Закон України від 13.04.2017 р. № 2019-VIII. URL: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19> (дата звернення 1.04.2025)
3. Кодекс систем розподілу. Постанова НКРЕКП 14.03.2018 № 310. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/en/v0310874-18?lang=uk#Text> (дата звернення 1.04.2025)
4. Концепція впровадження “розумних мереж” в Україні до 2035 року. Розпорядження Кабінету Міністрів України 14.10.2022 № 908-р. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/908-2022-%D1%80#Text> (дата звернення 1.04.2025)
5. Кириленко О.В., Блінов І.В., Зайцев Є.О., Палачов С.О., Васильченко В.І. Впровадження міжнародних та європейських стандартів для розвитку ОЕС України згідно з концепцією Smart Grid. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2022. № 63. С. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.63.005>
6. IEC/TR 63097:2017 Smart grid standardization roadmap. 2017. 315 p.

7. IEC TS 62898-1: 2017+AMD 1: 2023 Microgrids – Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification. 2023. 78 p.
8. IEC TS 62898-2: 2018+AMD 1: 2023 Microgrids - Part 2: Guidelines for operation. 2018. 38 p.
9. IEC TS 62898-3-1: 2020 + AMD 1: 2023 Microgrids - Part 3-1: Technical requirements - Protection and dynamic control. 2020. 87 p.
10. IEC TS 62898-3-2:2024 Microgrids - Part 3-2: Technical requirements - Energy management systems. 2024. 70 p.
11. IEC TS 62898-3-3: 2023 Microgrids - Part 3-3: Technical requirements - Self-regulation of dispatchable loads. 2023. 49 p.
12. IEC TS 62898-3-4: 2023 Microgrids - Part 3-4: Technical requirements - Microgrid monitoring and control systems. 2023. 40 p.
13. IEC TS 62898-4: 2023 Microgrids - Part 4: Use cases. 2023. 65 p.
14. Блінов, І., Парус, Є., Шиманюк, П. і Ворушило, А. 2024. Модель оптимізації функціонування мікромережі з СЕС та установкою зберігання енергії. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 5. С. 69–78. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.069>
15. Кириленко О.В., Денисюк С.П., Блінов І.В. Енергетичний менеджмент: нові пріоритети XXI століття. *Енергетика: економіка, технології, екологія*. 2024. № 1. С. 7–27. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.1.2024.297508>
16. Блінов І., Трач І., Парус Є., Дерев'янюк Д. і Хоменко В. Регулювання напруги та реактивної потужності в розподільних електричних мережах шляхом використання розосереджених відновлюваних джерел енергії. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 60–69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.060>
17. Miroshnyk, V., Shymaniuk, P., Sychova, V. Short Term Renewable Energy Forecasting with Deep Learning Neural Networks. *Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control*. 2022. Vol 388. Springer, Cham. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-16>
18. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchanskyi V., Shkaruplyo V. Evaluation of The Efficiency of The Use of Electricity Storage Systems in The Balancing Group and The Small Distribution System. 2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). 2021. Pp. 262–265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>
19. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г. Забезпечення якісного електропостачання в електричних мережах систем розподілу з відновлюваними джерелами енергії. 36. наук. пр. Нац. техн. ун-т «Харків. політехн. ін-т». Харків: НТУ «ХПІ». 2019. № 20. С. 4–13. DOI: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.01>

USE CASES OF MICROGRIDS ACCORDING TO INTERNATIONAL STANDARDS

I. Blinov, S. Palachov, E. Parus, O. Klymenko

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

This publication investigates the foundations of microgrid deployment and their strategic roles within modern distribution systems. The study addresses the evolution of Ukraine's regulatory framework in the context of supporting decentralized energy generation and system operation management. It outlines the critical challenges to be solved in the transition from defining general principles of microgrid development to their practical implementation in the Ukrainian energy sector. A comprehensive review of key international standards governing the design, operation, and functionality of microgrids is presented. The paper highlights typical use cases of microgrids as local energy systems, as defined by these standards, and identifies the prerequisites, objectives, and core functionalities associated with each scenario. Finally, the most relevant approaches to microgrid integration and their practical applications in the Ukrainian context are determined. Bibl. 19, fig. 2.

Keywords: microgrids, use cases, local energy systems, distributed energy resources (DER), renewable energy sources (RES), energy storage systems (ESS).

1. Kyrylenko O., Denysiuk S., Blinov I. Digital transformation of the energy industry: current trends and task. *Pratsi Istitutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2022. № 63. Pp. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.63.005>
2. On Electricity Market: The Law of Ukraine 13.04.2017 No 2019-VIII. URL: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19> (Accessed at 21.07.2017) (Ukr)
3. Code of distribution systems. NERC Resolution 14.03.2018 №310. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/en/v0310874-18?lang=uk#Text> (Accessed at 1.04.2025) (Ukr)
4. Concept of implementation of “smart grids” in Ukraine by 2035. Order of the Cabinet of Ministers of Ukraine 14.10.2022 № 908-p. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/908-2022-%D1%80#Text> (Accessed at 1.04.2025) (Ukr)
5. Kyrylenko O., Blinov I., Zaitsev Ie., Palachov S., Vasylychenko V. International and European standards implementation for use Smart Grid concept in IPS of Ukraine. *Pratsi Istitutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2022. No 63. Pp. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.63.005> (Ukr)

6. IEC/TR 63097:2017 Smart grid standardization roadmap. 2017. 315 p.
7. IEC TS 62898-1: 2017+AMD 1: 2023 Microgrids – Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification. 2023. 78 p.
8. IEC TS 62898-2: 2018+AMD 1: 2023 Microgrids - Part 2: Guidelines for operation. 2018. 38 p.
9. IEC TS 62898-3-1: 2020 + AMD 1: 2023 Microgrids - Part 3-1: Technical requirements - Protection and dynamic control. 2020. 87 p.
10. IEC TS 62898-3-2:2024 Microgrids - Part 3-2: Technical requirements - Energy management systems. 2024. 70 p.
11. IEC TS 62898-3-3: 2023 Microgrids - Part 3-3: Technical requirements - Self-regulation of dispatchable loads. 2023. 49 p.
12. IEC TS 62898-3-4: 2023 Microgrids - Part 3-4: Technical requirements - Microgrid monitoring and control systems. 2023. 40 p.
13. IEC TS 62898-4: 2023 Microgrids - Part 4: Use cases. 2023. 65 p.
14. I.V. Blinov, Ye.V. Parus, P.V. Shymaniuk and A.O. Vorushylo. 2024. Optimization model of microgrid functioning with solar power plant and energy storage system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 69–78. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.069>
15. Kyrylenko O., Denysiuk S., Blinov I. Energy management: new priorities of the 21st century. *Power engineering: economics, technique, ecology*. 2024. No 1. Pp. 7–27. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.1.2024.297508> (Ukr)
16. I.V. Blinov, I.V. Trach, Ye.V. Parus, D.G. Derevianko and V.M. Khomenko. 2022. Voltage and reactive power regulation in distribution networks by the means of distributed renewable energy sources. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 60–69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.060> (Ukr)
17. Miroshnyk V., Shymaniuk P., Sychova V. Short Term Renewable Energy Forecasting with Deep Learning Neural Networks. *Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control*. 2022. Vol 388. Springer, Cham. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-16>
18. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchanskyy V., Shkarupylo V. Evaluation of The Efficiency of The Use of Electricity Storage Systems in The Balancing Group and The Small Distribution System. 2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). 2021. Pp. 262–265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>
19. A. Zharkin, V. Novsky, V. Martynov, A. Paziiev. Provision of high quality power supply in distribution networks with renewable energy sources. *Bulletin of the National Technical University KhPI. Series: Electric Machines and Electromechanical Energy Conversion*, 2019. № 20. Pp. 4–13. DOI: <http://doi:10.20998/2409-9295.2019.20.01>

Надійшла: 21.03.2025

Прийнята: 24.04.2025

Submitted: 21.03.2025

Accepted: 24.04.2025

АНАЛІЗ НЕСАНКЦІОНОВАНИХ РЕЖИМІВ РОБОТИ СИЛОВИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ, ЯКІ НАЛЕЖАТЬ СПОЖИВАЧАМ, ЗА КРИТЕРІЄМ ВТРАТ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

О.В. Гай^{1*}, канд. техн. наук, В.М. Бодунов^{2**}, канд. техн. наук, А.О. Ворушило^{3***}, Г.А. Гай^{4****}, канд. пед. наук

1 – Інститут електродинаміки НАН України, пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: gaalxold@gmail.com;

2 – Національний університет "Чернігівська політехніка", вул. Шевченка 95, Чернігів, 14035, Україна

e-mail: vadymbodunov@gmail.com;

3 – Інститут загальної енергетики Національної академії наук України, 03150, вул. Антоновича, 172, м. Київ, Україна

e-mail: anton2320@gmail.com;

4 – Національний університет біоресурсів і природокористування України, 03041, вул. Героїв Оборони, 15, м. Київ, Україна

e-mail: gtatana704@gmail.com;

У статті наведено опис моделі, що враховує вплив несанкціонованих режимів силових трансформаторів, які належать споживачам, на ефективність роботи електричних мереж оператора системи розподілу. Сформовано математичну модель аналізу витрат електричної енергії в силових трансформаторах із використанням реальних графіків споживання електричної енергії енергокооперативами та вказано величини можливих зловживань за умови помісячного обліку електричної енергії. Досліджено вплив несанкціонованої заміни трансформаторів на величину активних і реактивних витрат електроенергії в цьому трансформаторі. Обґрунтовані граничні межі добового споживання електричної енергії енергокооперативом, коли дійсні витрати в трансформаторі перевищують нормовані витрати в трансформаторі, отримані розрахунковим методом відповідно до СОУ-Н ЕЕ 40.1-37471933-82_2013. Обґрунтовано доцільність реконструкції систем обліку для погодинного аналізу споживання електричної енергії. Бібл. 14, рис. 4.

Ключові слова: мікромережа, енергокооператив, витрати в трансформаторах, точка обліку.

Вступ. Сьогодні в Україні активно реалізуються процеси впровадження в сферу електроенергетики нових технологій, зокрема технологій «розумних мереж» (Smart grid), що істотно впливає насамперед на розподільні електричні мережі та виводить їх на новий якісний рівень розвитку і функціонування [1, 2]. У 2022 році Кабінетом міністрів України схвалено Концепцію впровадження «розумних мереж» в Україні до 2035 року та затверджено деталізований план заходів з її реалізації. Одним із компонентів розвитку «розумних мереж», визначених у Концепції, разом з іншими важливими заходами, є мікромережі.

Основою забезпечення функціонування мікромереж є впровадження систем енергоменеджмент (microgrid EMS) [3], що має містити функціональні модулі обліку та прогнозування виробництва і споживання електроенергії, оптимізації функціонування мікромережі [4].

Із метою підвищення комплексної ефективності роботи енергосистем сучасні ініціативи передбачають активні кроки щодо аналізу доцільності переходу споживачів електричної енергії до її погодинного обліку [5], розвитку нормативної бази шляхом впровадження міжнародних стандартів, що стосуються впровадження Smart Grid [1, 6], а також аналізу якості електроенергії та електромагнітної сумісності [7], що унормовує доцільність та стимулює впровадження систем автоматизованого обліку електроенергії, спрямованих на мінімізацію несанкціонованих режимів роботи та підвищення ефективності управління енергосистемами.

У публікації розглянуто один із підходів до аналізу величини несанкціонованих витрат електричної енергії в елементах електричної мережі. Часто, при вивченні факторів, що впливають на зміну технологічних витрат електроенергії, а також їхньої динаміки в процесі експлуатації як об'єкт дослідження використовують процеси в трансформаторах [8, 9] та обґрунтовуються певні програмно-технічні рішення, що дають змогу контролювати витрати в елементах електричних мереж [10,11]. Слід зауважити, що деякі матеріали [12,13] пропону-

ють використання уточнених моделей розрахунку витрат електричної енергії для об'єктів зі значною нерівномірністю споживання електроенергії.

В електроенергетичних системах часто виникають ситуації, коли точка технічного приєднання (межа балансової належності) та точка комерційного обліку (точка вимірювання електроенергії) не співпадають (рис. 1) та використовуються традиційні системи обліку електроенергії, що базуються на періодичному знятті показів лічильників споживаної енергії за визначений проміжок часу. На відміну від цього, система автоматизованого обліку електроенергії (AMR) або інтелектуальна система обліку (АМІ) передбачає щогодинний обмін інформацією з центром обліку в режимі реального часу або з більш короткими інтервалами. Це дає змогу забезпечити моніторинг і аналіз споживання електроенергії для прийняття більш ефективних управлінських рішень. Тому для розв'язання задачі зменшення технологічних витрат електричної енергії в розрізі функціонування оператора системи розподілу, враховуючи графік електроспоживання, наприклад, енергетичного кооперативу, доцільно дослідити вплив несанкціонованої заміни елементів електричної мережі, які знаходяться між точкою обліку і границею балансової належності, на величину витрат електричної енергії.

Метою статті є опис розробленої математичної моделі впливу несанкціонованої зміни силового трансформатора, який належить споживачам, наприклад енергокооперативу, на величину технологічних витрат електричної енергії, яка визначається на основі отриманих даних комерційного обліку електроенергії за визначений проміжок часу.

Задача дослідження полягає у визначенні комерційних витрат внаслідок внесення несанкціонованої зміни в структуру обладнання в мережі енергокооперативу та визначення відповідних наявних витрат електричної енергії для узгодження взаєморозрахунків між споживачем та постачальником в цій частині суб'єктів ринку електричної енергії. Відповідно до Кодексу комерційного обліку електричної енергії (ККОЕЕ) [14] ці питання унормовано СОУ-Н ЕЕ 40.1-37471933-82:2013 «Методичні рекомендації визначення технологічних витрат електричної енергії в трансформаторах і лініях електропередавання», які передбачають обчислення спожитої електричної енергії за виразами:

$$W_C^P = W^P \pm \Pi^P, \quad (1)$$

$$W_C^Q = W^Q \pm \Pi^Q, \quad (2)$$

де W^P – кількість активної електричної енергії за інтервал часу ΔT , яку визначено за показами лічильників електричної енергії відповідно до СОУ-Н ЕЕ 11.315, кВт·год; W^Q – кількість реактивної електричної енергії за інтервал часу ΔT , яку визначено за показами лічильників електричної енергії відповідно до СОУ-Н ЕЕ 11.315, квар·год; Π^P – поправка до кількості активної електричної енергії, яка обумовлена незбігом точки вимірювання електричної енергії з межею балансової належності елементів електричної мережі, кВт·год; Π^Q – поправка до кількості реактивної електричної енергії, яка обумовлена незбігом точки вимірювання електричної енергії і межі балансової належності елементів електричної мережі, квар·год.

У нашому випадку згідно із СОУ-Н ЕЕ 40.1-37471933-82

$$\Pi^P = \Delta W_T^P, \quad (3)$$

$$\Pi^Q = \Delta W_T^Q, \quad (4)$$

де ΔW_T^P – витрати активної енергії в силових трансформаторах і автотрансформаторах на ділянці мережі від межі балансової належності елементів електричної мережі до точки вимірювання, кВт·год; ΔW_T^Q – витрати реактивної енергії в силових трансформаторах і автотрансформаторах на ділянці мережі від межі балансової належності елементів електричної мережі до точки вимірювання, квар·год.

Оскільки трапляються випадки несанкціонованої заміни силового трансформатора Т1 апаратом більшої потужності, проведемо дослідження величини додаткових витрат електричної енергії, які вони можуть спричинити.

Матеріали та методика досліджень. Приймаємо, що від указаній схеми на рис. 1 заживлюється енергокооператив з середньодобовим графіком споживання активної електричної енергії, зображеним на рис. 2.

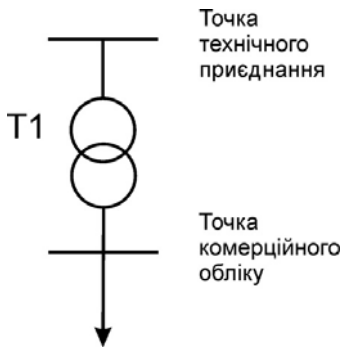


Рис. 1. Схема живлення енергокооперативу

Наведений на рис. 2 графік споживання електричної енергії відповідає таким технічним показникам:

1) реальна кількість спожитої активної енергії за добу (чи інший проміжок часу дослідження):

$$W_{\text{реал}} = \int_0^{23} f(t) dt \approx \sum_{i=0}^{23} (dT_i \cdot dP_i \cdot P_{\text{ном,санк}}), \quad (5)$$

де dT_i – часовий інтервал на графіку споживання електричної енергії, год; dP_i – величина активної потужності у відносних одиницях, відповідно до $P_{\text{ном,санк}}$ в.о.; $P_{\text{ном,санк}} = S_{\text{ном,санк}} \cdot \cos \varphi$ – номінальна активна санкціонована потужність трансформатора, який встановлений в енергокооперативі, кВт (приймаємо, $S_{\text{ном,санк}} = 40 \text{кВА}$).

$$W_{\text{реал}} = S_{\text{ном,санк}} \cdot \cos \varphi \cdot \sum_{i=0}^{23} (dT_i \cdot dP_i) = S_{\text{ном,санк}} \cdot \cos \varphi \cdot (8 \cdot 0,2 + 3 \cdot 0,7 + 8 \cdot 0,3 + 5 \cdot 1) = 11,1 \cdot S_{\text{ном,санк}} \cdot \cos \varphi \text{ кВт} \cdot \text{год.}$$

2) коефіцієнт нерівномірності споживання електричної енергії (коефіцієнтом використання):

$$k_{\text{нерівн}} = \frac{W_{\text{реал}}}{P_{\text{ном,санк}} \cdot T_{\text{доба}}} = \frac{S_{\text{ном,санк}} \cdot \cos \varphi \cdot \sum_{i=0}^{23} (dT_i \cdot dP_i)}{S_{\text{ном,санк}} \cdot \cos \varphi \cdot T_{\text{доба}}}, \quad (6)$$

$$k_{\text{нерівн}} = \frac{40 \cdot 0,85 \cdot 11,1}{40 \cdot 0,85 \cdot 24} = 0,4625, \text{ в.о.}$$

3) коефіцієнт варіації навантаження або коефіцієнт нерівномірності навантаження, який показує відношення максимуму споживання до мінімуму. Він визначається як відношення максимального значення споживання електроенергії (максимальне навантаження) до мінімального значення споживання (мінімальне навантаження) за певний період часу.

$$k_{\text{вар}} = \frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{min}}}, \quad k_{\text{вар}} = \frac{1}{0,2} = 5, \text{ в.о.} \quad (7)$$

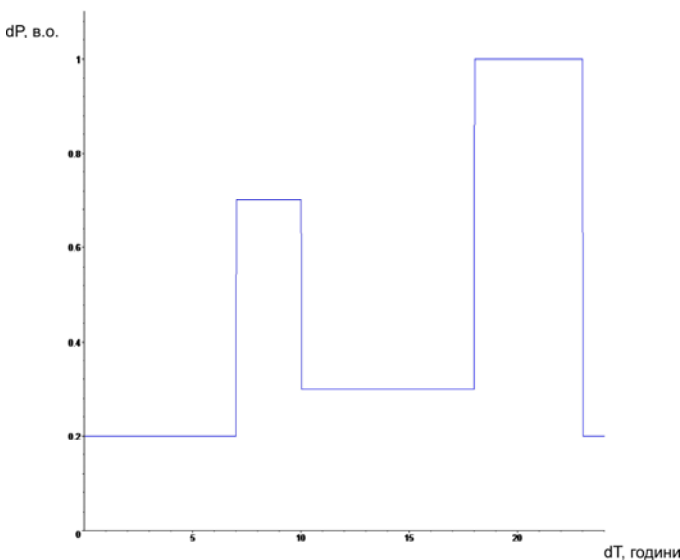


Рис. 2. Графік споживання електричної енергії

Приймаємо, що збільшення споживання електричної енергії відбувається рівномірно в характерний денний та вечірній максимум та за умови відсутності погодинного контролю за споживанням електричної енергії у споживача й відповідного обліку електричної енергії, а також, що обмеження споживання буде на рівні номінальної потужності наявного трансформатора. Відповідно знайдемо потенційне можливе збільшення покриття денного та вечірнього максимуму за умови місячного обмеження спожитої енергії пропорційно до номінальної потужності трансформатора відповідно до договору на постачання електричної енергії.

Вираз, що описує максимальне нерівномірне споживання за умови за-

безпечення договірних умов споживання електричної енергії, має вигляд:

$$W_{\text{збільш}} = S_{\text{ном,санк}} \cdot \cos \varphi \cdot (8 \cdot 0,2 + 3 \cdot 0,7 \cdot k_{\text{збільш}} + 8 \cdot 0,3 + 5 \cdot 1 \cdot k_{\text{збільш}}), \quad (8)$$

де $k_{\text{збільш}}$ – величина у відносних одиницях, яка показує на яку величину потенційно можливе збільшення покриття денного та вечірнього максимуму за умови місячного обмеження спо-

житої енергії пропорційно до номінальної санкціонованої потужності трансформатора відповідно до договору на постачання електричної енергії:

$$k_{\text{збільш}} = \frac{dP_{\text{макс, несанк}}}{dP_{\text{макс, санк}}}.$$

Максимальне споживання активної енергії, що обмежено договором:

$$W_{\text{макс}} = S_{\text{ном, санк}} \cdot \cos \varphi \cdot 24. \quad (9)$$

Приймаємо, що вирази (8) та (9) рівні між собою, тобто $W_{\text{збільш}} = W_{\text{макс}}$, отримуємо розв'язок $k_{\text{збільш}} = 2,817$, що відповідає коефіцієнту варіації навантаження для вечірнього максимуму:

$$k_{\text{вар макс}} = \frac{2,817}{0,2} \approx 14,1, \text{ в.о.}$$

Відповідно подібне несанкціоноване втручання в режим роботи електричної мережі негативно впливає на ефективність роботи мережі через неефективну роботу обладнання внаслідок необхідності регулювання в широкому діапазоні та призводить до потреби у додаткових резервних потужностях.

Таким чином, на рис. 3 подано скорегований графік споживання активної електричної енергії за умови контролю максимального споживання за кількістю електричної енергії, яка пропорційна номінальній потужності трансформатора $W_{\text{макс}}$.

Подібне надмірне споживання електричної енергії в максимуми споживання суттєво спотворює режим роботи електроенергетичної системи, але вимагає несанкціонованих змін потужності наявного трансформатора на величину $k_{\text{збільш}}$. Приймаємо, що на об'єкті дослідження використовується трансформатор ТМ-40/10, тому для забезпечення покриття піків несанкціонованого споживання доцільно обрати трансформатор на потужність $S_{\text{ном, несанк}}$:

$$S_{\text{ном, несанк}} = \frac{P_{\text{ном, несанк}}}{\cos \varphi} = \frac{k_{\text{збільш}} \cdot P_{\text{ном, санк}}}{\cos \varphi} = \frac{k_{\text{збільш}} \cdot S_{\text{ном, санк}} \cdot \cos \varphi}{\cos \varphi} = k_{\text{збільш}} \cdot S_{\text{ном, санк}},$$

$$S_{\text{ном, несанк}} = 2,817 \cdot 40000 = 112,68, \text{ кВа.}$$

Таким чином, сформуємо модель, за якою перевіримо наскільки несанкціонована заміна може вплинути на витрати активної енергії в силових трансформаторах і автотрансформаторах на ділянці мережі від межі балансової належності елементів електричної мережі до точки вимірювання електричної енергії на прикладі трансформаторів марки ТМ-63/10, ТМ-100/10, ТМ-160/10.

Витрати активної електроенергії в трансформаторі. Згідно із СОУ-Н ЕЕ 40.1-37471933-82-2013:

$$\Delta W_{\text{T}}^{\text{P}} = \sum_{i=0}^{23} \left(dT_i \frac{(dS_i \cdot S_{\text{ном, санк}})^2}{U^2} \cdot R_{\text{TP}} \right) + 24U^2 g_{\text{TP}} = \sum_{i=0}^{23} \left(dT_i \frac{\left(\frac{dP_i}{\cos \varphi_i} \cdot S_{\text{ном, санк}} \right)^2}{U^2} \cdot R_{\text{TP}} \right) + 24U^2 g_{\text{TP}}.$$

Тобто

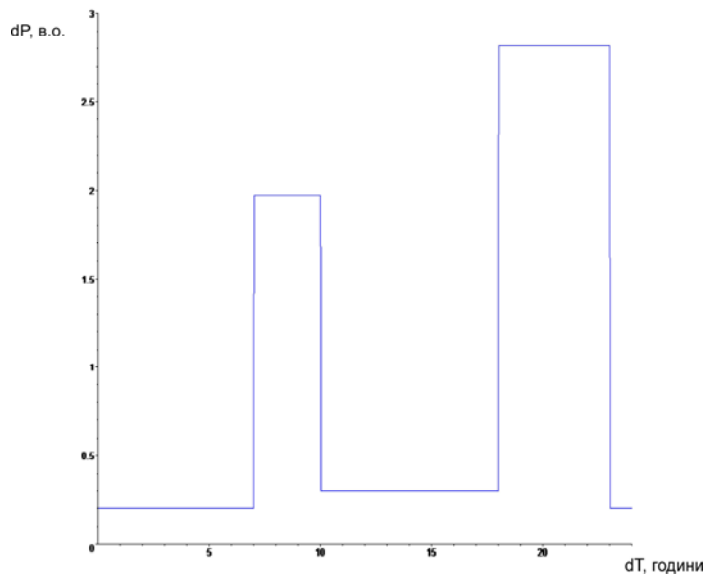


Рис. 3. Скорегований графік споживання активної електричної енергії

$$\Delta W_T^P = \frac{(S_{\text{ном,санк}})^2}{U^2} \cdot R_{\text{ТР}} \cdot \sum_{i=0}^{23} (dT_i \cdot \left(\frac{dP_i}{\cos \varphi_i}\right)^2) + 24U^2 g_{\text{ТР}}, \quad (10)$$

$$\Delta W_T^Q = \frac{(S_{\text{ном,санк}})^2}{U^2} \cdot X_{\text{ТР}} \cdot \sum_{i=0}^{23} (dT_i \cdot \left(\frac{dP_i}{\cos \varphi_i}\right)^2) + 24U^2 b_{\text{ТР}}. \quad (11)$$

Для формування залежностей представимо:

$$K = \sum_{i=0}^{23} (dT_i \cdot \left(\frac{dP_i}{\cos \varphi_i}\right)^2), \quad (12)$$

тому $\Delta W_T^P = \frac{(S_{\text{ном,санк}})^2}{U^2} \cdot R_{\text{ТР}} \cdot K + 24U^2 g_{\text{ТР}}, \quad \Delta W_T^Q = \frac{(S_{\text{ном,санк}})^2}{U^2} \cdot X_{\text{ТР}} \cdot K + 24U^2 b_{\text{ТР}}.$

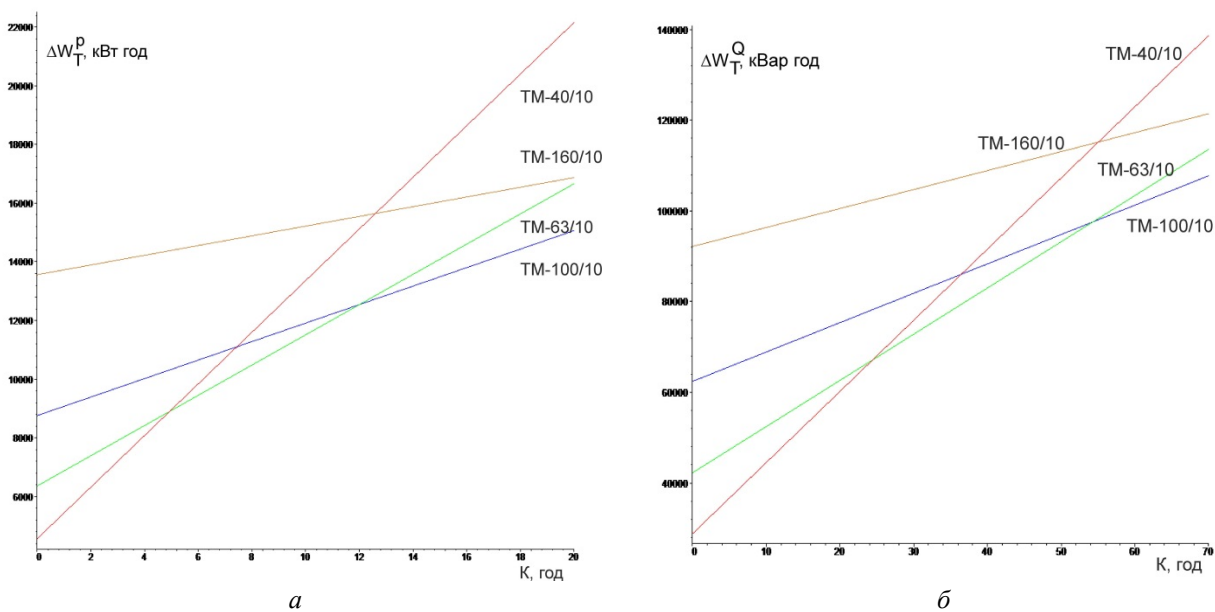


Рис. 4. Графік залежності витрат (а) активної та (б) реактивної електричної енергії в трансформаторах різних марок від параметру K

На рис. 4 а показано сімейство залежностей витрат активної електричної енергії від зміни величини K для трансформаторів марки ТМ-40/10, ТМ-63/10, ТМ-100/10, ТМ-160/10 та декілька точок перетинання графіків залежностей зміни витрат активної енергії від K для трансформаторів ТМ-40/10 і ТМ-63/10, ТМ-100/10, ТМ-160/10, які вказують на рівність витрат активної електричної енергії за умови несанкціонованої підміни і відповідають значенням: $K = 4,93; 7,44; 12,6$ год відповідно. Фізичний сенс точки рівності витрат полягає в тому, що до неї величина активних витрат електричної енергії в трансформаторі буде вище за несанкціонованого використання трансформатора більшої потужності. Таким чином, інформація про точку рівності витрат дає змогу визначити зону, при роботі в якій активні витрати електричної енергії при несанкціонованій підміні трансформатора збільшуються.

Відповідно до розподілу dT_i на рис. 2 та значеннями K на перетинах графічних залежностей на рис. 4 а для виразу (12) знайдемо відносні значення величин активної потужності в денний і вечірній максимумах $dP_{\text{MAX}_p, ij}$ для відповідних несанкціонованих замін трансформаторів за критерієм рівності активних витрат електричної енергії, де i – марка санкціонованого трансформатора, j – марка несанкціонованого трансформатора. Приймаємо що $\cos \varphi_i$ – незмінна величина, тобто $\cos \varphi_i = \cos \varphi$:

$$\left\{ \begin{aligned} & \left(8 \cdot \left(\frac{0,2}{\cos \varphi} \right)^2 + 3 \cdot \left(0,7 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_P \text{ TM-40/10 i TM-63/10}}}{\cos \varphi} \right)^2 + 8 \cdot \left(\frac{0,3}{\cos \varphi} \right)^2 + 5 \cdot \left(1 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_P \text{ TM-40/10 i TM-63/10}}}{\cos \varphi} \right)^2 \right) = 4,93, \\ & \left(8 \cdot \left(\frac{0,2}{\cos \varphi} \right)^2 + 3 \cdot \left(0,7 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_P \text{ TM-40/10 i TM-100/10}}}{\cos \varphi} \right)^2 + 8 \cdot \left(\frac{0,3}{\cos \varphi} \right)^2 + 5 \cdot \left(1 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_P \text{ TM-40/10 i TM-100/10}}}{\cos \varphi} \right)^2 \right) = 7,44, \\ & \left(8 \cdot \left(\frac{0,2}{\cos \varphi} \right)^2 + 3 \cdot \left(0,7 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_P \text{ TM-40/10 i TM-160/10}}}{\cos \varphi} \right)^2 + 8 \cdot \left(\frac{0,3}{\cos \varphi} \right)^2 + 5 \cdot \left(1 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_P \text{ TM-40/10 i TM-160/10}}}{\cos \varphi} \right)^2 \right) = 12,6. \end{aligned} \right.$$

Відповідно

$$dP_{\text{MAX}_P \text{ TM-40/10 i TM-63/10}} = 0,625, \text{ в.о.},$$

$$dP_{\text{MAX}_P \text{ TM-40/10 i TM-100/10}} = 0,818, \text{ в.о.},$$

$$dP_{\text{MAX}_P \text{ TM-40/10 i TM-160/10}} = 1,11, \text{ в.о.}$$

Таким чином, величина $dP_{\text{MAX}_P \text{ ij}}$ показує наскільки за несанкціонованої зміни трансформатора необхідно змінити споживання електричної енергії в денний і вечірній максимуми порівняно з режимом роботи із санкціонованим трансформатором за умови, що активні витрати електричної енергії – незмінні.

Варто відмітити, що: 1) якщо величина $dP_{\text{MAX}_P \text{ ij}}$ менша одиниці, то за режиму роботи, зображеному на рис. 2, збільшення активних витрат за несанкціонованої підміни трансформаторів спостерігатися не буде і відповідно, якщо величина більше одиниці, це вказує на зону збільшення споживання електричної енергії в денний і вечірній максимуми, в якій витрати зростають; 2) точки врівноважених активних витрат за несанкціонованої заміни трансформатора меншої потужності на трансформатор більшої потужності відповідають незначні коефіцієнти нерівномірності споживання електричної енергії (коефіцієнти використання) трансформатора, визначені за формулою (6): при підміні ТМ -40/10 на ТМ -63/10 – 0,2231; ТМ -40/10 на ТМ -100/10 – 0,1635; ТМ -40/10 на ТМ -160/10 – 0,1242, що вказує на малоймовірність за несанкціонованої підміни трансформатора режиму роботи електричної мережі зі збільшенням витрат активної електричної енергії для оператора системи розподілу, але призведе до великих опосередкованих витрат для забезпечення відповідного режиму роботи електричної мережі внаслідок суттєвого коливання потужності споживання протягом доби.

Витрати реактивної електроенергії. Аналогічно знайдемо витрати реактивної електроенергії, застосувавши вираз (11), та результати математичного моделювання представимо на рис. 4 б.

На рис. 4 б маємо декілька точок перетинання графіків залежностей зміни витрат реактивної електричної енергії від K для трансформаторів ТМ-40/10 і ТМ-63/10, ТМ-100/10, ТМ-160/10, яким відповідають значення: $K = 24,42; 36,46; 55,04$ год відповідно.

Відповідно до розподілу dT_i на рис. 2 та значень K на перетинах графічних залежностей на рис. 4 для виразу (12) знайдемо відносні значення величин активної потужності в денний і вечірній максимуми $dP_{\text{MAX}_Q \text{ ij}}$ для відповідних несанкціонованих замін трансформаторів за критерієм рівності реактивних витрат електричної енергії, де i – марка санкціонованого трансформатора, j – марка несанкціонованого трансформатора. Приймаємо, що $\cos \varphi_i$ – незмінна величина, тобто $\cos \varphi_i = \cos \varphi$:

$$\left\{ \begin{aligned} & \left(8 \cdot \left(\frac{0,2}{\cos \varphi} \right)^2 + 3 \cdot \left(0,7 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_Q^{\text{TM-40/10 i TM-63/10}}}}{\cos \varphi} \right)^2 + 8 \cdot \left(\frac{0,3}{\cos \varphi} \right)^2 + 5 \cdot \left(1 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_Q^{\text{TM-40/10 i TM-63/10}}}}{\cos \varphi} \right)^2 \right) = 24,42, \\ & \left(8 \cdot \left(\frac{0,2}{\cos \varphi} \right)^2 + 3 \cdot \left(0,7 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_Q^{\text{TM-40/10 i TM-100/10}}}}{\cos \varphi} \right)^2 + 8 \cdot \left(\frac{0,3}{\cos \varphi} \right)^2 + 5 \cdot \left(1 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_Q^{\text{TM-40/10 i TM-100/10}}}}{\cos \varphi} \right)^2 \right) = 36,46, \\ & \left(8 \cdot \left(\frac{0,2}{\cos \varphi} \right)^2 + 3 \cdot \left(0,7 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_Q^{\text{TM-40/10 i TM-160/10}}}}{\cos \varphi} \right)^2 + 8 \cdot \left(\frac{0,3}{\cos \varphi} \right)^2 + 5 \cdot \left(1 \cdot \frac{dP_{\text{MAX}_Q^{\text{TM-40/10 i TM-160/10}}}}{\cos \varphi} \right)^2 \right) = 55,04. \end{aligned} \right.$$

Відповідно

$$dP_{\text{MAX}_Q^{\text{TM-40/10 i TM-63/10}}} = 1,602, \text{ в.о.},$$

$$dP_{\text{MAX}_Q^{\text{TM-40/10 i TM-100/10}}} = 1,978, \text{ в.о.},$$

$$dP_{\text{MAX}_Q^{\text{TM-40/10 i TM-160/10}}} = 2,446, \text{ в.о.}$$

Оскільки залежність $dP_{\text{MAX}_Q^{\text{ij}}}$ у всіх трьох випадках значно вища одиниці, то за незмінного рівня і графіка споживання за несанкціонованої заміни трансформатора витрати реактивної електроенергії будуть значно вищі, ніж за умови використання ТМ -40/10.

Варто зазначити, що: 1) в точці врівноважених витрат реактивної електроенергії за несанкціонованої заміни трансформатора меншої потужності на трансформатор більшої потужності відповідають значно більші коефіцієнти завантаження трансформатора, ніж для моделі визначення витрат активної електроенергії (при підміні ТМ -40/10 на ТМ -63/10 – 0,4067; ТМ -40/10 на ТМ -100/10 – 0,3007; ТМ -40/10 на ТМ -160/10 – 0,2226), що вказує на суттєво більшу ймовірність збільшення витрат реактивної електричної енергії в трансформаторі за його несанкціонованої підміни; 2) несанкціонована підміна призведе до великих опосередкованих витрат для забезпечення відповідного режиму роботи електричної мережі внаслідок суттєвого коливання потужності споживання протягом доби.

Висновки. У статті запропоновано модель, яка демонструє вплив несанкціонованої заміни силового трансформатора, який належать споживачам, зокрема на прикладі енергокооперативу, на обсяги витрат електроенергії та коефіцієнт варіації навантаження в умовах традиційної системи обліку електроенергії.

Указано, що несанкціонована заміна силового трансформатора за низьких коефіцієнтів використання (нерівномірності споживання) встановленої потужності силового трансформатора призводить до збільшення витрат активної електроенергії. Наприклад, при підміні ТМ-40/10 на ТМ-63/10 коефіцієнт становить 0,2231; для ТМ-40/10 на ТМ-100/10 – 0,1635; а для ТМ-40/10 на ТМ-160/10 – 0,1242, що свідчить про низьку ймовірність режиму роботи зі збільшеними активними витратами електричної енергії.

Зазначено, що за несанкціонованої заміни силового трансформатора меншої потужності на трансформатор більшої потужності точка врівноважених витрат реактивної електроенергії відповідає значно вищим коефіцієнтам завантаження трансформатора порівняно з моделлю визначення витрат активної електроенергії. Так, при підміні ТМ-40/10 на ТМ-63/10 цей коефіцієнт становить 0,4067; для ТМ-40/10 на ТМ-100/10 – 0,3007; для ТМ-40/10 на ТМ-160/10 – 0,2226. Це свідчить про високу ймовірність збільшення витрат реактивної електроенергії за несанкціонованої заміни силового трансформатора порівняно зі встановленим згідно із проектом.

Доведено, що несанкціонована заміна силового трансформатора суттєво впливає на коефіцієнт варіації навантаження, що може призвести до значних опосередкованих витрат оператора системи розподілу на забезпечення стабільного режиму роботи електромережі в цілому через необхідність забезпечення великого діапазону коливання потужності споживання протягом доби.

Обґрунтовано доцільність реконструкції системи обліку електричної енергії, яка базується на лічильнику спожитої енергії за проміжок часу – традиційної системи обліку електроенергії або системи з періодичним обліком – на систему обліку, яка використовує щогодинний обмін інформацією з центром обліку електричної енергії – систему автоматизованого обліку електроенергії (AMR) або інтелектуальну систему обліку (AMI), яка автоматично передає дані про споживання в режимі реального часу або з короткими інтервалами (наприклад, щогодини) до центру обліку, яка унеможливує зловживання, як-от несанкціоновану підміну трансформатора, забезпечуючи точний моніторинг та аналіз споживання електроенергії.

Публікацію підготовлено в межах виконання наукової роботи "Моделі та засоби підвищення надійності розподільних електричних мереж в умовах зростання генерації відновлюваних джерел енергії" (Монітор-5)» (КПКВК 6541030).

1. IEC/TR 63097:2017 Smart grid standardization roadmap. 2017. 315 p.
2. Блінов І.В., Трач І.В., Парус С.В., Дерев'яно Д.Г., Хоменко В.М. Регулювання напруги в розподільних електричних мережах шляхом використання відновлювальних джерел енергії. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 60–69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.060>.
3. IEC TR 62898-1. Microgrids. Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification. IEC. 2023. 86 p.
4. Блінов І.В., Парус С.В., Шиманюк П.В., Ворущило А.О. Модель оптимізації функціонування мікромережі з СЕС та установкою зберігання енергії. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 5. С. 69–78. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.069>
5. Блінов І.В., Парус С.В., Мірошник В.О., Шиманюк П.В., Сичова В.В. Модель оцінки доцільності переходу промислових споживачів до погодинного обліку електричної енергії на роздрібному ринку. *Енергетика: економіка, технології, екологія*. 2021. С. 88-97. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.1.2021.242186>
6. Кириленко О.В., Блінов І.В., Зайцев С.О., Палачов С.О., Васильченко В.І. Впровадження міжнародних та європейських стандартів для розвитку ОЕС України згідно з концепцією Smart Grid. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2022. № 63. С. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.63.005>
7. Жаркін А., Палачов С. Впровадження в нормативну базу України європейських вимог до проведення вимірювання показників якості електричної енергії. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2023. № 65. С. 15–20. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.015>
8. Скрипник С.О., Шеїна Г.О. Порівняння технологічних втрат електричної мережі 6(10) кВ та 20 кВ. *Наукові праці ДонНТУ*. Серія: «Електротехніка і енергетика». 2020. № 1(22). С. 21–26.
9. Ципленков Д.В., Красовський П.Ю. Методи та засоби зниження технічних втрат електроенергії в елементах систем електропостачання. *Електротехніка та електроенергетика*. 2015. № 1. С. 77–82.
10. Denysiuk, S., Hilevych, K. Optimization of the use of distributed energy resources in local electrical power systems according to the criterion of minimum loss of electricity. *POWER ENGINEERING: economics, technique, ecology*. 2023. No. 4. P. 74. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.4.2023.290880>
11. Denysiuk S., Derevianko D., Bielokha H., Zaichenko S. Evaluation of Energy Processes in Smart Monitoring Systems of Local Electricity Systems. *IEEE 5th International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES)*. Kremenchuk, Ukraine. 2023. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES61502.2023.10402488>
12. Бодунов В.М. Забезпечення допустимих рівнів напруги в низьковольтних мережах при проєктуванні сонячних електричних станцій приватних домогосподарств. *Вісник Національного технічного університету «ХПИ»*. Серія: Енергетика: надійність та енергоефективність. 2021. № 1 (2). С. 23-27. DOI: <https://doi.org/10.20998/2224-0349.2021.01.04>
13. Bodunov V., Gai O., Kulko T., Prystupa A. Estimation of existing models of the maximum duration of active energy losses in distribution networks. *Bulletin of the National Technical University "KhPI"*. Series: New solutions in modern technology. Kharkiv: NTU "KhPI", 2023. No 2(16). Pp. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2023.02.01>
14. Постанова НКРЕКП «Про затвердження Кодексу комерційного обліку електричної енергії» № 311 від 14.03.2018.

ANALYSIS OF UNAUTHORISED OPERATING MODES OF POWER TRANSFORMERS OWNED BY CONSUMERS BASED ON THE CRITERION OF ELECTRICITY LOSSES

O. Gai¹, V. Bodunov², A. Vorushylo³, G. Gai⁴

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

Beresteiskiy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine

e-mail: gaalxold@gmail.com;

2 – Chernihiv Polytechnic National University,

Shevchenka str., 95, Chernihiv, 14035, Ukraine

e-mail: vadymbodunov@gmail.com;

3 – Institute of General Energy of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Antonovych Str., 172, Kyiv, 03150, Ukraine

e-mail: anton2320@gmail.com

4 – National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine,

Heroiv Oborony Str., 15, Kyiv, 03041, Ukraine

e-mail: gtatana704@gmail.com

The article describes a model that takes into account the impact of unauthorised modes of power transformers owned by consumers on the efficiency of the distribution system operator's power grids. A mathematical model for analysing electricity consumption in power transformers has been developed using real electricity consumption schedules of energy cooperatives and the magnitude of possible abuse is indicated in the case of monthly electricity metering. The influence of unauthorised replacement of transformers on the value of active and reactive power consumption in this transformer is investigated. The article substantiates the limits of daily electricity consumption by an energy cooperative when the actual transformer losses exceed the normalised transformer losses obtained by the calculation method in accordance with the SOU-N EE 40.1-37471933-82_2013. The expediency of reconstruction of metering systems for hourly analysis of electricity consumption is substantiated. Bibl. 14, fig. 4.

Keywords: microgrid, energy cooperative, transformer costs, metering point.

1. IEC/TR 63097:2017 Smart grid standardization roadmap. 2017. 315 p.
2. Blinov I., Trach I., Parus E., Derevianko D., Khomenko V. Voltage regulation in distribution networks by the means of distributed renewable energy sources. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 1. Pp. 60–69. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.060>
3. IEC TR 62898-1. Microgrids – Part 1: Guidelines for microgrid projects planning and specification. IEC. 2023. 86 p.
4. Blinov I., Parus E., Shymaniuk P., Vorushylo A. Optimization model of microgrid functioning with solar power plant and energy storage system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 69–78. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.069>
5. Blinov I., Parus E., Miroshnyk V., Shymaniuk P., Sychova V. Model of evaluation the feasibility of industrial customers to hourly accounting of retail electricity market. *Energetyka: ekonomika, tekhnika, ekologiya*. 2021. Pp. 88–97. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.1.2021.242186>
6. Kyrylenko O., Blinov I., Zaitsev Ie., Palachov S., Vasylenko V. International and European standards implementation for use Smart Grid concept in IPS of Ukraine. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2022. No 63. Pp. 5–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.63.005>
7. Zharkin A., Palachov S. Implementation of european requirements for measuring the quality of electric energy into ukraine's regulatory basis. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2023. No 65. Pp. 15–20. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.015>
8. Skrypnyk S.O., Sheina G.O. Comparison of technological losses of 6(10) kV and 20 kV power grids. *Naukovi pratsi DonNTU. Series: Elektrotekhnika I energetyka*. 2020. No 1(22). Pp. 21–26. (Ukr)
9. Tsiplenkov, D.V.; Krasovsky, P.Y. Methods and means of reducing technical losses of electricity in the elements of power supply systems. *Elektrotekhnika ta elektroenergetyka*. 2015. No 1. Pp. 77–82. (Ukr)
10. Denysiuk, S., Hilevych, K. Optimization of the use of distributed energy resources in local electrical power systems according to the criterion of minimum loss of electricity. *POWER ENGINEERING: economics, technique, ecology*. 2023. No 4 (2023): 74. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.4.2023.290880>
11. Denysiuk S., Derevianko D., Bielokha H., Zaichenko S. Evaluation of Energy Processes in Smart Monitoring Systems of Local Electricity Systems. *IEEE 5th International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES)*. Kremenchuk, Ukraine. 2023. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES61502.2023.10402488>
12. Bodunov V.M. Ensuring permissible voltage levels in low-voltage networks in the design of solar power plants of private households. *Visnyk Natsionalnogo Tekhnichnogo Universytetu KhPI. Series: Energetyka: Nadiynist ta energoefektyvnist*. 2021. No 1 (2). Pp. 23–27. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20998/2224-0349.2021.01.04>
13. Bodunov V., Gai O., Kulko T., Prystupa A. Estimation of existing models of the maximum duration of active energy losses in distribution networks. *Bulletin of the National Technical University KhPI. Series: Nadiynist ta energoefektyvnist*. Kharkiv: NTU KhPI. 2023. No 2(16). Pp. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2023.02.01>
14. NEURC's Resolution On Approval of the Commercial Electricity Metering Code No. 311 dd 14.03.2018

Надійшла: 20.11.2024

Прийнята: 10.12.2024

Submitted: 20.11.2024

Accepted: 10.12.2024

УДК 621.311

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.035>

ВИЗНАЧЕННЯ ВПЛИВУ КОЕФІЦІЄНТА НЕЧУТЛИВОСТІ ПРИСТРОЮ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ РПН НА НАПРУГУ В РОЗПОДІЛЬНІЙ ЕЛЕКТРИЧНІЙ МЕРЕЖІ

О.Г. Шполянський^{1*}, канд. техн. наук, Є.В. Слюсар^{2**}

1 – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна

2 – Національний технічний університет України «Київський політехнічний Інститут імені Ігоря Сікорського», пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна

e-mail: shpolyanskyy@ied.org.ua, sliusar.yehor@iit.kpi.ua

Проведено моделювання режиму розподільної електричної мережі, трансформатор центру живлення (ЦЖ) якого обладнано пристроєм автоматичного регулювання напруги. Було визначено закон регулювання напруги трансформатора ЦЖ для забезпечення припустимих рівнів напруги на шинах трансформаторних пунктів (ТП) розподільної електричної мережі (РЕМ) за умови зміни навантаження споживачів упродовж доби. Було досліджено вплив величини коефіцієнта зони нечутливості автоматичного регулятора напруги на кількість перемикачів регулятора під навантаженням (РПН) трансформатора ЦЖ та напруги на шинах ТП. Бібл. 11, рис. 5, табл. 3.

Ключові слова: розподільна електрична мережа, центр живлення, регулювання напруги, коефіцієнт зони нечутливості.

Вступ. Значні коливання напруги у споживачів можуть призвести до зниження ефективності роботи електрообладнання, порушення технологічних процесів, пришвидшеного старіння ізоляції або навіть пошкодження чутливого обладнання.

Підтримка належного рівня напруги є одним із завдань операторів розподілу електроенергії [1]. У відповідності до державного стандарту ДСТУ EN 50160:2023 для забезпечення ефективної та надійної роботи обладнання відхилення напруги від декларованої в нормальному режимі не має перевищувати $\pm 10\%$ [2].

Існує декілька засобів для регулювання напруги в розподільній електричній мережі (РЕМ). До них відносяться такі джерела реактивної потужності, як синхронні компенсатори, реактори, синхронні статичні компенсатори, батареї статичних конденсаторів [3]. За допомогою зміни потоків реактивної потужності в РЕМ вони впливають на рівні напруги у її вузлах. Забезпечення допустимих значень напруги також здійснюється за допомогою пристроїв перемикання без збудження (ПБЗ), які встановлюються на силових трансформаторах 6, 10, 20 та 35 кВ. ПБЗ застосовується для компенсації падіння напруги від центру живлення (ЦЖ) до певного трансформаторного пункту (ТП). Зміна відгалуження ПБЗ здійснюється лише при відключеному від мережі трансформаторі ТП. Тому таку процедуру здійснюють, зазвичай, лише два рази на рік – перед літнім і перед зимовим сезонами.

Ще одним засобом підтримки напруги в РЕМ у припустимих межах є автоматичні регулятори під навантаженням (РПН) силових трансформаторів ЦЖ. У сучасних РЕМ трансформатори з РПН оснащуються автоматичними регуляторами, які видають команди на перемикачів відгалуження РПН при виході напруги за верхню або нижню межу зони нечутливості регулятора. Існує два основних закони регулювання напруги: стабілізація напруги і зустрічне регулювання напруги, яке ще називають струмовою компенсацією. При стабілізації напруги верхня і нижня межа зони нечутливості залишаються незмінними. При зустрічному регулюванні величина верхньої і нижньої межі нечутливості змінюється пропорційно струму навантаження. Тому збільшення струму, що протікає через трансформатор ЦЖ, призводить до збільшення напруги і навпаки.

Контакти пристрою РПН силового трансформатора мають обмежений ресурс. Ремонт пристрою РПН є трудомістким процесом, а його тривалість і вартість – доволі значною [4].



Зменшення кількості перемикачів РПН може бути досягнуто розширенням зони нечутливості і/або збільшенням витримки часу перед виконанням перемикачів відгалуження. Витримка часу в регуляторах служить для запобігання непотрібним перемикачів при короточасних виходах напруги за межі зони нечутливості. При зменшенні витримки часу якість регулювання підвищується, але збільшується кількість перемикачів, що погіршує умови роботи РПН [5, 6]. Затримка часу може також використовуватися для координації РПН в радіальних розподільних мережах різних класів напруги. Так, для РПН РЕМ більш високого класу напруги встановлюється менша часова затримка, а для РЕМ меншого класу напруги – більша [7, 8].

Структура РЕМ, кількість, потужність і однорідність навантажень буде впливати на рівні напруги РЕМ і вибір закону регулювання напруги. Після визначення закону регулювання напруги на точність регулювання напруги, кількість перемикачів РПН буде впливати ширина зони нечутливості або ж коефіцієнт зони нечутливості, які можуть обиратися з певного діапазону при налаштуванні пристрою автоматичного керування перемикачів відгалуження РПН. Протиріччя між точністю регулювання напруги і збереженням ресурсу РПН вимагає від диспетчерського персоналу прийняття компромісного рішення, обґрунтування якого потребує виконання відповідних досліджень [1].

Метою роботи є дослідження впливу величини коефіцієнта зони нечутливості пристрою автоматичного керування перемикачів відгалуження РПН трансформатора центру живлення на його роботу і напругу в розподільній електричній мережі.

Моделювання режиму роботи РЕМ. Моделювання режиму роботи РЕМ здійснювалося в середовищі Matlab/Simulink. На рис. 1 показано модель фрагмента спрощеної РЕМ номінальною напругою 10 кВ, на якій проводилися дослідження. До складу моделі РЕМ входили:

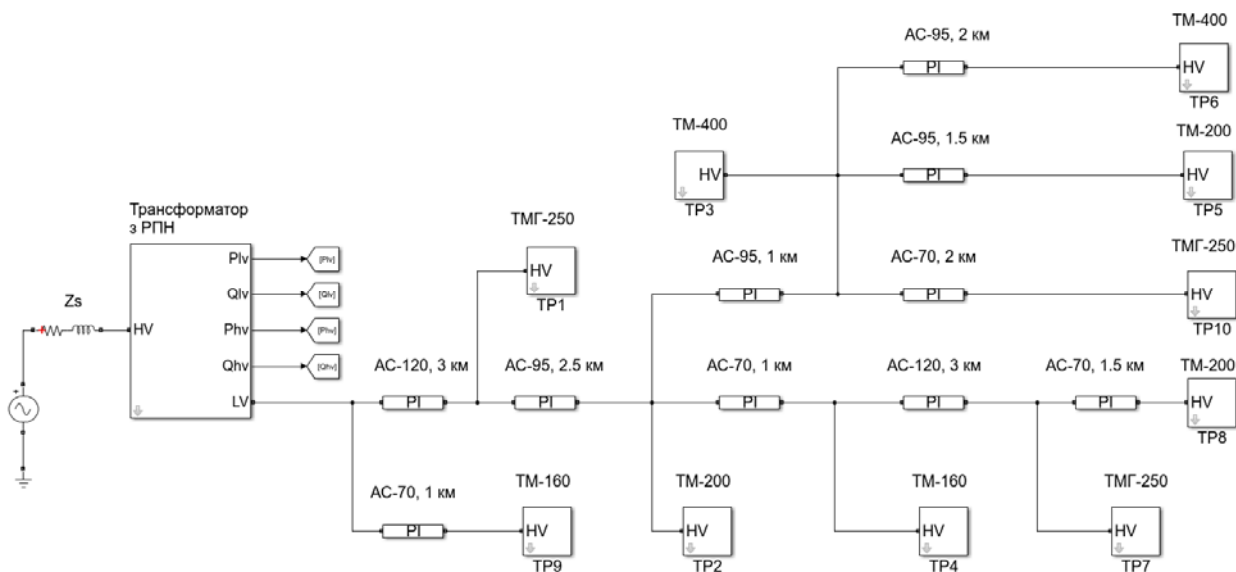


Рис. 1. Модель розподільної електричної мережі в програмному комплексі Matlab/Simulink

- еквівалентне джерело синусоїдальної напруги з еквівалентним опором системи;
- силовий трансформатор ЦЖ типу ТМН-2500/110 напругою 110/11 кВ з діапазоном регулювання РПН $\pm 8 \times 1,5\%$ та пристроєм автоматичного керування РПН;
- десять трансформаторних підстанцій, у яких були встановлені трансформатори типу ТМГ-250, ТМ-200, ТМ-400 і ТМ-160 напругою 10/0,4 кВ з діапазоном регулювання ПБЗ $\pm 2 \times 2,5\%$;
- ділянки лінії електропередачі довжиною від 1 до 3 км і марками проводів АС-70, АС-95, АС-120, які характерні для РЕМ напругою 10 кВ з повітряними лініями.

Навантаження ТП моделювалось керованими активним опором і індуктивністю у відповідності до їхніх добових графіків. Джерела розподіленої генерації в мережі відсутні.

Добові графіки імітували зміну навантаження в ТП упродовж 24 годин доби, характер навантаження резистивний та індуктивний.

Пристрій автоматичного керування перемиканням змінював відгалуження РПН при виході напруги ЦЖ $U_{ЦЖ}$ за верхню $U_{взн}$ або нижню $U_{нзн}$ межу зони нечутливості. Якщо $U_{ЦЖ} > U_{взн}$, необхідно здійснити перемикання РПН для зниження $U_{ЦЖ}$. Якщо ж $U_{ЦЖ} < U_{нзн}$, необхідно здійснити перемикання РПН для підвищення $U_{ЦЖ}$. При виконанні нерівності $U_{нзн} \leq U_{ЦЖ} \leq U_{взн}$ перемикання відгалуження РПН не відбувається. Верхня $U_{взн}$ і нижня $U_{нзн}$ межа зони нечутливості визначаються наступним чином [4]:

$$U_{взн} = U_y + 0.5U_z + U_{кор}, \quad (1)$$

$$U_{нзн} = U_y - 0.5U_z + U_{кор}, \quad (2)$$

де U_y – уставка напруги спрацювання, U_z – уставка по зоні нечутливості, $U_{кор}$ – напруга корекції. У свою чергу можемо записати:

$$U_y = U_{ном} + U_0, \quad (3)$$

$$U_z = K_z U_{ст}, \quad (4)$$

$$U_{кор} = K_i I_{ЦЖ}, \quad (5)$$

де $U_{ном}$ – номінальна напруга РЕМ, $I_{ЦЖ}$ – струм ЦЖ в поточному режимі, $U_{ст}$ – величина ступені регулювання РПН, K_i – коефіцієнт компенсації за струмом, U_0 – базова добавка напруги, K_z – коефіцієнт зони нечутливості. З урахуванням (3)...(5) вирази (1) і (2) набувають вигляду:

$$U_{взн} = U_{ном} + K_i I_{ЦЖ} + U_0 + 0.5K_z U_{ст}, \quad (6)$$

$$U_{нзн} = U_{ном} + K_i I_{ЦЖ} + U_0 - 0.5K_z U_{ст}. \quad (7)$$

Для пристрою автоматичного керування перемиканням відгалуження РПН задавалися коефіцієнт компенсації за струмом K_i [%/А], базова добавка напруги U_0 [%] і коефіцієнт зони нечутливості K_z [9]. За результатами моделювання вихідного режиму для пристрою автоматичного керування були визначені $K_i = 0.052414$ [%/А], $U_0 = -11.517$ [%], які у подальшому використовувались у моделюванні.

У [11] рекомендується обирати $K_z \geq 1.2$. При $K_z = 1.5$ зона нечутливості певного відгалуження РПН буде перекривати половину зони нечутливості суміжного відгалуження і точність регулювання напруги суттєво погіршиться. Тому дослідження проводилося для $K_z = 1.2, 1.3$ і 1.4 . Під час моделювання було визначено, що падіння напруги від ЦЖ до ТП9 є найменшим, а до ТП8 – найбільшим. Тобто ці ТП є електрично найближчим і електрично найдальшим від ЦЖ. З цього можна зробити висновок, якщо у певному режимі напруга в цих ТП відповідає вимогам, то у випадку відсутності значної неоднорідності навантажень і для інших ТП це твердження буде справедливим.

Результати моделювання для $K_z = 1.2, 1.3$ і 1.4 відображені в таблицях 1–3. У них зазначено: порядковий номер перемикання РПН упродовж доби; номер відгалуження РПН – Тs, момент часу, у який відбулось перемикання, поточна напруга ЦЖ, поточний струм ЦЖ, напруга на стороні ВН ТП8 і ТП9, напруга на стороні НН ТП8 і ТП9. З табл. 1 і 2 бачимо, що, незважаючи на збільшення коефіцієнта нечутливості з 1.2 до 1.3 кількість перемикань РПН за добу залишається однаковою – 13. Але перемикання РПН відбуваються пізніше (табл. 1 і 2, рис. 2). Це пов'язано з більш широкою зоною нечутливості при $K_z = 1.3$ і більш пізнім досягненням напругою ЦЖ відповідної межі. При $K_z = 1.4$ кількість перемикань РПН за добу зменшується до 9 (табл. 3). Так, у діапазоні часу приблизно від 1,7 до 4,9 та від 17,8 до 20,3 години перемикання РПН не відбуваються. На першому відтинку часу напруга ЦЖ більша, а для другого – менша, ніж при $K_z = 1.2$ і 1.3 (рис. 3). Аналогічним чином змінюються напруги на стороні НН ТП8 і ТП9 (рис. 4, 5). Для електрично найдальшого ТП8 при розглянутих величинах K_z напруга на стороні НН знаходиться в діапазоні 388...398 В і не відхиляється від номінальної 400 В більше, ніж на 3%. Для ТП8 кількість максимальних за модулем відхилень напруги (3%) складає:

- при $K_z = 1,2$ і $1,3$ - 3;
- при $K_z = 1,4$ - 4.

Таблиця 1

№ переми- кання	№ Відга- лування РПН	Момент переми- кання, год	U _{цж} , В	I _{цж} , А	U ВН, В		U НН, В	
					ТП8	ТП9	ТП8	ТП9
1	-2	0	10017	35,2	9930	10014	396	398
2	-3	1,7	9880	34,6	9948	10031	397	399
3	-2	4,7	9839	35,6	9750	9836	389	391
4	-1	7,3	9868	40,7	9765	9865	388	392
5	0	8,6	9902	46,1	9783	9897	388	393
6	-1	11,3	10093	44,9	9983	10094	396	401
7	-2	13,7	10052	39,8	9963	10059	397	399
8	-1	14,6	9873	41,2	9763	9863	388	391
9	0	17,8	10048	45,9	9785	9894	389	392
10	-1	20,1	10097	45,6	9989	10091	398	400
11	-2	21,8	10064	39,7	9977	10068	397	399
12	-1	22,7	9863	41,1	9764	9860	389	391
13	-2	23,7	10061	39,9	9972	10064	398	399

Таблиця 2

№ переми- кання	№ Відга- лування РПН	Момент переми- кання, год	U _{цж} , В	I _{цж} , А	U ВН, В		U ВН, В	
					ТП8	ТП9	ТП8	ТП9
1	-2	0	10038	35,2	9930	10014	396	398
2	-3	1,9	9829	34,3	9955	10037	397	399
3	-2	4,9	9855	36	9741	9828	389	390
4	-1	7,4	9888	41,3	9752	9853	388	391
5	0	8,8	10036	46,6	9772	9886	388	392
6	-1	11,4	10105	44,6	9991	10101	397	401
7	-2	13,9	10073	39,4	9977	10070	398	400
8	-1	14,7	9856	41,4	9752	9854	388	391
9	0	17,9	9891	46,1	9779	9889	389	392
10	-1	20,3	10102	44,8	9997	10099	398	401
11	-2	21,8	10071	39,3	9977	10069	397	399
12	-1	22,8	9852	41,2	9753	9850	389	391
13	-2	23,8	10079	39,1	9985	10077	398	400

Для електрично найближчого ТП9 напруга на стороні НН знаходиться в діапазоні 391...401 В для розглянутих K_z , а її відхилення також не перевищує 3%.

Висновки. У результаті проведеного моделювання фрагмента розподільної електричної мережі з коефіцієнтами зони нечутливості пристрою автоматичного керування РПН $K_z=1.2-1.4$, було встановлено, що:

- збільшення коефіцієнта зони нечутливості може не призводити до зменшення кількості перемикачів РПН упродовж доби;
- збільшення коефіцієнта зони нечутливості не обов'язково призводить до погіршення режиму напруги на шинах НН ТП та виходу за припустимі межі;

- досягнення ефективного управління напругою в РЕМ можливе лише за умови вибору параметрів пристрою автоматичного керування РПН на основі результатів моделювання її режимів з різними параметрами налаштувань.

Таблиця 3

№ перемикачання	№ Відгалуження РПН	Момент перемикачання, год	U _{цж} , В	I _{цж} , А	U ВН, В		U ВН, В	
					ТП8	ТП9	ТП8	ТП9
1	-2	0	10016	35,2	9930	10014	396	398
2	-1	7,4	9855	41,25	9750	9853	388	391
3	0	8,9	9884	46,8	9767	9881	388	392
4	-1	11,5	10112	44,25	9999	10109	397	401
5	-2	14	10079	39,16	9984	10076	398	400
6	-1	14,7	9856	41,4	9752	9854	388	391
7	-2	21,9	10082	38,85	9989	10080	398	400
8	-1	22,8	9852	41,22	9753	9850	388	391
9	-2	23,8	10080	39,07	9985	10077	398	400

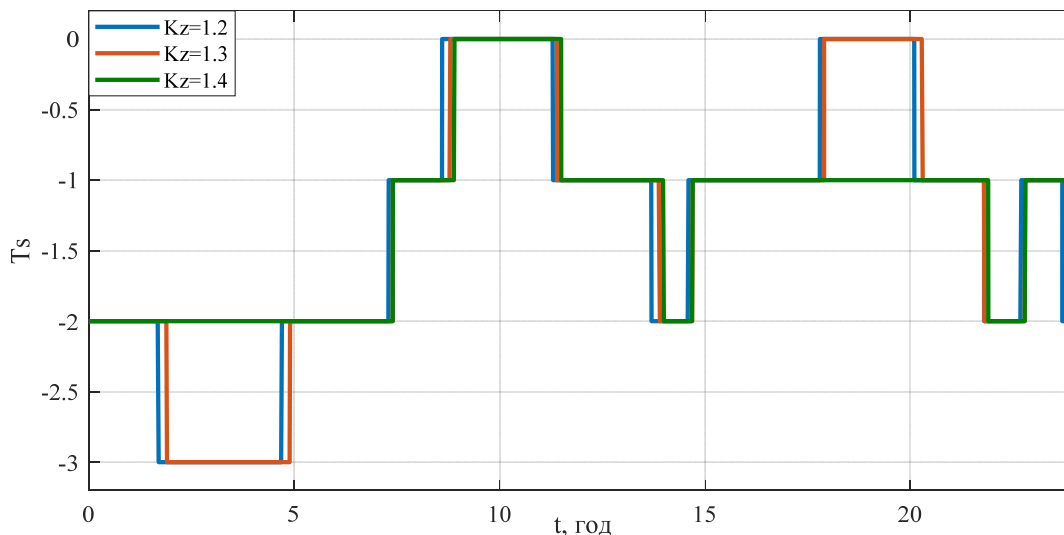


Рис. 2. Зміна відгалуження РПН упродовж доби залежно від K_z

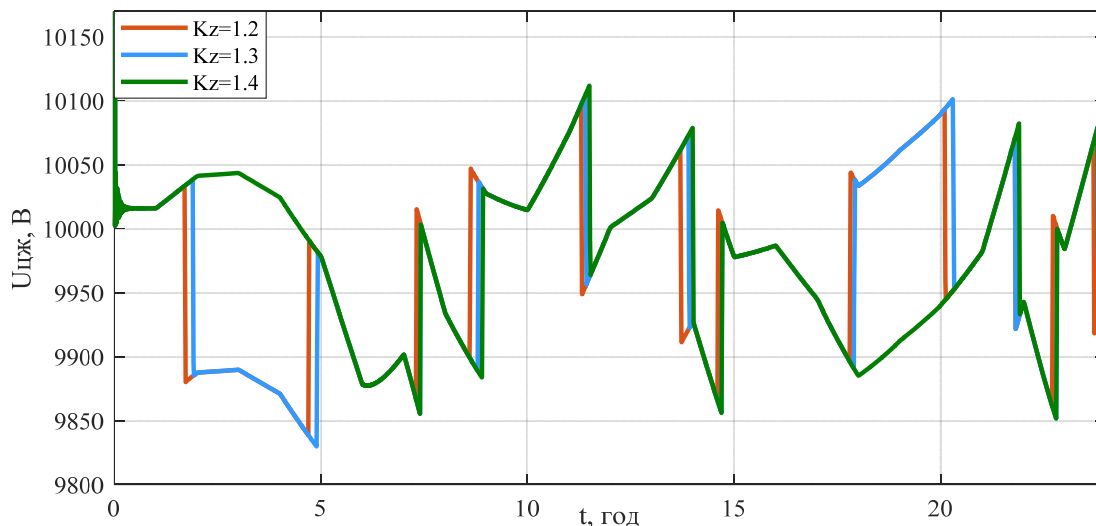


Рис. 3. Напруга на шинах НН ЦЖ упродовж доби залежно від K_z

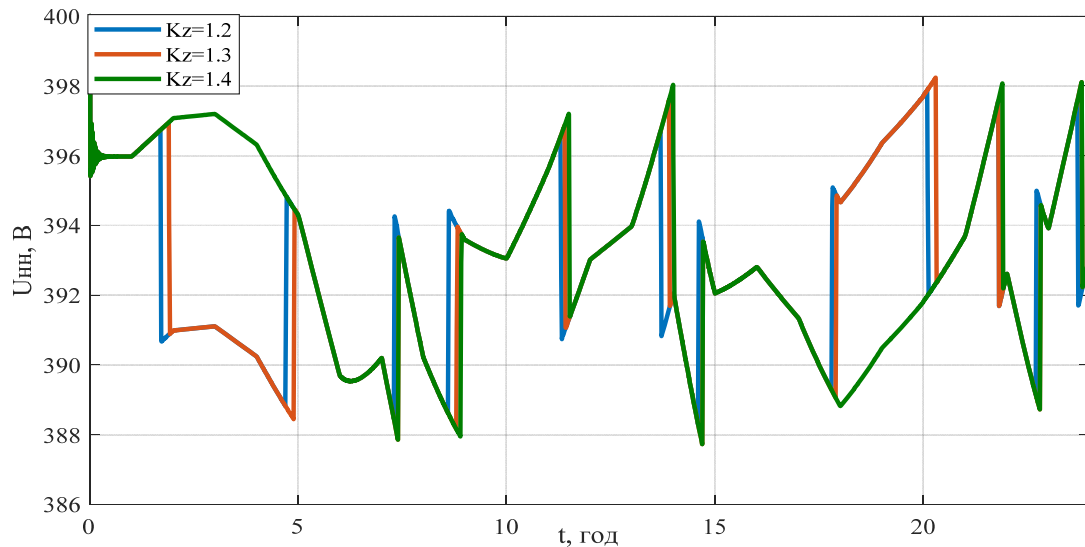


Рис. 4. Напруга на стороні НН ТП8 упродовж доби залежно від K_z

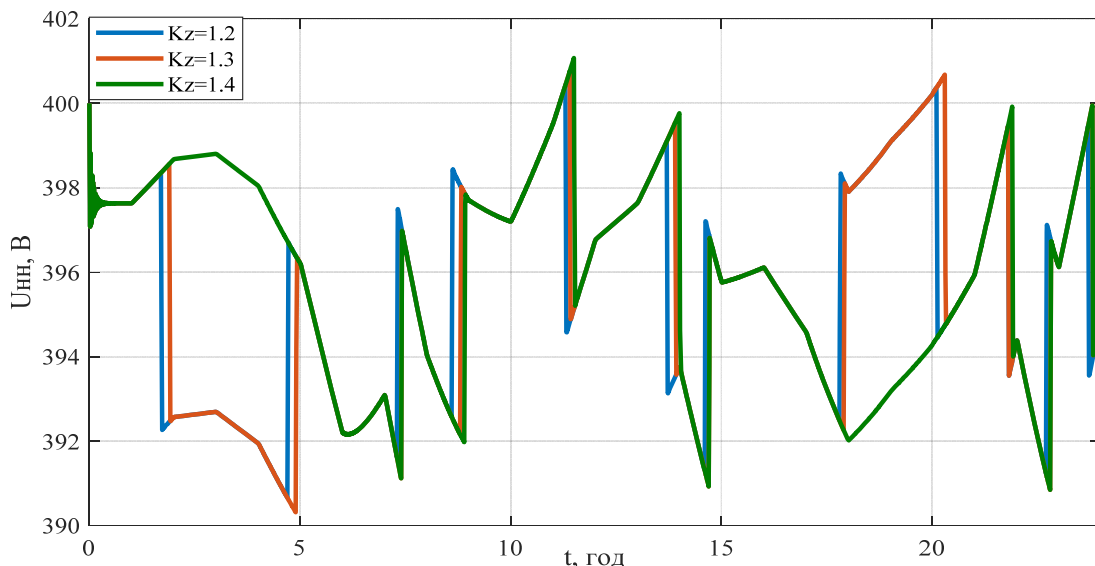


Рис. 5. Напруга на стороні НН ТП9 упродовж доби залежно від K_z

1. Кодекс систем розподілу. Затверджено Постановою НКРЕКП 14.03.2018 № 310. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0310874-18> (дата звернення 12.03.2025).
2. ДСТУ EN 50160:2023 (EN 50160:2022, IDT). Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загальної призначеності. [Чинний з 8.12.2023]. К.: Держстандарт України, 2023. 27 с.
3. ДСТУ 3122-95. Установки для компенсації реактивної потужності конденсаторні. Терміни та визначення. [Чинний від 01.07.1996]. НУВО «Енергокомплекс», 1996. 10 с.
4. Грабко В.В. Моделі і засоби регулювання напруги за допомогою трансформаторів з пристроями РПН: Монографія. Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. 109 с.
5. Методичні вказівки до виконання дослідницької лабораторної роботи ЕПП-3 «Регулювання напруги в промислових електричних мережах». Дніпропетровськ. 2011. 19 с. <https://se.nmu.org.ua/ua/studentam/metod/files/EPP/EPP-3.pdf> (дата доступу 25.02.2025).
6. Salih S. N., Chen P. On coordinated control of OLTC and reactive power compensation for voltage regulation in distribution systems with wind power. IEEE Transactions on Power Systems, Sep. 2016. Vol. 31, No 5. Pp. 4026-4035.
7. Soe, N. N., Lwin, K. S. (2014). Advance OLTC control for improving power system voltage stability. Int. J. Sci. Eng. Technol. Res, 3(11), Jun 2014. Pp. 2487–2493.
8. Larsson M., Popović D. H., Hill D. J. (1998). Limit cycles in power systems due to OLTC deadbands and load-voltage dynamics. Electric Power Systems Research, 47(3), Pp. 181–188.
9. Шполянський О.Г., Слюсар Є.В. Моделювання режиму РЕМ з пристроєм автоматичного керування РПН в середовищі Manlab/Simulink. Міжнародний науково-технічний журнал "Сучасні проблеми електроенергетехніки та автоматики". 2024. С. 43–48. URL: <http://jour.fea.kpi.ua/article/view/323042/313347> (дата звернення 13.03.2025).

10. Блок автоматичного керування РПН трансформаторів РС83–В4. Технічний опис та інструкція з експлуатації ЕАБР.656112.003ТО (РЕДАКЦІЯ 4.0). Технічна Бібліотека РЗА. 65 с.
11. Voltage Regulator TAPCON® 230 expert. Operating Instructions. Maschinenfabrik Reinhausen GmbH, 2019. 176 p.

DETERMINATION OF THE AUTOMATIC OLTP DEVICE DEADBAND FACTOR IMPACT ON THE VOLTAGE IN THE ELECTRICAL DISTRIBUTION NETWORK

O.G. Shpolianskyi¹, Y.V. Sliusar²

1 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteyskiy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine

2 – National technical university of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Beresteyskiy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine

e-mail: shpolyanskyy@ied.org.ua, sliusar.yehor@iit.kpi.ua

The state of the electrical distribution network, that was equipped with the transformer automatic OLTC device, was simulated. The voltage regulation law of the transformer was determined to ensure permissible voltage levels on the buses of transformer stations (TS) of the electrical distribution network when the load of consumers changes during the day. The impact of the value of the deadband factor of the automatic voltage regulator on the number of tap changes of the OLTC of the transformer and the voltage on the TS buses was analyzed. Ref. 11, fig. 5, tables 3.

Keywords: electrical distribution network, power center, voltage regulation, coefficient of insensitivity zone.

1. Distribution Systems Code. Approved by the Resolution of the National Commission for State Regulation in the Energy and Utilities Sectors. 14.03.2018 № 310. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0310874-18> (Accessed at 12.03.2025).
2. State Standard of Ukraine EN 50160:2023 (EN 50160:2022, IDT). Characteristics of power supply voltage in general-purpose electrical networks [Valid from 8.12.2023]. K.: State Standard of Ukraine, 2023. 27 p.
3. State Standard of Ukraine 3122-95. Shunt capacitors. Terms and definitions. [Valid from 01.07.1996]. NSPA «Energocomplex», 1996. 10 p.
4. Hrabko V. V. Models and means of voltage regulation using transformers with OLTC devices: Manuscript. Vinnytsia: UNIVERSUM-Vinnytsia, 2005. 109 p.
5. Methodological guidelines for research laboratory work EPP-3 «Voltage regulation in industrial electrical networks». Dnipropetrovsk. 2011. 19 p. <https://se.nmu.org.ua/ua/studentam/metod/files/EPP/EPP-3.pdf> (Accessed at 25.02.2025).
6. Salih S. N., Chen P. On coordinated control of OLTC and reactive power compensation for voltage regulation in distribution systems with wind power. IEEE Transactions on Power Systems, Sep. 2016. Vol. 31, No 5. Pp. 4026–4035.
7. Soe, N. N., Lwin, K. S. (2014). Advance OLTC control for improving power system voltage stability. Int. J. Sci. Eng. Technol. Res, 3(11), Jun 2014. Pp. 2487–2493.
8. Larsson M., Popović D. H., Hill D. J. (1998). Limit cycles in power systems due to OLTC deadbands and load–voltage dynamics. Electric Power Systems Research, 47(3). Pp. 181–188.
9. Shpolianskyi O.H., Sliusar Y.V. Simulation of the EDN state with an automatic tap-changer control device in the environment of Manlab/Simulink. *International scientific and technical journal. Modern problems of electrical engineering and automation*. 2024. Pp. 43–48. URL: <http://jour.fea.kpi.ua/article/view/323042/313347> (Accessed at 13.03.2025).
10. Automatic tap changer control unit for transformers RS83-V4. Technical description and operating instructions EABR.656112.003TO (Revision 4.0). RPA Technical Library - 65 p.
11. Voltage Regulator TAPCON® 230 expert. Operating Instructions. Maschinenfabrik Reinhausen GmbH, 2019. 176 p.

Надійшла: 20.03.2025
Прийнята: 28.04.2025

Submitted: 20.03.2025
Accepted: 28.04.2025

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

УДК 621.315

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.042>**СУЧАСНІ НАДВИСОКОВОЛЬТНІ КАБЕЛІ З ІЗОЛЯЦІЄЮ ЗІ ЗШИТОГО ПОЛІЕТИЛЕНУ (ОСОБЛИВОСТІ І ТЕНДЕНЦІЇ РОЗВИТКУ)**

І.М. Кучерява, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна
rB.irinan@gmail.com

У роботі представлено та проаналізовано основні переваги та тенденції в розвитку і використанні надвисоковольтних кабелів зі зшито-поліетиленовою ізоляцією. Внаслідок своєї здатності підтримувати інтеграцію з відновлюваними джерелами енергії та волоконно-оптичними технологіями, підвищувати ефективність мережі, знижувати втрати при передачі, а також завдяки досягненням і новим технологіям у конструкціях та вдосконаленні ізоляційних матеріалів, ці кабелі відіграють значну роль у розвитку енергетики в світі та створенні майбутньої енергетичної інфраструктури. Бібл. 31, рис. 3, табл. 3.

Ключові слова: силовий кабель, надвисоковольтна напруга, зшито-поліетиленова ізоляція, волоконно-оптичні технології, відновлювані джерела енергії, композитні ізоляційні матеріали, екологічність.

Вступ. У сучасних умовах у зв'язку з швидкою урбанізацією та індустріалізацією, розширенням міст та створенням нових промислових зон в усьому світі зростає попит на надійні та ефективні рішення для передачі електроенергії. Багато великих міст стикаються з необхідністю передачі постійно зростаючого обсягу електроенергії по вже повністю завантаженим кабельним лініям. З цих причин особлива увага приділяється надвисоковольтним (110–500 кВ) силовим кабелям з ізоляцією зі зшитого поліетилену (ЗПЕ НВ кабелі), які порівняно з силовими кабелями середньої (6–35 кВ) і високої (до 110 кВ) напруги мають значні переваги (вищу пропускну здатність за струмом, довший термін служби) і при цьому забезпечують стабільне електропостачання [1].

Світ переходить до більш чистих джерел енергії, таких як вітрова, сонячна, гідроелектроенергія, поступово розширюється їхня інфраструктура. Тому зростає потреба в ефективних системах передачі електроенергії для інтеграції в мережу відновлюваних джерел енергії. Саме ЗПЕ НВ кабелі з відмінними електричними і тепловими властивостями все частіше використовуються у відновлюваних джерелах енергії, сприяючи передачі електроенергії на великі відстані з мінімальними втратами.

Зростаюча увага до зменшення втрат при передачі електроенергії та підвищення ефективності мережі є ще одним важливим фактором, що стимулює широке використання ЗПЕ НВ кабелів. Ці кабелі характеризуються меншими діелектричними втратами, високою термічною стабільністю, підвищеною механічною міцністю. Вони зменшують втрати потужності на великих відстанях.

Тенденція широкого використання НВ кабелів додатково підтримується технологічним прогресом у виробництві кабелів та інноваціями в ізоляційних матеріалах.

Крім того, необхідність модернізації застарілої енергетичної інфраструктури в розвинутих регіонах спонукає до заміни старих силових кабелів на вдосконалені і надійні ЗПЕ НВ кабелі [2].

У зв'язку з відміченим світовий ринок ЗПЕ НВ кабелів невпинно розширюється. У 2023 р. він оцінювався приблизно в 8,5 млрд. доларів США, а за прогнозами має досягти 14,1 млрд. доларів США до 2032 року, зростаючи кожного року на 6%. [3]. Основні компанії, що

працюють на цьому ринку – Prysmian Group, Nexans S.A., General Cable Corporation, Sumitomo Electric Industries, Ltd., LS Cable & System Ltd., Furukawa Electric Co., Ltd. [3, 4].

Силові кабелі надвисокої напруги є електричними кабелями, що призначені для передачі електроенергії на великі відстані або між різними точками електричної мережі. Про стан і розвиток НВ кабелів свідчать дані рис. 1, 2 [3, 5]. Тільки в Європі за період 1996–2015 р.р. впроваджено 4691 км загальної довжини ЗПЕ НВ кабелю змінного струму, з яких 1940 км – на напругу 220–235 кВ; 1073 км – кабелі 245–345 кВ; 1678 км – кабелі 380–500 кВ, крім того, встановлено 8000 км підводних кабелів постійного струму [6].

НВ кабелі з ізоляцією зі зшитого поліетилену мають ряд особливостей, що підвищують їхню функціональність. Це зниження втрат енергії, оскільки, працюючи при більш високій напрузі, НВ кабелі передають електроенергію з мінімальним опором. Нові технології в галузі ізоляційних матеріалів, зокрема зшитий поліетилен з мульти-нанокомпонентною і модифікованою структурою, покращують характеристики та довговічність кабелів [7–9]. НВ кабелі передбачають створення та інтеграцію в інтелектуальні мережі, завдяки використанню волоконно-оптичного модуля, вбудованого в структуру кабелів, і волоконно-оптичних технологій моніторингу їхнього функціонування в режимі реального часу [10–12]. Крім відміченого, НВ кабелі мають достатньо компактний дизайн, у порівнянні з традиційними повітряними лініями вимагають менше місця, відмінно підходять для міських територій. ЗПЕ НВ кабелі більш безпечні, ніж старі НВ маслонаповнені кабелі. У більшості випадках вони прокладаються під землею, що знижує ризик ураження електричним струмом та електромагнітного забруднення навколишнього середовища.

Метою даної роботи є вивчення та узагальнення інформації щодо сучасних силових кабелів з ізоляцією зі зшитого поліетилену на надвисоку напругу, зокрема відносно новітніх технічних і технологічних рішень для використання та вдосконалення таких кабелів.

Порівняння НВ кабелів з високовольтними повітряними лініями електропередачі [13–15]. Надійність електромережі є важливим чинником, оскільки порушення в електропостачанні призводить до значних економічних наслідків. Кабельні системи (КС) менш піддаються несправностям у порівнянні з повітряними лініями електропередачі (ПЛЕ) і потребують менш значного обслуговування, майже не зазнають погодних і кліматичних впливів. Крім того, НВ кабелі, особливо підземного прокладання, є більш компактними і естетичними для міських територій. Витрати на будівництво підземних кабельних ліній є меншими порівняно з проектами повітряних ліній електропередачі. До того ж, електромагнітні поля кабельних ліній за потреби можна контролювати, тоді як поле від повітряної лінії електропередачі регулювати непрактично (табл. 1).

Маслонаповнені НВ кабелі (кабелі з паперовою ізоляцією, просоченою маслом) повсюдно замінюються на НВ кабелі з твердою ЗПЕ ізоляцією, оскільки вони не відповідають таким сучасним вимогам, як простота встановлення і ремонту, мінімізація втрат, низькі витрати на обслуговування, менша вартість, задоволення зростаючим екологічним обмеженням [14, 15].

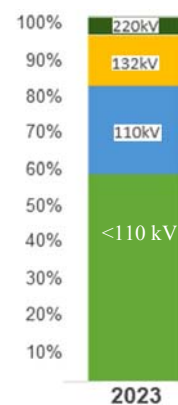


Рис. 1. Кількість у процентному відношенні кабелів різної напруги у світі станом на 2023 р. [3]

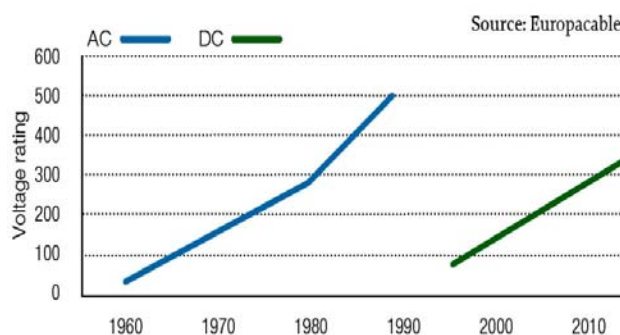


Рис. 2. Змінення напруги ЗПЕ кабелів змінного і постійного струму в різні періоди часу [5].

Таблиця 1
Фактори впливу на рівень електромагнітного поля [14]

	ПЛЕ	Підземна КС
Розташування провідників	висота більше 10 м	глибина більше 1 м
Рівень електромагнітного поля на поверхні землі	нижче	вище
Ширина дії електромагнітного поля на поверхні землі	більша	менша
Зменшення рівня поля	власне значення поля	засоби зменшення: оптимізація конфігурації прокладання; магнітне екранування

Структура ЗПЕ НВ кабелів [1, 5, 16–22]. НВ кабелі є важливим компонентом сучасних енергетичних систем, оскільки вони забезпечують безпечну і надійну передачу великої потужності на великі відстані, в тому числі в міських районах.

ЗПЕ НВ кабелі (рис. 3) зазвичай мають переріз жили до 2500 мм², ізоляцію з високо-

якісного чистого зшитого поліетилену, високу стійкість до вологи, теплових впливів та хімічного розкладання, а також відмінні електричні та термічні властивості [1–3].

Кабельна жила великого перерізу (більше 1200 мм² з алюмінію і більше 1000 мм² з міді) виготовляється, як правило, сегментованою (конструкція Milliken) (рис. 3). Кількість секторів залежно від перерізу може варіюватися від 4 до 7. Сегментована конструкція дозволяє значно знизити поверхневий ефект та ефект близькості [1, 23].

Матеріали жили включають переважно мідь та алюміній і мають значення для ефективності та економічності кабелів. Мідь є традиційним матеріалом, завдяки відмінній електропровідності, тепловим характеристикам і механічній міцності. Мідь забезпечує надійність, високу пропускну здатність за струмом і менші втрати потужності кабелів.

До того ж, мідь добре переробляється і має екологічні переваги. У проектах, де скорочення втрат електроенергії та забезпечення максимальної надійності є вирішальними, мідь є більш кращим вибором. Проте на вибір матеріалу часто впливає вища вартість міді порівняно з алюмінієм. Алюміній має нижчу електропровідність порівняно з міддю, меншу вагу, є більш економічним і вважається придатним для передачі електроенергії на великі відстані.

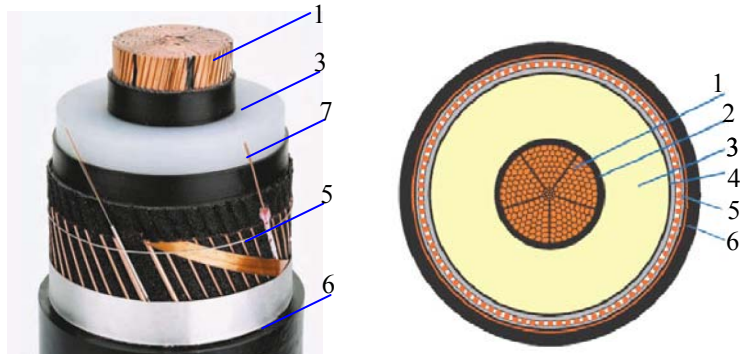


Рис. 3. Структура НВ кабелю: 1 – сегментована жила; 2, 4 – напівпровідні шари; 3 – ізоляція; 5 – мідний екран; 6 – зовнішня оболонка; 7 – волоконно-оптичний модуль

Ізоляція та напівпровідні шари, що призначені для вирівнювання електричного поля, накладаються і зшиваються разом у процесі потрійної екструзії. Така технологія забезпечує як гладку поверхню переходу між напівпровідними шарами та ізоляцією, так і відсутність включень і порожнин у ЗПЕ ізоляції. Тверда полімерна ізоляція дає значні переваги, особливо при прокладанні на територіях з великими нахилами, височинами, на трасах з великою різницею рівнів, у вертикальних та похилих колекторах, а також екологічні вигоди, оскільки НВ кабелі з твердою ЗПЕ ізоляцією є більш безпечними і нешкідливими у порівнянні з вологими маслонаповненими НВ кабелями.

Напрямки вдосконалення ЗПЕ ізоляції НВ кабелів. У процесі експлуатації в ЗПЕ ізоляції можуть виникати провідні мікророзмірні канали – триїнги електричного, водного або хімічного походження. Сучасним удосконаленням ЗПЕ є триїнгостійкий поліетиленовий матеріал, завдяки термореактивній пластичній суміші, що уповільнює розвиток триїнгів [24].

Іншими напрямками у розвитку ізоляційних матеріалів для НВ кабелів є

– використання спеціальних композитних матеріалів з мікрвключеннями, що представляють собою "загоювальні" елементи для тріпінгів та інших мікро- та макродефектів в ізоляції [25];

– створення нанодіелектричних та екологічно чистих полімерних ізоляційних матеріалів шляхом введення в них наночастинок та їх модифікації [7–9, 26, 27]; такі нанокompозитні матеріали покращують основні характеристики ізоляції, що відображено в табл. 2 [8, 26, 27].

ЗПЕ НВ кабелі різних класів напруги. Найбільш поширеними в світі є НВ кабелі на напругу 110 кВ, 132 кВ, 220 кВ, 400 кВ. Кожен клас напруги є критично важливим елементом для мереж передачі та розподілу електроенергії. І це завдяки прогресу в кабельних технологіях, який зосереджений на покращенні електричних, теплових і механічних характеристик кабелів.

У зв'язку з прискоренням урбанізації силові кабелі 132 кВ найбільш часто застосовуються в міських і приміських мережах розподілу електроенергії, зокрема в міських районах для забезпечення стабільного електропостачання, підтримки функціонування житлових, комерційних і промислових установ, а також для заміни застарілих та менш ефективних кабельних систем.

Кабелі 220 кВ мають широке використання в проектах з передачі електроенергії великої потужності для комунальних компаній і великомасштабних промислових застосувань.

Силові кабелі 400 кВ важливі для транскордонної передачі електроенергії – між регіонами та країнами, а також для проектів з відновлюваної енергетики, що вимагають передачі електроенергії на величезні відстані.

Споживачі НВ кабелів. Кінцевими споживачами силових НВ кабелів є комунальні, промислові, енергетичні, комерційні підприємства, транспорт, інфраструктура і проекти з відновлюваної енергетики. Така різноманітність підкреслює універсальність і важливу роль силових ЗПЕ НВ кабелів у різних сферах застосування.

Комунальні підприємства віддають перевагу використанню передових кабельних технологій для забезпечення оптимальної роботи електричних мереж, зменшення втрат при передачі та підвищення надійності електропостачання споживачів.

Промисловий сектор є доволі значним споживачем ЗПЕ НВ кабелів, які застосовуються на виробничих потужностях, хімічних підприємствах, гірничодобувних підприємствах, в багатьох енергоємних галузях. Саме в галузі промисловості робиться все більший акцент на енергоефективності – оптимізації споживання енергії, а також на екологічності.

Комерційний сектор включає будівлі, центри зберігання-обробки даних і комерційні комплекси, в тому числі для забезпечення безперебійного електропостачання і розвитку розумного міста.

Сучасний розвиток транспортної інфраструктури обумовлює використання надійних НВ кабелів у проектах електрифікації залізниці та метрополітену.

Способи прокладання передбачають наземне, підземне та підводне розташування кабелів [1, 6, 14, 15]. Традиційним є наземне прокладання силових кабелів зі спрощеним монтажем, економічними перевагами, полегшеним доступом до обслуговування, особливо в сільській місцевості і невеликих містах. Однак різні фактори навколишнього середовища

Таблиця 2

Змінення характеристик ізоляції при введенні наночастинок [8, 26, 27]

Властивість нанокompозитів	Ефект
Стійкість до ЧР	підвищення
Стійкість до тріпінгів	підвищення, призупинення розвитку
Стійкість до трекінгу	підвищення
Електрична міцність, стійкість до пробою	збільшення / без змін
Просторовий заряд	скорочення (підвищення порогу поля)
Електропровідність	збільшення / зменшення (іони і домішки)
Діелектрична проникність	збільшення / зменшення
Термін служби	значне збільшення

(погодні умови, вітер, рослинність) створюють проблеми для надійності та довговічності підвісних установок.

Підводні НВ кабелі мають вирішальне значення для передачі електроенергії через водойми, для міжнародного обміну електроенергією та підтримки морських проектів у сфері відновлюваної енергетики.

Підземне прокладання кабелів є найбільш надійним, безпечним, естетичним і поширеним, насамперед в густонаселених містах і регіонах із суворими екологічними нормами. Підземні силові кабелі зменшують рівень електромагнітного поля та забезпечують підвищений захист від зовнішніх факторів.

У останні роки розроблено інноваційні технології підземного будівництва і монтажу НВ кабелів, що все ширше застосовуються на практиці [14]:

- відмова від великих відкритих траншей;
- механічне прокладання, коли розкопування траншеї, укладання кабелю та заповнення землею траншеї виконуються одночасно;
- горизонтальне буріння та невеликі тунелі дозволяють уникнути великих відкритих траншей і зовнішніх впливів;
- прямі маршрути тунелів без різких поворотів при зменшенні кількості з'єднань (у досвіді Японії кабельні лінії на напругу 275 кВ довжиною більше 2 км);
- створення багатоцільових тунелів для різної інфраструктури – розміщення кабелів разом з телекомунікацією, системами водо- та газопостачання тощо;
- прокладання нових кабелів в існуючих каналах для заощадження витрат на будівництво;
- невеликі, частково збірні бухти кабелів для зменшення обсягу земляних робіт і вартості будівництва.

Поєднання НВ кабелів із сучасними інтелектуальними моніторинговими системами [10, 11, 28]. Оптичні волокна, інтегровані в силові кабелі, (рис. 3) можуть використовуватись для вимірювання фактичних характеристик кабелю вздовж усієї його довжини, а також для передачі даних. Контроль характеристик у реальному часі дає можливість постійно контролювати стан кабелю та визначати місця можливих дефектів і неполадок, передавати диспетчеру інформацію про роботу кабелів у кабельній лінії. Волоконно-оптичний модуль несприйнятливий до електромагнітних впливів та перешкод, забезпечує точне вимірювання характеристик кабелю, дозволяє оцінювати стан кабельної лінії у реальному часі, здійснювати її оперативне управління, прогнозувати і коректувати подальші режими роботи.

Таблиця 3

Волоконно-оптичні технології для НВ кабелів і кабельних ліній

Назва технології	Призначення
DTS (distributed temperature sensing)	розподілене вимірювання температури кабелів
DCR (dynamic cable rating)	дистанційне визначення та коректування струму навантаження кабелів
DAS (distributed acoustic sensing)	визначення деформації (механічних ушкоджень) та температури кабелів
Вимірювання часткових розрядів	винайдення триїнгів та дефектів в ЗПЕ ізоляції
WPT (water penetration test) WPM (water penetration measurement)	тестування на проникнення води
SVL (sheath voltage limiter)	контроль та обмеження напруги зовнішньої оболонки кабелю

На теперішній час у світі успішно реалізуються волоконно-оптичні технології, наведені в табл. 3.

Одним з останніх прикладів застосування інтелектуальних технологій є проект фірми Nexans у Швейцарії з встановлення між електричними станціями Foretaille та Renfile 30 км підземних кабелів на напругу 220 кВ з системою моніторингу температури, що має два 144-жильне волоконно-оптичне з'єднання [29].

Інтеграція з відновлюваними джерелами енергії. Перехід до відновлюваних джерел електроенергії, таких як вітер та сонячна енергія, потребує створення надійних систем передачі. Інтеграція кабелів з вітровими, сонячними і гідроелектростанціями обумовлена потребою в чистих і стійких відновлюваних джерелах електроенергії і надає широких можливостей для силових ЗПЕ НВ кабелів. НВ кабелі полегшують з'єднання між віддаленими об'єктами виробництва відновлюваної енергії та міськими центрами споживання, тим самим сприяючи сталому розвитку, ефективному розподілу електроенергії та збереженню навколишнього середовища.

Силові НВ кабелі в Україні. Першою в Україні надвисоковольтною кабельною лінією з ізоляцією зі зшитого поліетилену на напругу 330 кВ стала дволанцюгова підземна кабельна лінія загальною довжиною 12,8 км для електропостачання сталеливарного комплексу заводу "Дніпросталь" [30].

ПАТ "Завод Південкабель" випускає силові кабелі з ізоляцією зі зшитого поліетилену на напругу від 110 до 330 кВ – одножильні з алюмінієвою/мідною жилою сегментованої конструкції Мілікен з перерізами від 1200 мм², також зі свинцевою оболонкою, для прокладання в ґрунті, зокрема у вологому ґрунті (траншеях, лотках, трубах), для відкритого прокладання у кабельних спорудах (кабельних тунелях, каналах, коробах, блоках, шахтах, галереях, кабельних естакадах) тощо, забезпечуючи промислові підприємства, електро-станції, гірничозбагачувальні комбінати, нафтові родовища та вугільні шахти, метрополітени і новобудови, залізниці та міський транспорт [22, 31]. Крім того, завод виготовляє силові НВ кабелі з волоконно-оптичними модулями для інтелектуальних мереж [12].

Подальші можливості й обмеження НВ кабелів. Розвиток і поширення НВ кабелів пов'язуються, перш за все, з модернізацією застарілої енергетичної інфраструктури, підвищенням надійності електромереж, підтриманням економічного зростання та переходом на чисті джерела енергії в розвинених регіонах.

Як очікується [4], НВ кабельні системи відіграватимуть центральну роль у створенні інтелектуальних енергетичних мереж. На основі так званих "гібридних силових і комунікаційних кабелів" прогноуються потужні системи для передачі інформації та контролю мереж при збереженні водночас високої надійності розподілу та передачі електроенергії. Завдяки таким кабельним технологіям, можна буде здійснювати повний моніторинг потоків електроенергії в існуючих розподільних мережах [4].

Разом з цим, основними проблемами залишаються висока початкова вартість ЗПЕ НВ кабелів порівняно зі звичайними силовими кабелями, складні процеси монтажу, потреба в спеціалізованому обладнанні та досвіді виробництва й обслуговування кабелів.

Міжнародна нормативна документація включає ряд стандартів і технічних умов тестування НВ кабелів – ІЕС 60840, ІЕС 62067 (українські стандарти ДСТУ ІЕС 60840:2021, ДСТУ ІЕС 62067:2014), стандарт якості роботи кабелів – ІЕС60331, а також системи управління якістю (ISO 9001) та екологічного менеджмента (ISO 14001) [14]

Висновки. У роботі представлено та проаналізовано наступні основні тенденції у використанні і розвитку надвисоковольтних кабелів зі зшитого-поліетиленовою ізоляцією.

– Досягнення в конструктивному виконанні кабелів, значний прогрес у створенні нових ізоляційних матеріалів і технологій, зокрема композитних матеріалів на основі зшитого поліетилену з додаванням нанорозмірних часток і модифікацією структури, що покращує експлуатаційні характеристики кабелів і надійність систем передачі електроенергії.

– Переважне використання та інноваційні технології підземного прокладання кабельних ліній, що узгоджується з гармонійним розміщенням кабелів на міських територіях та сучасними екологічними вимогами, а також відповідає напрямку переходу до розумних міст та стійкої енергетичної інфраструктури.

– Інтеграція з волоконно-оптичними технологіями для моніторингу та управління в режимі реального часу сучасними кабельними лініями, що забезпечує попередження можливих несправностей, ефективне обслуговування та підвищення надійності електромереж.

– Інтеграція з відновлюваними джерелами енергії для передачі електроенергії на великі відстані з мінімальними втратами від віддалених об'єктів виробництва відновлюваної енергії до населених пунктів і центрів споживання.

– Акцент на екологічності виробничих процесів, екологічно чистих матеріалах і компонентах, які піддаються переробці, зменшенні впливу на навколишнє середовище, що відповідає світовій тенденції екологічно безпечного енергетичного майбутнього.

– Проекти розширення і з'єднання електромереж на основі надвисоковольтних кабелів із зшитою поліетиленою ізоляцією з метою створення об'єднаної і стійкої мережі для постачання і обміну електроенергією між великими регіонами і країнами.

Силові кабелів надвисокої напруги з ізоляцією зі зшитого поліетилену знаходиться в центрі уваги глобального енергетичного сектору і відіграють вирішальну роль у формуванні майбутньої енергетичної інфраструктури.

Роботу виконано за науково-дослідними темами "Елрес" (номер держ. реєстрації 0123U100693, КПКВК 6541030) та "Режим 2" (номер держ. реєстрації 0123U100769, КПКВК 6541230).

1. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013, 550 с.
2. Wald D.F. Evolution and future of extra high voltage cables. *IEEE Electrical Insulation Conference*, Montreal, QC, Canada, 31 May–3 June 2009. P. 495–499. DOI: <https://doi.org/10.1109/EIC.2009.5166398>
3. EHV XLPE Power Cable Market <https://dataintelo.com/report/ehv-xlpe-power-cable-market>
4. Extra high voltage cables market updates (2023-2030). <https://www.linkedin.com/pulse/extra-high-voltage-cables-market-updates-2023-2030>
5. Cable Power. Eurocable. Booklet. 23 p. <https://europacable.eu/wp-content/uploads/2021/01/Revolve-Europacable-Cable-Power-June-14.pdf>
6. Wendt V. Underground cables in Europe: overview. The European Association of Wire and Cable Manufacturers and National Associations. 5th July 2017, 14 p. https://renewables-grid.eu/fileadmin/user_upload/Files_RGI/Event_material/Prospects_of_undergrounding_power_lines/2017_RGI_workshop_underground_cables_Volker_Wendt_Europacable.pdf
7. Teysse G., Laurent C. Advances in high-field insulating polymeric materials over the past 50 years. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, September 2013, Vol. 29, No 5. P. 26–36. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEI.2013.6585854>
8. Pleșa I., Notingher P.V., Stancu C., Wiesbrock F., Schlögl S. Polyethylene nanocomposites for power cable insulations. *Polymers* (www.mdpi.com/journal/polymers), 2019, Vol. 11(1). 60 p. <https://doi.org/10.3390/polym11010024>
9. Wang J.Q., Li W.K., Zhang W.Y., Wan B.Q., Zha J.W. Aging and life control of cross-linked polyethylene as cable insulation material. *Acta Physica Sinica*, 2024. No 7. P. 078801. DOI: <https://doi.org/10.7498/aps.73.20240201>
10. Кириленко О.В., Щерба А.А., Кучерява І.М. Інтелектуальні технології моніторингу технічного стану сучасних високовольтних кабельних ліній електропередачі. *Технічна електродинаміка*, 2021, № 6. С. 29–40. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.029>
11. Кучерява І.М. Сучасні інтелектуальні системи моніторингу силових кабелів та кабельних ліній. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*, 2023. Вип. 66. С. 111–123. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.66.111>
12. *Руководство по сооружению, испытаниям и эксплуатации современных кабельных линий сверхвысокого напряжения*. Харьков: Майдан, 2017, 64 с.
13. Sidabutar E.R.A. 500-kV XLPE underground cable line construction for sustainability electric power transmission in city centers. *Proceeding International Conference on Science and Engineering*, 2021, Vol. 4, P. 182–191. <https://sunankalijaga.org/prosiding/index.php/icse/article/view/656>
14. Schroth R. HV and EHV insulated power cables: evolutions and trends. P. 119–143. <https://www.stjornarradid.is/library/01--Frettatengt---myndir-og-skrar/ANR/ANR---Raflinur-i-jord/30-International-cablemakers-federation-Schroth.pdf>
15. Макаров Е.Ф. Справочник по электрическим сетям 0,4–35 кВ и 110–1150 кВ / Под ред. И.Т. Горюнова, А.А. Любимова. М.: Папирус-Про. 2005. Т. 4. 640 с.
16. Кабельные системы высокого напряжения 110–500 кВ. Nexans. 54 с.
17. XLPE power cable systems for high and extra-high voltages. Südkabel. 2004, Cables Catalogue, 30 p.
18. Высоковольтные кабели. Prysmian Group. 13 с.
19. Современные решения в области силовых кабелей. Кабели с изоляцией из сшитого полиэтилена среднего и высокого напряжения. ABB. 20 с.
20. LS EHV Cable System. 66–500kV XLPE Cable & Accessories. Cables Catalogue, 64 p. www.lscable.com
21. High and extra high voltage power cable systems 63 to 500 kV. Silec Cable. Booklet. 4 p.

22. Силовые кабели с изоляцией из сшитого полиэтилена на напряжение от 45 до 330 кВ. Каталог ПАТ "Завод Южкабель". <https://electrotorg.biz.ua/userfiles/public/-Кабели-XLPE-45-330-кВ.pdf?srsId=AfmBOorNsTide2IVM24OFDUmIBDuNfXcehUSNB1TCBe4R-GOAxOik78V>
23. Лету Ф. Токопроводящие жилы высокого качества для высоковольтных и сверхвысоковольтных кабелей (типа «Милликен»). *Кабели и провода*. 2008, № 1(308). С. 18–21.
24. Мендельсон А., Аартс М.У. Мировой опыт применения изоляции из триингостойкого сшитого полиэтилена. *Кабели и провода*, 2005. № 5 (294). С. 23–29.
25. Lesaint C., Risinggard V., Hestad F., Hvidsten S. Self-healing composites for high voltage electrical insulation. *9th International Conference on Insulated Power Cables, Jicable'15, Versailles 21–25 June, 2015*, 6 p.
26. Tanaka T., Imai T. Advances in nanodielectric materials over the past 50 years. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2013, Vol. 29, P. 10–23. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEI.2013.6410535>
27. Wang J.Q., Li W.K., Zhang W.Y., Wan B.Q., Zha J.W. Aging and life control of cross-linked polyethylene as cable insulation material. *Acta Physica Sinica*, 2024, no. 7, p. 078801 – <https://doi.org/10.7498/aps.73.20240201>
28. Smart grid solutions. Prysmian Group. 16 p. https://www.prysmiangroup.com/sites/default/files/atoms/files/smartgrid_FINAL_LOW.pdf
29. Nexans виграла тендер від Swissgrid на модернізацію електромережі Швейцарії. 11 травня 2023. <https://mardalcables.com/nexans-modernizatsiia-elektromerezhi-dlia-swissgrid/?srsId=AfmBOorSxpONYJgJGJKU0wQNnsMixulzu-KU-C2YVqO-hAjuS8vpQC7o>
30. Лях В.В., Молчанов В.М., Судаков И.В., Павличенко В.П. Кабельная линии напряжением 330 кВ – новый этап развития электрических сетей Украины. *Электрические сети и системы*. 2009. № 3. С. 16
31. ПАТ "Завод Південкабель". <https://www.yuzhcable.info/cat/12>

UP-TO-DATE EXTRA-HIGH-VOLTAGE CABLES WITH CROSS-LINKED POLYETHYLENE INSULATION (FEATURES AND DEVELOPMENT TRENDS)

I.M. Kucheriava

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

Beresteiskiy ave., 56, Kyiv-57, Ukraine

e-mail: rB.irinan@gmail.com

The paper presents and analyzes the basic advantages and trends in the development and application of extra-high-voltage cables with cross-linked polyethylene insulation. Due to their ability to support the integration with renewable energy sources and fiber-optic technologies, increase the network efficiency, reduce the transmission losses, as well as owing to the achievements and new technologies in designs and improvements in insulation materials, these cables play a significant role in the development of the world's energy industry and the creation of future energy infrastructure. Ref. 31, fig. 3, tables 3.

Keywords: power cable, extra-high voltage, cross-linked polyethylene insulation, fiber-optic technologies, renewable energy sources, composite insulating materials, environmental friendliness.

1. Shidlovskii A.K., Shcherba A.A., Zolotaryov V.M., Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Extra-high voltage cables with polymer insulation. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences. 2013. 550 p. (Rus)
2. Wald D.F. Evolution and future of extra high voltage cables. *IEEE Electrical Insulation Conference*, Montreal, QC, Canada, 31 May–3 June 2009, Pp. 495–499. DOI: <https://doi.org/10.1109/EIC.2009.5166398>
3. EHV XLPE Power Cable Market. <https://dataintel.com/report/ehv-xlpe-power-cable-market>
4. Extra high voltage cables market updates (2023-2030). <https://www.linkedin.com/pulse/extra-high-voltage-cables-market-updates-2023-2030>
5. Cable Power. Eurocable. Booklet. 23 p. <https://europacable.eu/wp-content/uploads/2021/01/Revolve-Europacable-Cable-Power-June-14.pdf>
6. Wendt V. Underground cables in Europe: overview. The European Association of Wire and Cable Manufacturers and National Associations. 5th July 2017, 14 p. – https://renewables-grid.eu/fileadmin/user_upload/Files_RGI/Event_material/Prospects_of_undergrounding_power_lines/2017_RGI_workshop_underground_cables_Volker_Wendt_Europacable.pdf
7. Teyssedre G., Laurent C. Advances in high-field insulating polymeric materials over the past 50 years. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, September 2013, Vol. 29. No 5. Pp. 26–36. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEI.2013.6585854>
8. Pleşa I., Notingher P.V., Stancu C., Wiesbrock F., Schlögl S. Polyethylene nanocomposites for power cable insulations. *Polymers* (www.mdpi.com/journal/polymers), 2019, Vol. 11(1), 60 p. DOI: <https://doi.org/10.3390/polym11010024>
9. Wang J.Q., Li W.K., Zhang W.Y., Wan B.Q., Zha J.W. Aging and life control of cross-linked polyethylene as cable insulation material. *Acta Physica Sinica*, 2024, no. 7, P. 078801. DOI: <https://doi.org/10.7498/aps.73.20240201>
10. Kyrylenko O.V., Shcherba A.A., Kucheriava I.M. Intellectual technologies for monitoring of technical state of up-to-date high-voltage cable power lines. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2021. No. 6. Pp. 29–40. <https://doi.org/10.15407/techmed2021.06.029> (Ukr)

11. Kucheriava I.M. Monitoring systems for modern power cable lines. *Pratsi Institutu Elektrodynamiki NAN Ukrainy*. 2023. Is. 66, Pp. 111–123. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.66.111> (Ukr)
12. Guiding technical material on the construction, testing and operation of modern extra-high-voltage power cable lines. Kharkiv. Maidan, 2017, 64 p. (Rus)
13. Sidabutar E.R.A. 500-kV XLPE underground cable line construction for sustainability electric power transmission in city centers. *Proceeding International Conference on Science and Engineering*, 2021. Vol. 4. Pp. 182–191. <https://sunankalijaga.org/prosiding/index.php/icse/article/view/656>
14. Schroth R. HV and EHV insulated power cables: evolutions and trends. Pp. 119–143. <https://www.stjornarradid.is/library/01--Frettatengt---myndir-og-skrar/ANR/ANR---Raflinur-i-jord/30-International-cablemakers-federation-Schroth.pdf>
15. Makarov E.F. Handbook on the 4–35 kV and 110–1150 kV power networks. Moskva: Papirus-Pro. 2005. Vol. 4. 640 p. (Rus)
16. Cable systems for high-voltage of 100–500 kV. Nexans. 54 p. (Rus)
17. XLPE power cable systems for high and extra-high voltages. Südkabel. 2004, Cables Catalogue, 30 p.
18. High-voltage cables. Prysmian Group. 13 p. (Rus)
19. Modern solutions in the field of power cables. Cables with cross-linked polyethylene insulation for medium and high voltage. ABB. 20 p. (Rus)
20. LS EHV Cable System. 66–500kV XLPE Cable & Accessories. Cables Catalogue, 64 p. – www.lscable.com
21. High and extra high voltage power cable systems 63 to 500 kV. Silec Cable. Booklet. 4 p.
22. Power cables with XLPE insulation for voltage from 45 to 330 kV. Private join-stock company "Youzhcable works". Cable production guide. <https://electrotorg.biz.ua/userfiles/public/-Кабели-XLPE-45-330-kB.pdf?srsId=AfmBOorNsTide2IVM24OFDUMIBDuNfXcehUSNB1TCBe4R-GOAxOik78V> (Rus)
23. Letu F. High-quality conducting cores for high-voltage and ultra-high-voltage cables (Milliken-type). *Kabeli i provoda*, 2008. No 1(308). Pp. 18–21. (Rus)
24. Mendelson A., Aarts M.U. World experience in the application of insulation made of tree-resistant cross-linked polyethylene. *Kabeli i provoda*, 2005. No 5 (294). Pp. 23–29. (Rus)
25. Lesaint C., Risinggard V., Hestad F., Hvidsten S. Self-healing composites for high voltage electrical insulation. *9th International Conference on Insulated Power Cables, Jicable'15*, Versailles 21–25 June, 2015, 6 p.
26. Tanaka T., Imai T. Advances in nanodielectric materials over the past 50 years. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2013, Vol. 29. Pp. 10–23. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEI.2013.6410535>
27. Wang J.Q., Li W.K., Zhang W.Y., Wan B.Q., Zha J.W. Aging and life control of cross-linked polyethylene as cable insulation material. *Acta Physica Sinica*, 2024, No 7. P. 078801. DOI: <https://doi.org/10.7498/aps.73.20240201>
28. Smart grid solutions. Prysmian Group. 16 p. https://www.prysmiangroup.com/sites/default/files/atoms/files/smartgrid_FINAL_LOW.pdf
29. Nexans won a tender from Swissgrid to modernize the electrical system in Switzerland. May 11, 2023. <https://mardalcables.com/nexans-modernizatsiia-elektromerezhi-dlia-swissgrid/?srsId=AfmBOorSxpONYJgiGJKU0wQNnsMixulzu-KU-C2YVqO-hAjuS8vpQC7o> (Ukr)
30. Lyach V.V., Molchanov V.M., Sudakov I.V., Pavlichenko V.P. 330 kV cable line is a new step in development of Ukrainian power networks. *Elektricheskie seti i sistemy*. 2009. No 3. Pp. 16–21. (Rus)
31. Private join-stock company "Youzhcable works". XLPE-insulated power cables for voltage from 220 to 330 kV. <https://www.yuzhcable.info/cat/12/lang/en>

Надійшла: 06.01.2025

Прийнята: 03.02.2025

Submitted: 06.01.2025

Accepted: 03.02.2025

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

УДК 681.5:52

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.051>**БЕЗДАВАЧЕВЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НА ОСНОВІ НАТУРАЛЬНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ СТІЙКОСТІ****С.М. Пересада***, докт. техн. наук, **Є.О. Ніконенко****, докт. філософ., **О.Я. Панченко**, **С.О. Стросвий**

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», пр. Берестейський, 37, Київ-56, 03056, Україна,
e-mail: sergei.peresada@gmail.com, evgeniy.nykonenko@gmail.com

Синтезовано систему керування кутовою швидкістю двигунів постійного струму з постійними магнітами, яка не вимагає використання датчика кутової швидкості двигуна, гарантує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості в умовах дії постійного невідомого моменту навантаження. Алгоритм керування базується на основі інформації про струм якоря двигуна і відрізняється тим, що не містить спостерігача кутової швидкості, внаслідок чого спрощується його імплементація і налаштування, а також зменшується порядок системи керування. Аналіз замкненої системи показує, що для налаштування коефіцієнтів регуляторів отриманої структури можуть застосовуватися відомі налаштування з біноміальним розподілом коренів характеристичного рівняння, а також на «симетричний» або «модульний» оптимуми. Результуюча система має властивості робастності до координатних збурень і може використовуватися у застосуваннях з низькими і середніми вимогами до якості керування. Бібл. 9, рис. 5.

Ключові слова: двигун постійного струму, бездавачевий алгоритм керування, стійкість системи.

Вступ. Керування кутовою швидкістю є основною задачею в більшості технологічних застосувань електромеханічних систем. Для забезпечення високих показників якості керування будують замкнені системи керування з використанням давачів кутової швидкості (положення) [1]. Водночас для систем з низькими і середніми вимогами до якості керування, а також в умовах цінкових обмежень де-факто промисловим стандартом є бездавачеве керування двигунами (без вимірювання механічних координат). Не дивлячись на значну кількість досліджень, які виконані за останні десятиліття, проблема бездавачевого керування не втратила актуальності, особливо з огляду на складності отриманих рішень в умовах практичної імплементації [2], [3].

Більшість існуючих рішень для бездавачевого керування електроприводами на основі різних типів двигунів, у тому числі двигунів постійного струму (ДПС), базуються на оцінюванні електрорушійної сили. Недоліки таких систем є добре відомими, найбільш суттєвим з них є деградація системи на низьких швидкостях [3], [4]. Найбільш перспективним напрямком розглядається використання методів адаптивного керування з оцінюванням кутової швидкості за допомогою спостерігача на основі вимірюваних сигналів струму і напруги якоря [4]. Алгоритм, запропонований у [5], використовує фільтр Калмана, який також є спостерігачем кутової швидкості. У [6] автори запропонували рішення, яке включає спостерігач кутової швидкості повного порядку, який входить у склад бездавачевого алгоритму керування. Спостерігач, описаний у [6], має “велике” підсилення, завдяки чому динамічні показники бездавачевої системи наближаються до тих, які існують в системах з вимірюванням кутової швидкості. Основним недоліком результатів, які базуються на теорії адаптивних систем, є їхня складність.

Деякі результати [2], [3], [7] є технічно направленими і не мають теоретичного доказу стійкості замкненої системи. Наприклад, алгоритм [2] використовує розрахунок кількості пульсацій у сигналі вимірюного струму, які виникають внаслідок комутації якірного кола.

Метою роботи є розробка алгоритму бездавачевого керування кутовою швидкістю ДПС з постійними магнітами, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості в умовах дії постійного моменту навантаження, має властивості робастності до координатних збурень, характеризується добре визначеною процедурою налаштування регуляторів і є простим у порівнянні з системами на основі спостерігачів. Попередня скорочена версія опублікована в матеріалах конференції [9].

Модель двигуна і постановка задачі керування. Модель двигуна постійного струму зі збудженням від постійних магнітів має вигляд [8]

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \mu i - \frac{M_c}{J}; \\ \dot{i} &= -\frac{R}{L}i - \frac{c}{L}\omega + \frac{1}{L}u,\end{aligned}\quad (1)$$

де ω – кутова швидкість двигуна; i – струм якоря; u – напруга керування; M_c – момент навантаження; R та L – опір та індуктивність якоря; c – постійна моменту; $\mu = c/J$; J – повний момент інерції. Зазначимо, що натуральна динаміка системи (1) є глобально експоненційно стійкою.

Припустимо, що для моделі ДПС (1) виконуються наступні припущення:

1) Задана траєкторія швидкості ω^* є гладкою, обмеженою функцією разом з її першою $\dot{\omega}^*$ та другою $\ddot{\omega}^*$ похідними за часом. Момент навантаження M_c невідомий, постійний або змінюється повільно і обмежений.

2) Всі параметри двигуна відомі та постійні. Струм якоря доступний для вимірювання; кутова швидкість ω не вимірюється.

В умовах цих припущень необхідно сконструювати алгоритм відпрацювання кутової швидкості, який гарантує досягнення наступних цілей керування:

- асимптотичність відпрацювання кутової швидкості

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0, \quad \tilde{\omega} = \omega - \omega^*; \quad (2)$$

- асимптотичність оцінювання моменту навантаження

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

де $\tilde{M}_c = (M_c / J) - \hat{M}_c$ – похибка оцінювання; \hat{M}_c – оцінка моментної компоненти M_c / J .

Синтез алгоритму керування. На першому кроці сконструюємо алгоритм регулювання струму якоря. Для цього представимо рівняння динаміки струму якоря в (1) у формі похибки відпрацювання $\tilde{i} = i - i^*$:

$$\dot{\tilde{i}} = -\frac{R}{L}\tilde{i} - \frac{c}{L}\tilde{\omega} - \frac{R}{L}i^* - \frac{c}{L}\omega^* + \frac{1}{L}u - \dot{i}^*. \quad (4)$$

З (4) алгоритм відпрацювання струму якоря має вигляд

$$u = L \left(\frac{R}{L}i^* + \frac{c}{L}\omega^* + \dot{i}^* - k_{i1}\tilde{i} \right), \quad (5)$$

де k_{i1} – коефіцієнт пропорційної складової регулятора струму.

Після підстановки (5) в (4) рівняння динаміки похибки регулювання струму якоря набуває вигляду

$$\dot{\tilde{i}} = -k_i\tilde{i} - \frac{c}{L}\tilde{\omega}, \quad (6)$$

де $k_i = k_{i1} + R/L$.

Оскільки кутова швидкість ДПС не вимірюється, то алгоритм керування кутовою швидкістю має базуватися тільки на інформації про струм якоря. З першого рівняння (1) сформуємо наступний алгоритм регулятора швидкості:

$$\dot{i}^* = \frac{1}{\mu} (\dot{\omega}^* + \hat{M}_c); \quad \dot{M}_c = k_{oi} \tilde{i}, \quad (7)$$

де k_{oi} – коефіцієнт інтегральної складової регулятора швидкості.

Рівняння динаміки похибок відпрацювання за умови використання регуляторів (7), (5) мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= \mu \tilde{i} - \tilde{M}_c; \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - \frac{c}{L} \tilde{\omega}; \\ \dot{\tilde{M}}_c &= -\hat{M}_c = -k_{oi} \tilde{i} \end{aligned} \right\} \triangleq \mathbf{Ax}, \quad (8)$$

$$\text{де } \mathbf{x} = (\tilde{\omega}, \tilde{i}, \tilde{M}_c)^T, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \mu & -1 \\ -c/L & -k_i & 0 \\ 0 & -k_{oi} & 0 \end{bmatrix}.$$

Лінійна система третього порядку завжди може бути сконструйована стійкою за рахунок вибору коефіцієнтів налаштування k_i та k_{oi} . Для доведення цієї властивості перетворимо (8) у канонічну форму за допомогою перетворення координат

$$\begin{aligned} \tilde{i} &= \tilde{i}; \\ x_1 &= -k_i \tilde{i} - \frac{c}{L} \tilde{\omega}; \\ x_2 &= -k_i \left(-k_i \tilde{i} - \frac{c}{L} \tilde{\omega} \right) - \mu \frac{c}{L} \tilde{i} + \frac{c}{L} \tilde{M}_c. \end{aligned} \quad (9)$$

У канонічній формі рівняння (8) набудуть вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}} &= x_1; \\ \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= -k_i x_2 - \mu \frac{c}{L} x_1 - \frac{c}{L} k_{oi} \tilde{i}. \end{aligned} \quad (10)$$

Характеристичне рівняння, що відповідає системі (10), має такий вигляд:

$$p^3 + k_i p^2 + \mu \frac{c}{L} p + \frac{c}{L} k_{oi} = 0. \quad (11)$$

У рівнянні (11) завжди можуть бути знайдені коефіцієнти зворотних зв'язків $(k_i, k_{oi}) > 0$, які формуються пропорційним регулятором струму з коефіцієнтом k_{i1} та інтегральним регулятором швидкості з коефіцієнтом k_{oi} і гарантують, що корені характеристичного рівняння (11) мають від'ємні дійсні частини. Таким чином, системи (10), а отже, і (8) будуть асимптотично стійкими, тобто:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}, x_1, x_2) = \mathbf{0}, \quad (12)$$

що з (9) гарантує досягнення обох заявлених цілей керування, оскільки

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}, \tilde{\omega}, \tilde{M}_c) = \mathbf{0}. \quad (13)$$

Структурна схема системи бездавачевого керування ДПС, що базується на властивостях його натуральної стійкості, представлена на рис. 1. Еквівалентна структурна схема замкненої системи (8) у похибках відпрацювання наведена на рис. 2.

Передаточні функції системи рис. 1 за завданням i за збуренням, визначені за еквівалентною схемою на рис. 2, мають вигляд

$$W_1(p) = \frac{\omega(p)}{\omega^*(p)} = \frac{\mu \frac{c}{L} p + \frac{c}{L} k_{oi}}{p^3 + k_i p^2 + \mu \frac{c}{L} p + \frac{c}{L} k_{oi}}, \quad (14)$$

$$W_2(p) = \frac{\hat{M}_c(p)}{\frac{M_c}{J}(p)} = \frac{\frac{c}{L}k_{oi}}{p^3 + k_i p^2 + \mu \frac{c}{L} p + \frac{c}{L} k_{oi}} \quad (15)$$

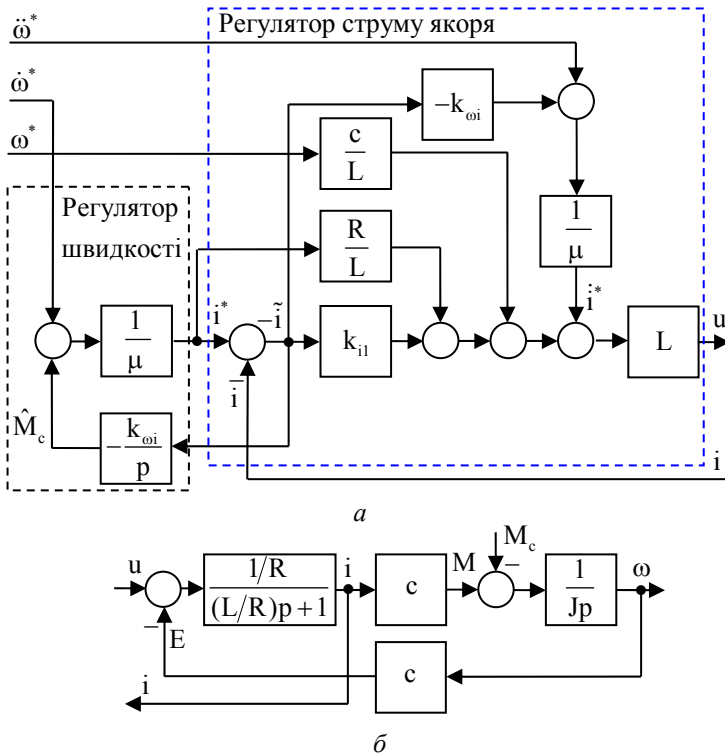


Рис. 1. Структурна схема системи бездавачевого керування кутовою швидкістю ДПС:
 а – алгоритм керування; б – модель ДПС

залежить від параметрів ДПС.

Для оптимізації (14) у відповідності до «симетричного» оптимуму [8] розглянемо передаточну функцію розімкненої системи, зображеної на рис. 2, у наступному вигляді:

$$W_p(p) = \frac{\frac{\mu}{k_{oi}} p + 1}{\frac{Lk_i}{ck_{oi}} p^2 (k_i^{-1} p + 1)} \quad (17)$$

Використовуючи стандартну передаточну функцію розімкненої системи

$$W(p) = \frac{(4\tau p + 1)}{8\tau^2 p^2 (\tau p + 1)} \quad [8] \text{ для «симетричного»}$$

оптимуму, встановлюємо співвідношення у вигляді системи рівнянь

$$\tau = k_i^{-1}, 4\tau = \frac{\mu}{k_{oi}}, 8\tau^2 = \frac{L}{c} \frac{k_i}{k_{oi}} \quad (18)$$

Розв'язок (18) дає такий вираз:

$$\tau = \sqrt{\frac{L}{2c\mu}} \quad (19)$$

Рис. 2. Еквівалентна структурна схема замкненої системи у похибках відпрацювання

Для знаходження співвідношень для оптимізації відповідно до «модульного» оптимуму [8] використовується передаточна функція розімкненої системи (15)

У системі третього порядку (10) тільки два налагоджувальних параметра k_i та k_{oi} , тому динамічні показники замкненої системи не можуть задаватися довільно, а залежать від параметрів двигуна.

Специфікація показників якості керування. Оптимізація динамічних режимів з використанням передаточних функцій (14), (15) може здійснюватися декількома шляхами. Так, за умови використання біноміального розподілу коренів характеристичного рівняння для

для $W(p) = \frac{1}{(\tau p + 1)^3}$ з (15) знаходимо наступні співвідношення:

$$\tau = \sqrt{\frac{3L}{\mu c}}, k_{i1} = \frac{3}{\tau} \frac{R}{L}, k_{oi} = \frac{L}{c} \tau^{-3} \quad (16)$$

Відмітимо, що стала часу τ не є вільною для вибору і

$$W_p(p) = \frac{\frac{c}{L}}{p^2 + k_1 p + \frac{c}{L} \mu} \cdot \frac{k_{\omega i}}{p} \tag{20}$$

При стандартних налаштуваннях лінійної системи 2-го порядку в (20) маємо

$$\tau = \omega_0^{-1}, \omega_0^2 = \frac{c}{L} \mu, k_{i1} = 2\xi\omega_0 - \frac{R}{L}, k_{\omega i} = \frac{\omega_0 \mu}{4}, \tag{21}$$

де ω_0 – власна частота недемпфованих коливань; ξ – коефіцієнт демпфування. За цих умов передаточна функція розімкненої системи (15) набуває стандартного вигляду

$$W_p(p) = \frac{1}{4\tau p(\tau^2 p^2 + 2\xi\tau p + 1)} \tag{22}$$

Дослідження динамічних режимів. Досліджуваний двигун має наступні номінальні параметри: $J = 0.01$ кгм², $c = 1$ Нм/А, $i_n = 5$ А, $\omega_n = 100$ рад/с, $R = 1$ Ом, $L_1 = 0.005$ Гн.

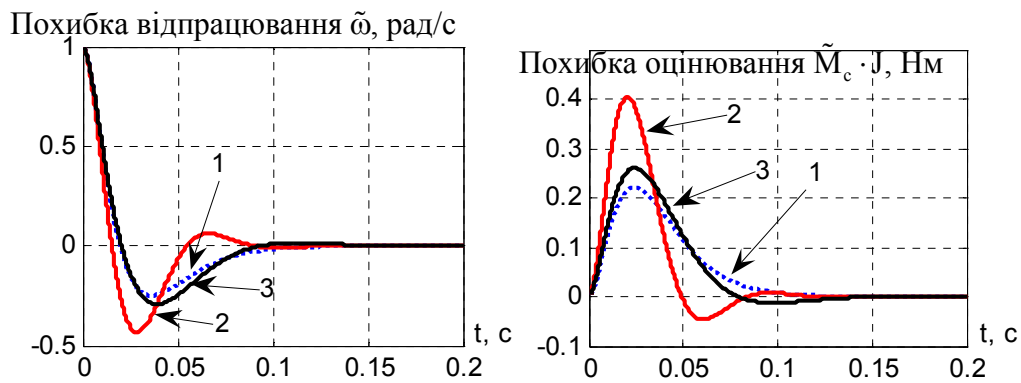


Рис. 3. Перехідні процеси відпрацювання початкових умов кутової швидкості

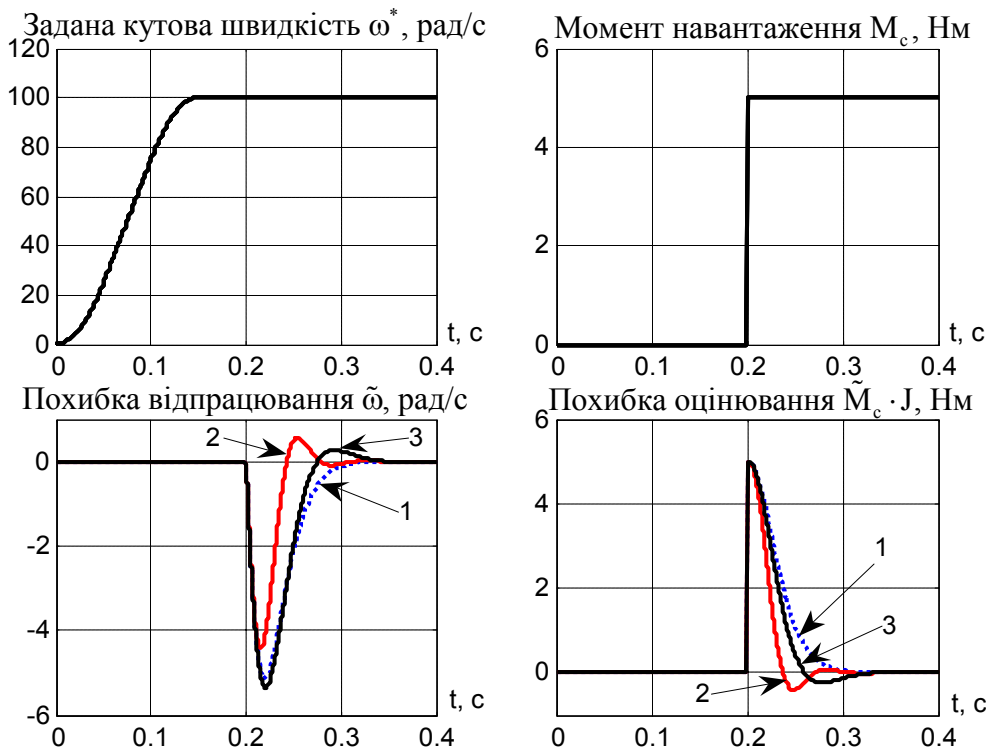


Рис. 4. Перехідні процеси відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості при дії $M_c = \text{const}$

На рис. 3 наведено графіки перехідних процесів, які демонструють динамічні властивості системи при відпрацюванні початкових умов $\omega(0) = 1$ рад/с, $\dot{\omega}^* = 0$, $M_c = 0$ для оптимізації відповідно до біноміального розподілу (16) (лінії 1), «симетричного» оптимуму (18), (19) (лінії 2) та «модульного» оптимуму (21) (лінії 3) з $\omega_0 = 141$ рад/с, $\xi = 1$.

У відповідності до наступного тесту, від ненавантаженого ДПС вимагається здійснити розгін до номінальної швидкості $\omega^* = 100$ рад/с. У момент часу $t = 0.2$ с в режимі відпрацювання постійної швидкості прикладається момент навантаження $M_c = 5$ Нм. Перехідні процеси для трьох розглянутих налаштувань показано на рис. 4.

Як впливає з форми рівнянь (8), за відсутності початкових умов $x(0) = \mathbf{0}$ відпрацювання заданої траєкторії відбувається без похибок (інтервал $0 \dots 0.2$ с), оскільки загальне рішення системи (8) має вигляд $x(t) = e^{At}x(0)$. Похибка кутової швидкості, яка обумовлена дією моменту навантаження M_c , компенсується інтегральною складовою \hat{M}_c регулятора швидкості.

Оскільки лінійна система (10) є асимптотично стійкою, то за умови $M_c \neq \text{const}$ з обмеженою похідною \dot{M}_c , асимптотичність відпрацювання порушується, але похибки відпрацювання будуть обмеженими, як це показано на графіках, зображених на рис. 5, при дії моменту навантаження $M_c = 5 \sin(2\pi t)$.

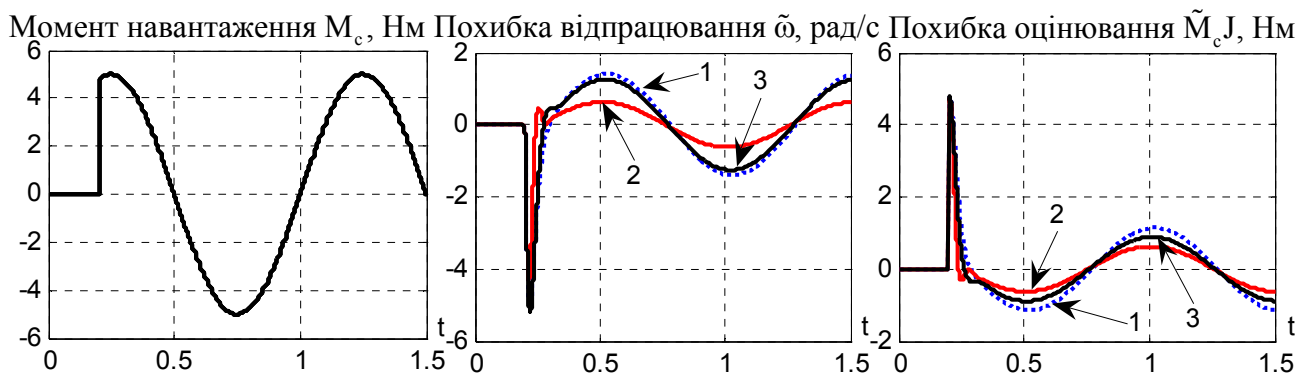


Рис. 5. Перехідні процеси при відпрацюванні заданої траєкторії при дії гармонічного збурення

Висновки. Розроблено новий алгоритм бездавачевого керування кутовою швидкістю ДПС з постійними магнітами, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості з обмеженими першими двома похідними в умовах дії постійного невідомого моменту навантаження. На відміну від систем зі спостерігачем швидкості, розроблений алгоритм має нижчий порядок (на 2), є простим в налаштуванні й імплементації завдяки простішій структурі.

1. Mohan H., Pathak M. K., Dwivedi S. K. Sensorless control of electric drives – A technological review. *IETE Technical Review*. Vol. 37. No. 5. Pp. 504-528, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1080/02564602.2019.1662738>
2. Ertl D., Weber L. A method for real-time sensorless speed control of brushed DC motors in cost constrained systems. *IEEE 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, Izmir, Turkey. 2020. Pp. 152-157. DOI: <https://doi.org/10.1109/GPECOM49333.2020.9248712>
3. Doshi K., Thompson J. Solving sensorless brushed DC motor speed and position control using ripple counting. *Application Note. Texas Instruments*. 2024. Pp. 1-21. URL: <https://www.ti.com/lit/pdf/slvafo8>.
4. Zidan H. A., Bashir S. B. A novel robust speed sensor-less control of DC motor. *International Review of Automatic Control (IREACO)*. 2019. Vol. 12. No. 2. Pp. 82-88. DOI: <https://doi.org/10.15866/ireaco.v12i2.16326>
5. Gueye S., Thiaw L., Ndiaye M. F., Ngom I., Diop M., Ndiaye E. H. M. A sensorless speed control of DC motor based on an adaptive reference model. *IEEE 4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*, NaviMumbai, India. 2021. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICNTE51185.2021.9487787>

6. Peresada S., Nikonenko Y., Pyzhov V., Rodkin D. Sensorless speed control of the direct current motors. *Praci Institutu elektrodinamiki Nacionalnoi akademii nauk Ukraini*. No. 58. Pp. 23–29. 2021. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.023>
7. Radcliffe P., Kumar D. Sensorless speed measurement for brushed DC motors. *IET Power Electronics*. Vol. 8. No. 11. Pp. 2223–2228. 2015. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0147>
8. Leonhard W. Control of electrical drives. Springer. 2001. 474 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-56649-3>
9. Пересада С.М., Луців-Шумський О.Ю., Білецький О.О. Бездавачевий алгоритм відпрацювання кутової швидкості, оснований на природних властивостях стійкості двигуна постійного струму. *Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць IX Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів*. Кременчук 07-08 квітня 2011 р. КНУ. С. 131–132. URL: <https://esmo.kdu.edu.ua/publ/2011.pdf#page=131>

SPEED SENSORLESS CONTROL OF DC MOTORS BASED ON NATURAL STABILITY PROPERTIES

S. Peresada, Y. Nikonenko, O. Panchenko, S. Stroievyi

National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,

Beresteyskyi ave., 37, 03056, Kyiv, Ukraine

e-mail: sergei.peresada@gmail.com, evgeniy.nykonenko@gmail.com

In this paper, a speed control system for permanent magnet DC motor is designed which does not require an angular speed sensor. It guarantees asymptotic tracking of the reference angular speed trajectories under the action of a constant unknown load torque. The control algorithm is based on information about the motor armature current and is characterized by the fact that it does not include an angular speed observer. It simplifies the control system implementation and configuration, and reduces the control system complexity. The closed-loop system analysis shows that for controller gains tuning, the well-known settings can be applied to the resulting structure, which include binomial distribution, as well as “symmetric” optimum and “modular” optimum. The resulting closed-loop system has robustness properties with respect to coordinate disturbances and can be effectively used in applications with low and medium control quality requirements. Ref. 9, fig. 5.

Keywords: DC motor, sensorless control algorithm, system stability.

Надійшла: 30.01.2025

Прийнята: 18.03.2025

Submitted: 30.01.2025

Accepted: 18.03.2025

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.324

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.058>

РОЗРАХУНОК ІНВЕРТУЮЧОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ З УРАХУВАННЯМ РЕЖИМІВ РОБОТИ МЕТОДОМ УСЕРЕДНЕННЯ

Ю.В. Руденко*, докт. техн. наук, **Д.В. Мартинов****Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Українаe-mail: rudenko@ied.org.ua

Досліджено електромагнітні процеси у інвертуючому перетворювачі постійної напруги з огляду на режими функціонування за допомогою метода усереднення на основі теорем Лагранжа. У режимі безперервної провідності (CCM – continuous conduction mode) розглянуто два внутрішніх підрежими: неповного живлення індуктора (IISM – incomplete inductor supply mode) і повного живлення індуктора (CISM – complete inductor supply mode) залежно від співвідношення постійного струму навантаження та мінімального значення струму індуктора. Отримано аналітичні вирази для розрахунку середніх та пульсаційних значень струмів та напруг у реактивних елементах перетворювача, а також коефіцієнтів їхніх пульсацій для кожного з режимів та підрежимів роботи. Розраховано та встановлено граничні значення параметрів перетворювача між підрежимами CISM та IISM у діапазоні комутації. Урахування вказаних підрежимів дає змогу уточнити розрахунок параметрів інвертуючого перетворювача постійної напруги. Результати імітаційного моделювання процесів у перетворювачі підтвердили коректність розроблених аналітичних співвідношень. Бібл. 20, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: інвертуючий перетворювач постійної напруги, режими передачі енергії, пульсації вихідної напруги, метод усереднення в просторі станів.

Нині в системах живлення електротехнічного та електротехнологічного обладнання широке розповсюдження мають напівпровідникові перетворювачі постійної напруги на основі схем понижуючого, підвищуючого та інвертуючого типів. Цей факт пов'язаний із тим, що в багатьох застосуваннях виникає потреба в регулюванні, компенсуванні або підвищенні напруги для забезпечення необхідних технічних характеристик. Особливу увагу привертає інвертуючий перетворювач завдяки можливості регулювати вихідну напругу на рівні як нижче, так і вище вхідної напруги. Серед обладнання, яке потребує використання цього алгоритму, можна виділити такі системи, як електровакуумне технологічне обладнання, системи розподіленої генерації, накопичення та збереження електроенергії, електроакумуляторне обладнання електричних транспортних засобів та інші. Основні задачі при створенні перетворювачів постійної напруги полягають в забезпеченні технічних характеристик та оптимізації пристрою загалом: масогабаритних показників, режимів роботи та обслуговування всієї системи. Як підтверджує аналіз літературних джерел, більшість сучасних досліджень, проведених щодо перетворювачів постійної напруги, зосереджено на дослідженні нових топологій [1–3] та нових методів керування [4–6], коли у заданий спосіб досягається бажана якість параметрів перетворювача в конкретних застосуваннях із низькими комутаційними втратами енергії в перетворювачі та його високим ККД. Одним із важливих параметрів перетворювачів постійної напруги є величина пульсації вихідної напруги, оскільки вона впливає на ефективність роботи перетворювачів. Дослідження, які проводилися дотепер щодо зменшення величини вихідної пульсації перетворювачів постійної напруги, були направлені насамперед також на корекцію структури або запровадження нових методів керування [7–12]. Хоча корекція в структурі перетворювача або використання нової структури може покращити показники вихідної пульсації перетворювача, але це має свої недоліки, наприклад, збільшення кількості елементів, розмірності схеми та втрат енергії. Використання сучасних методів конт-

ролю обумовлює складність системи керування. Зважаючи на це, доцільною є розробка аналітичних співвідношень, які дають змогу на етапі проєктування розрахувати ефективні параметри перетворювача без застосування додаткових схемотехнічних рішень або методів керування.

Характерними режимами роботи перетворювачів постійної напруги є наявність режимів безперервної (CCM – continuous conduction mode) та переривчастої провідності (DCM – discontinuous conduction mode). Для підвищуючого та інвертуючого перетворювачів у режимі CCM можна також виділити два внутрішніх підрежими: неповного живлення індуктора (PISM – incomplete inductor supply mode) і повного живлення індуктора (CISM – complete inductor supply mode) [13–15]. У CISM мінімальне значення струму індуктора є вищим за вихідний постійний струм. Інакше кажучи, індуктор повністю забезпечує не тільки вихідний струм, але також необхідний струм для зарядки конденсатора. У PISM мінімальне значення струму індуктора менше, ніж струм навантаження. Через це заряд конденсатора за параболічним законом досягає свого максимального значення, після чого зменшується на певну величину, віддаючи свою енергію в навантаження. Тобто індуктор і конденсатор разом забезпечують струм навантаження. У режимі DCM немає підрежиму CISM, і перетворювачі працюють лише в підрежимі PISM. Як показують дослідження, наявні підрежими CISM та PISM визначають розмір пульсації вихідної напруги перетворювача. Тому дослідження процесів у перетворювачах постійної напруги саме з урахуванням цих підрежимів є актуальним та потребує додаткової уваги. **Метою** цієї роботи є аналіз процесів у інвертуючому перетворювачі і розробка розрахункових співвідношень з урахуванням режимів роботи та з використанням метода усереднення на основі теорем Лагранжа для доповнення, уточнення та узагальнення на цій основі наявних результатів аналізу перетворювачів постійної напруги.

Розглянемо розрахунок інвертуючого перетворювача (рис. 1). При аналізі припускаємо, що силові перемикаючі елементи (керований ключ SI і діод VDI) є ідеальними ключами, час їхнього перемикання дорівнює нулю; активні опори обмотки індуктора LI і внутрішній опір джерела електроживлення U_{ex} дорівнюють нулю.

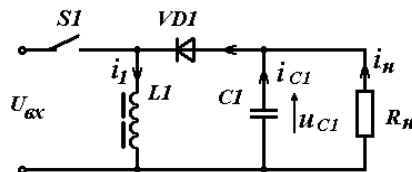


Рис. 1. Структурна схема інвертуючого перетворювача

Процеси у перетворювачі розглянемо для режимів безперервної провідності (CCM) та переривчастої провідності (DCM). Еквівалентні схеми заміщення перетворювача на інтервалах роботи зображено на рис. 2.

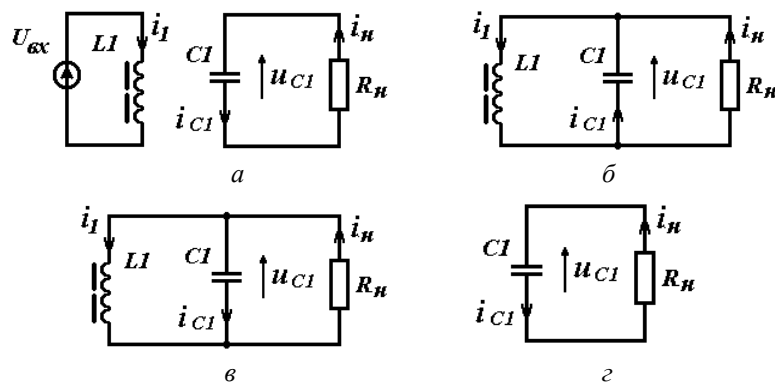


Рис. 2. Еквівалентні схеми заміщення перетворювача

Інтервал накопичення індуктором LI енергії при відкритому ключі SI відповідає схемі рис. 2 *а*, яка є дійсною для обох режимів роботи перетворювача CCM та DCM. При закрито-

му ключі SI в режимі ССМ інтервал віддачі індуктором LI енергії відповідає схемі рис. 2 б за наявності підрежиму СІСМ, або розпадається на два послідовних етапи з конфігураціями схеми перетворювача рис. 2 б та рис. 2 в в підрежимі ПІСМ. У режимі DCM залежно від параметрів $\tau_1^* = LI/R_n T$ – відносної постійної часу контуру з елементами LI і R_n – до інтервалу віддачі енергії у підрежимі ПІСМ додається інтервал відсікання енергії з конфігурацією рис. 2 г, коли всі перемикаючі елементи закриті. Діаграми процесів у перетворювачі зображено на рис. 3 та відповідають указаним режимам та підрежимам: повного живлення індуктора при ССМ (рис.3 а), коли мінімальне значення струму індуктора I_{lm} більше струму навантаження I_n ($I_{lm} > I_n$), неповного живлення індуктора при ССМ (рис. 3 б), коли $I_{lm} < I_n$, та неповного живлення індуктора при DCM (рис. 3 в), коли $I_{lm} < I_n$.

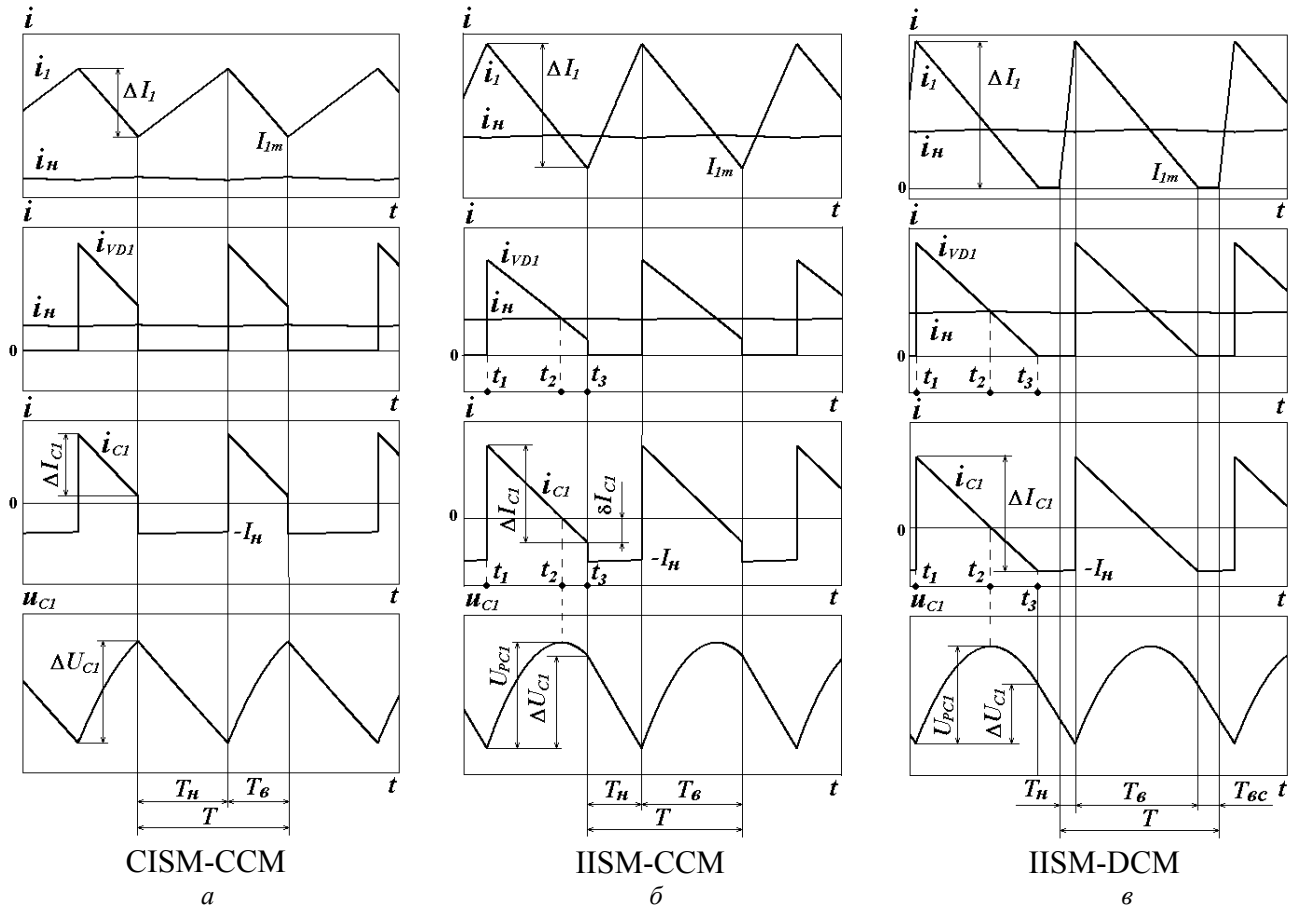


Рис. 3. Часові діаграми процесів у перетворювачі

На діаграмах позначено: T_n – тривалість інтервалу накопичення енергії в індукторі, T_e – тривалість інтервалу віддачі енергії, T_{esc} – тривалість інтервалу відсікання. Як було вказано вище, особливістю підрежиму СІСМ є те, що вихідний конденсатор заряджається струмом i_{c1} протягом усього інтервалу віддачі енергії, здобуваючи приріст напруги ΔU_{C1} завдяки тому, що $I_{lm} > I_n$. У цьому підрежимі пульсація вихідної напруги U_{pC1} , як різниця між її максимальним та мінімальним значеннями, дорівнює приросту ΔU_{C1} на інтервалі віддачі енергії. За наявності підрежиму ПІСМ заряд вихідного конденсатора струмом i_{c1} здійснюється лише протягом часу t_1 - t_2 , коли напруга на конденсаторі досягає максимального значення, що відображає пульсаційне значення вихідної напруги U_{pC1} . Протягом часу t_2 - t_3 , після зміни напрямку струму i_{c1} на протилежний через виконання умови $I_{lm} < I_n$, вихідний конденсатор розряджається, підтримуючи струм навантаження. За цього підрежима різниця значень вихідної напруги на границях інтервалу віддачі енергії визначає приріст напруги на цьому інтервалі ΔU_{C1} , який не дорівнює пульсаційному значенню вихідної напруги U_{pC1} .

З урахуванням указаних міркувань розглянемо розрахунок параметрів інвертуючого перетворювача методом усереднення з використанням теорем Лагранжа [16-19], а саме –

розрахунок величини пульсації (приросту) ΔI_1 та середнього значення I_{Icp} струму індуктора $L1$, величини пульсації (або приросту) U_{pC1} та середнього значення U_{C1} напруги на конденсаторі $C1$ у вказаних вище режимах. Для подальшого аналізу необхідно визначити співвідношення параметрів, яке обумовлює границю між підрежимами CISM та PISM. Умовою існування граничного стану між цими підрежимами є рівність мінімального значення струму індуктора до постійного струму навантаження $I_{Im} = I_n$ в момент закінчення інтервалу віддачі індуктором енергії. Щоб отримати кінцевий аналітичний вираз, що характеризує такий стан, доцільно використати співвідношення для розрахунку середнього струму діода V_{DI} (рис. 3), який відповідає постійному струму навантаження. Середній струм діода визначається через ампер-секундну площу фігури, що описує функція струму діода i_{VDI} протягом періоду комутації T . За умови $I_{Im} = I_n$ струм діода в момент закінчення інтервалу віддачі енергії також дорівнює постійному струму навантаження $i_{VDI}(t_3) = I_n$. Тому, використовуючи позначення рис. 3 та відповідність приросту струму діода до приросту струму індуктора $\Delta I_{VDI} = \Delta I_1$ на інтервалі віддачі, запишемо вираз для середнього струму діода у випадку, коли $I_{Im} = I_n$:

$$I_{VDI} = \frac{1}{T}(T - T_n) \left(I_n + \frac{\Delta I_1}{2} \right). \quad (1)$$

Привірюючи отриманий вираз (1) до величини I_n , після перетворень запишемо необхідне співвідношення параметрів, виконання яких відповідає граничному стану між підрежимами CISM та PISM:

$$\frac{\Delta I_1}{I_n} = \frac{2T_n}{T - T_n}. \quad (2)$$

Розглянемо розрахунок параметрів перетворювача в підрежимі CISM-CCM. Системи диференціальних рівнянь, що описують процеси в перетворювачі на інтервалах накопичення та віддачі енергії індуктором мають такий вигляд відповідно:

$$\begin{cases} L1 \frac{di_1}{dt} = U_{ex}, \\ i_{C1} = \frac{u_{C1}}{R_n}, \end{cases} \quad (3) \quad \begin{cases} L1 \frac{di_1}{dt} = u_{C1}, \\ i_1 = i_{C1} + \frac{u_{C1}}{R_n}. \end{cases} \quad (4)$$

Використовуючи метод усереднення на основі теорем Лагранжа до отриманих диференціальних рівнянь (3), (4), перейдемо до системи алгебраїчних рівнянь відносно приростів незалежних функцій на інтервалах комутації та їхніх середніх значень:

$$\begin{cases} L1 \frac{\Delta I_1}{T_n} = U_{ex}, \\ C1 \frac{\Delta U_{C1}}{T_n} = \frac{U_{C1}}{R_n}, \\ L1 \frac{\Delta I_1}{T - T_n} = U_{C1}, \\ I_1 = C1 \frac{\Delta U_{C1}}{T - T_n} + \frac{U_{C1}}{R_n}. \end{cases} \quad (5)$$

Перетворимо систему (5) у рівняння з відносними змінними. Для цього перепишемо всі члени системи відносно величини вихідної напруги, яка дорівнює напрузі U_{C1} на конденсаторі $C1$, або відносно величини вихідного струму I_n , враховуючи що $U_{C1} = I_n R_n$. Введемо також наступні позначення: $\gamma = T_n/T$ – відносна тривалість інтервалу відкритого стану керуваного ключа (відносна тривалість комутації), $\tau_1^* = L1/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $L1$ і R_n , $\tau_{c1}^* = C1 R_n/T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $C1$ і R_n .

Позначимо також відносні змінні: приросту струму індуктора $\Delta I_1^* = \Delta I_1 / I_n$, середнього струму індуктора $I_1^* = I_1 / I_n$, приросту напруги конденсатора (вихідної напруги) $\Delta U_{C1}^* = \Delta U_{C1} / U_{C1}$, відношення вхідної та вихідної напруги $U_{II}^* = U_{ex} / U_{C1}$. У такому разі система в базисі відносних змінних матиме вигляд:

$$\begin{cases} \tau_1^* \frac{\Delta I_1^*}{\gamma} = U_{II}^*, \\ \tau_{C1}^* \frac{\Delta U_{C1}^*}{\gamma} = 1, \\ \tau_1^* \frac{\Delta I_1^*}{1-\gamma} = 1, \\ I_1^* = \tau_{C1}^* \frac{\Delta U_{C1}^*}{1-\gamma} + 1. \end{cases} \quad (6)$$

Розв'язуючи систему алгебраїчних рівнянь (6), отримуємо параметри інвертуючого перетворювача у відносних змінних для підрежиму CISM-CCM:

$$\Delta I_1^* = \Delta I_1 / I_n = (1-\gamma) / \tau_1^*; \quad (7)$$

$$I_1^* = I_1 / I_n = 1 / (1-\gamma); \quad (8)$$

$$\Delta U_{C1}^* = \Delta U_{C1} / U_{C1} = \gamma / \tau_{C1}^*; \quad (9)$$

$$U_{II}^* = U_{ex} / U_{C1} = (1-\gamma) / \gamma. \quad (10)$$

Вирази в наведених співвідношеннях дають змогу визначити відносні прирости струму індуктора й вихідної напруги та їхні відносні середні значення. Абсолютні значення цих параметрів визначаються так:

$$\Delta I_1 = \frac{\gamma U_{ex}}{\tau_1^* R_n}, \quad I_1 = \frac{\gamma U_{ex}}{(1-\gamma)^2 R_n}, \quad \Delta U_{C1} = U_{pC1} = \frac{\gamma^2 U_{ex}}{(1-\gamma) \tau_{C1}^*}, \quad U_{C1} = \frac{\gamma U_{ex}}{1-\gamma}. \quad (11)$$

Коефіцієнт пульсацій струму індуктора запишемо:

$$K_{pL1} = \frac{\Delta I_1}{I_1} = \frac{(1-\gamma)^2}{\tau_1^*}. \quad (12)$$

Коефіцієнт пульсацій напруги конденсатора (вихідної напруги):

$$K_{pC1} = \frac{\Delta U_{C1}}{U_{C1}} = \frac{\gamma}{\tau_{C1}^*}, \quad (13)$$

Розглянемо розрахунок параметрів перетворювача в підрежимі PISM-CCM. У цьому випадку відносні та абсолютні параметри процесів у перетворювачі визначаються тими ж формулами, що й в CISM-CCM (7), (8), (10–12), за винятком величини пульсації вихідної напруги. У підрежимі PISM-CCM, як видно з рис. 3 б, приріст напруги конденсатора CI не відповідає пульсації цієї напруги: $\Delta U_{C1} \neq U_{pC1}$. Тому пульсацію напруги на такому конденсаторі необхідно визначити, використовуючи ампер-секундну площу струму конденсатора на ділянці від t_1 до t_2 інтервалу віддачі енергії (рис. 3 б). Указана ампер-секундна площа S розраховується як площа трикутника зі сторонами, що дорівнюють по осі часу співвідношенню $(\Delta I_1 - \delta I_{C1}) \cdot (T - T_n) / \Delta I_1$, по осі струму співвідношенню $(\Delta I_1 - \delta I_{C1})$, де величина δI_{C1} еквівалентна різниці між постійним струмом навантаження та мінімальним значенням струму індуктора $\delta I_{C1} = I_n - I_{1m}$, $I_{1m} = I_1 - \Delta I_1 / 2$.

У такому разі пульсація напруги конденсатора CI визначається так:

$$U_{pC1} = \frac{1}{C1} \int_{t1}^{t2} i_{C1} dt = \frac{S}{C1},$$

і далі

$$U_{pC1} = \frac{T - T_H}{2C1 \cdot \Delta I_1} \cdot (I_1 - I_H + \Delta I_1/2)^2,$$

або в остаточному вигляді, використовуючи визначені раніше параметри (11):

$$U_{pC1} = \frac{(1-\gamma)\gamma\tau_1^* U_{ex}}{2\tau_{C1}^*} \left(\frac{\gamma}{(1-\gamma)^2} + \frac{1}{2\tau_1^*} \right)^2. \quad (14)$$

Коефіцієнт пульсацій напруги на конденсаторі розраховується так:

$$K_{pC1} = \frac{U_{pC1}}{U_{C1}} = \frac{(1-\gamma)^2 \tau_1^*}{2\tau_{C1}^*} \left(\frac{\gamma}{(1-\gamma)^2} + \frac{1}{2\tau_1^*} \right)^2, \quad (15)$$

Використовуючи співвідношення для пульсації струму індуктора з формул (11) та перетворюючи вираз (2), отримаємо умову існування граничного стану у відносних показниках між підрежими CISM-CCM та PISM-CCM, коли $I_{lm} = I_H$:

$$\tau_{lb}^* = \frac{(1-\gamma)^2}{2\gamma}, \quad (16)$$

де $\tau_{lb}^* = LI_b / (R_{nb}T)$, LI_b , R_{nb} – граничні значення індуктивності індуктора та опору навантаження, за яких виконується співвідношення $I_{lm} = I_H$ при заданому періоді комутації.

Режим PISM-DCM суттєво відрізняється від попередніх наявністю третього інтервалу комутації перетворювача – інтервалом відсікання тривалістю T_{ec} (рис. 3 в), коли всі ключі закрито, а схема заміщення відповідає рис. 2 з. Застосування метода усереднення на основі теорем Лагранжа для аналізу такого режиму інвертуючого перетворювача докладно викладено в роботах [19, 20], де отримано основні вирази для розрахунку пульсацій струму індуктора та напруги на вихідному конденсаторі. Згідно з цими виразами маємо формули для розрахунку пульсації струму індуктора у відносному та абсолютному вимірах відповідно:

$$\Delta I_1^* = \frac{\Delta I_1}{I_H} = \sqrt{\frac{2}{\tau_1^*}}, \quad \Delta I_1 = \frac{\gamma U_{ex}}{\tau_1^* R_H}, \quad (17)$$

формули для розрахунку вихідної постійної напруги:

$$U_C = \frac{\gamma}{\sqrt{2\tau_1^*}} \cdot U_{ex}, \quad (18)$$

пульсації вихідної напруги:

$$U_{pC1} = \frac{\gamma U_{ex}}{\tau_{C1}^* \sqrt{2\tau_1^*}} \left(1 - \sqrt{\frac{\tau_1^*}{2}} \right)^2, \quad (19)$$

та коефіцієнта пульсації вихідної напруги:

$$K_{pC1} = \frac{1}{\tau_{C1}^*} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{\tau_1^*}{2}} \right)^2, \quad (20)$$

Доповнимо ці результати розрахунком середнього струму індуктора (рис. 3 в):

$$I_1 = \frac{\Delta I_1 (T_H + T_{ec})}{2T},$$

де згідно з указаними роботами $\Delta I_1 = \frac{\gamma U_{ex}}{\tau_1^* R_H}$, $T_{ec} = T \sqrt{2\tau_1^*}$.

В остаточному вигляді запишемо:

$$I_1 = \frac{\gamma U_{ex}}{2\tau_1^* R_H} (\gamma + \sqrt{2\tau_1^*}), \quad (21)$$

або у відносних одиницях:

$$I_1^* = \frac{I_1}{I_H} = 1 + \frac{\gamma}{\sqrt{2\tau_1^*}}. \quad (22)$$

Коефіцієнт пульсацій струму індуктора:

$$K_{pL1} = \frac{\Delta I_1}{I_1} = \frac{2}{\gamma + \sqrt{2\tau_1^*}}. \quad (23)$$

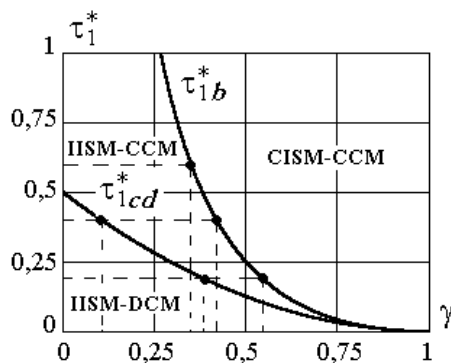
Розглянемо вплив параметрів інвертуючого перетворювача на існування режимів CISM-CCM, IISM-CCM та IISM-DCM. Як видно з аналізу процесів, саме величина співвідношення $\tau_1^* = L1/R_H T$ у всьому діапазоні комутації γ впливає на появу того чи іншого режиму. Графік граничного стану τ_{1b}^* між CISM-CCM та IISM-CCM, згідно з отриманим виразом (16), зображено на рис. 4. Графік граничного стану τ_{1cd}^* між IISM-CCM та IISM-DCM зображено також на цьому рисунку. Його функціональну залежність у діапазоні комутації отримано в роботі [19]:

$$\tau_{1cd}^* = \frac{(1-\gamma)^2}{2}. \quad (24)$$

Області параметрів (τ_1^*, γ) , за яких у інвертуючому перетворювачі мають місце режими CISM-CCM, IISM-CCM та IISM-DCM, показані на рис. 4 та обмежені функціями граничних станів τ_{1b}^* і τ_{1cd}^* . Відповідні координати граничних точок переходу між підрежимами при зміні відносної тривалості комутації γ для фіксованих значень $\tau_1^* = 0,2$; $\tau_1^* = 0,4$; $\tau_1^* = 0,6$ показано пунктирними лініями на рис. 4. У табл. 1 подано числові значення координат граничних точок між підрежимами, визначені при розрахунку в діапазоні комутації γ для вказаних трьох фіксованих значень $\tau_1^* = 0,2$; $\tau_1^* = 0,4$; $\tau_1^* = 0,6$. Граничні стани точок стосовно відносної тривалості позначено γ_{cd} та γ_b .

Отримані аналітичні (16), (24) та графічні (рис. 4) залежності дають змогу обґрунтовано спрогнозувати стан перетворювача та межі його режимів роботи в усьому діапазоні комутації за заданих параметрів τ_1^* . Беручи до уваги, що кожному режиму роботи відповідає свій рівень пульсації вихідної напруги згідно з формулами (13), (15), (20) та використовуючи ці співвідношення, можна визначити найефективніші параметри τ_1^* та діапазони комутації γ , які відповідають мінімальним пульсаціям вихідної напруги.

Таблиця 1



Числові значення координат граничних станів

τ_1^*	0,2	0,4	0,6
γ_{cd}	0,368	0,106	-
γ_b	0,537	0,42	0,351

Рис. 4. Графіки граничних станів між режимами перетворювача

Розглянемо графічні залежності коефіцієнтів пульсацій вихідної напруги інвертуючого перетворювача за фіксованих значень $\tau_1^* = 0,2$; $\tau_1^* = 0,4$; $\tau_1^* = 0,6$ у діапазоні комутації з урахуванням режимів роботи при $\tau_{C1}^* = 10$. На рис. 5 зображено графічні залежності значень коефіцієнтів пульсацій вихідної напруги як комбінації графіків під номерами 1 в підрежимі CISM-CCM згідно з (13), під номерами 2 в підрежимі IISM-CCM згідно з (15) та під номерами 3 в підрежимі IISM-DCM згідно з (20).

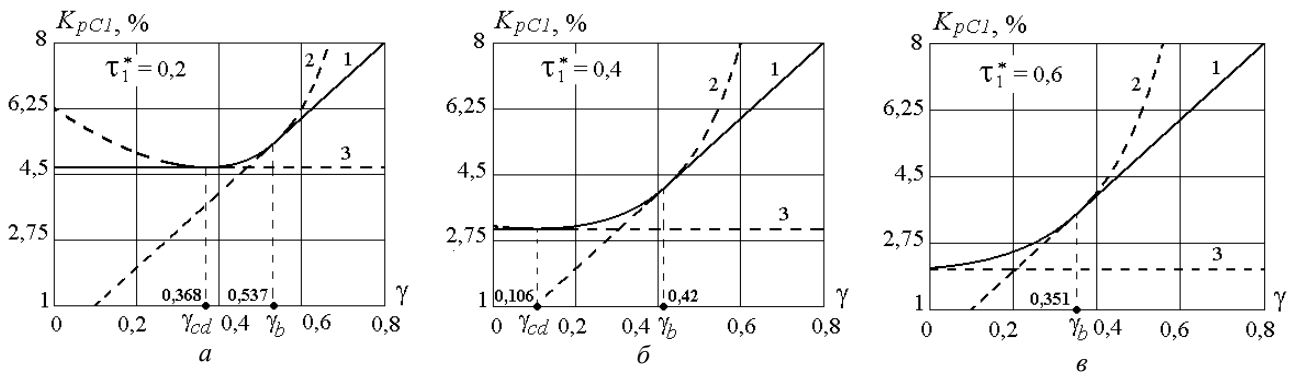


Рис. 5. Графічні залежності значень коефіцієнтів пульсацій вихідної напруги перетворювача

На інтервалах відносної тривалості комутації від $\gamma = 0$ до $\gamma = \gamma_{cd}$ коефіцієнт пульсації визначається в режимі IISM-DCM суцільною частиною функції 3. На інтервалах від $\gamma = \gamma_{cd}$ до $\gamma = \gamma_b$ – у режимі IISM-CCM суцільною частиною функції 2, на інтервалах від $\gamma = \gamma_b$ до $\gamma = 1$ – у режимі CISM-CCM суцільною частиною функції 1. Характерно, що граничні між режимами точки при $\gamma = \gamma_{cd}$ та $\gamma = \gamma_b$ є точками дотику між відповідними графіками 1, 2, 3, тому узагальнююча крива функції коефіцієнта пульсації (суцільні частини вказаних графіків) монотонно змінюється при переході між підрежимами. Це підтверджує коректність отриманих аналітичних співвідношень для визначення пульсацій вихідної напруги з урахуванням режимів роботи.

Аналіз отриманих залежностей (рис. 5) демонструє, що тривалість підрежиму IISM-CCM збільшується відносно CISM-CCM при збільшенні параметру τ_1^* , що веде до бажаного зменшення пульсацій вихідної напруги. Це свідчить про доцільність розгляду двох окремих підрежимів роботи перетворювача в режимі CCM, що уточнює розрахунок величини пульсації вихідної напруги.

Таблиця 2

Результати розрахунку параметрів перетворювача

Параметр	IISM-DCM, $\gamma = 0,1$		IISM-CCM, $\gamma = 0,35$		CISM-CCM, $\gamma = 0,6$	
	Результати згідно ІМ	Результати згідно АМ	Результати згідно ІМ	Результати згідно АМ	Результати згідно ІМ	Результати згідно АМ
$\Delta I_1, A$	9,99	10,0	34,97	35,0	59,829	60,0
I_1, A	4,287	4,373	24,248	24,852	110,68	112,5
K_{pL1}	2,33	2,287	1,442	1,408	0,54	0,53
$\Delta U_{c1}, B$	1,46	1,454	6,356	6,373	26,822	27,0
U_{c1}, B	38,72	38,73	160,825	161,538	449,54	450,0
K_{pC1}	0,038	0,038	0,039	0,039	0,059	0,06

Розроблені в результаті досліджень аналітичні співвідношення (11)–(23) та результати розрахунків підтверджено також за допомогою моделювання процесів у пакеті PSim із використанням імітаційної моделі. У табл. 2 подано результати розрахунку декількох із режимів за фіксованих τ_1^* , τ_{C1}^* , досліджених при виконанні роботи, що відповідає таким параметрам

елементів перетворювача: $U_{ex} = 300$ В, $T = 50$ мкс, $L1 = 150$ мкГн, $R_H = 10$ Ом, $C1 = 50$ мкФ. Обрані для прикладу параметри елементів перетворювача відповідають реальним застосуванням перетворювача в діапазоні високих частот (20 кГц) при роботі в області стандартних значень постійної напруги випрямленого однофазного струму промислової електромережі.

У табл. 2 позначено: АМ – аналітична модель, ІМ – імітаційна модель. З цієї таблиці випливає, що результати згідно з аналітичною моделлю перетворювача співпадають із результатами імітаційного моделювання з похибкою не більше 3 %, що також підтверджує достовірність розроблених аналітичних співвідношень.

Висновки.

1. Проведені дослідження показали ефективність використання метода усереднення на основі теорем Лагранжа при дослідженні перетворювачів постійної напруги з урахуванням режимів роботи. Використання розробленої аналітичної моделі дало змогу дослідити вплив режимів роботи на параметри інвертуючого перетворювача.
2. Основний вплив розглянутих підрежимів функціонування CISM та IISM позначається на величині пульсації вихідної напруги – одного з головних технічних параметрів перетворювача. Отримано аналітичні та графічні залежності, які дають змогу обирати оптимальні діапазони комутації перетворювача та параметри його елементів, зокрема забезпечувати необхідні розрахункові величини пульсації вихідної напруги при застосуванні в системах живлення електротехнологічного та електротехнічного обладнання.
3. Отримані співвідношення обґрунтовують вибір розрахункових параметрів елементів перетворювача при роботі в усіх проаналізованих режимах роботи, зокрема в режимі DCM та поблизу його границь, використання якого сприяє зменшенню динамічних втрат енергії перетворювача завдяки перемиканню його транзисторів за нульових струмів.
4. Наявність підрежимів CISM або IISM залежить виключно від параметра τ_1^* , пов'язаного з індуктивністю індуктора та не залежить від τ_{C1}^* , пов'язаного з ємністю конденсатора перетворювача.
5. Урахування характеру живлення індуктора – CISM та IISM – дає змогу уточнити розрахунок параметрів інвертуючого перетворювача постійної напруги. Розрахунок перетворювача без такого врахування збільшує похибку фактичного визначення коефіцієнта пульсації вихідної напруги в декілька разів залежно від співвідношення $\tau_1^* = L1/R_H T$: чим більше τ_1^* , тим більше похибка розрахунку. Цей факт пов'язаний із прямою залежністю величини діапазону існування підрежимів CISM та IISM в зоні комутації від співвідношення τ_1^* за фіксованого значення τ_{C1}^* .

Фінансується за держбюджетною темою "Розвиток теорії та принципів побудови енергоефективних високочастотних напівпровідникових перетворювачів модульної структури для потужних систем живлення електротехнологічного обладнання з нестационарним навантаженням" (Джерело-4), державний реєстраційний номер роботи 0124U00039. КПКВК 6541030.

1. M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, and B. Dakyo. DC/DC converter design for super capacitor and battery power management in hybrid vehicle applications-polynomial control strategy. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2010. Vol. 57. No 2. Pp. 587–597.
2. Khaligh, C. Jian, and L. J. Young. A multiple-input dc–dc converter topology. *IEEE Trans. Power Electron.* 2009. Vol. 24. No 5. Pp. 862–868.
3. X. Zhou, Q. He. Modeling and simulation of buck-boost converter with voltage feedback control. *Proc. MATEC Web Conf.* 2015. Vol. 31. Pp. 5–9.
4. G. S. Deaecto, J. C. Geromel, F. S. Garcia, J. A. Pomilio. Switched affine systems control design with application to dc–dc converters. *IET Control Theory Appl.* 2010. Vol. 4. No 7. Pp. 1201–1210.
5. K. Rouzbehi, A. Miranian, J. M. Esgañó, E. Rakhshani, N. Shariati E. Pouresmaeil. A data-driven based voltage control strategy for DC–DC converters: Application to DC microgrid. *Electronics.* 2019. Vol. 8. No 5. P. 493.
6. C. Zhang, Z. Liao, M. Yang. Research on soft start method for buck–boost bi-directional dc–dc converter of fuel cell power system. *Proc. PACCS.* 2009. Pp. 326–329.

7. K. Prag, M. Woolway, T. Celik. Data-Driven Model Predictive Control of DC-to-DC Buck-Boost Converter. *IEEE Access*, 2021. Vol. 9. Pp. 101902–101915. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3098169>
8. Derick Mathew, Rani Chinnappa Naidu. Investigation of single-stage transformerless buck–boost microinverters. *IET Power Electron.* 2020. Vol. 13. Iss. 8. Pp. 1487–1499.
9. Hamood-Ur-Rehman, Nisar Ahmed, Hadeed Ahmed Sher, Ahmed Al-Durra, Hany M. Hasanien. Comprehensive analysis and design of a switched-inductor type low inductance-requirement DC-DC buck-boost converter for low power applications. *IET Power Electron.* 2023. Iss. 16. Pp. 1239–1254.
10. M. Veerachary, M. R. Khuntia. Design and Analysis of Two-Switch-Based Enhanced Gain Buck–Boost Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* 2022. Vol. 69. No 4, Pp. 3577–3587. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3071696>
11. A. Cavallo, G. Cenciello, A. Russo. Buck-Boost Converter Control for Constant Power Loads in Aeronautical Applications. *IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, Miami, FL, USA, 2018. Pp. 6741-6747. DOI: <https://doi.org/10.1109/CDC.2018.8619505>
12. Rana N, Kumar M, Ghosh A, Banerjee S. A novel interleaved tri-state boost converter with lower ripple and improved dynamic response. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* 2017. Iss. 65(7). Pp. 5456–65.
13. Danish Iqbal, Muhammad Siddique, Akmal Chaudhary, M Kamran Liaquat bhatti, Abdul Sattar Malik, Muhammad Abrar, Mujahid Hussain. Novel Concept of Reducing OVR at the Output of SEPIC Converter using Programmable Capacitors. *International Journal on Electrical Engineering and Informatics.* 2021. Vol. 13. No 2. Pp. 477–494.
14. Ebrahim Babaei, Azadeh Mofidi, Sara Laali. Analysis of the Transformerless Boost DC-DC Converter with High Voltage Gain in Different Operating Modes and Critical Inductance Calculations. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics.* 2015. Vol. 4. No 2. Pp. 136–146.
15. Wei Hu, Fangying Zhang, Yawu Xu, Xinbing Chen. Output Voltage Ripple Analysis and Design Considerations of Intrinsic Safety Flyback Converter Based on Energy Transmission Modes. *Journal of Power Electronics.* 2014. Vol. 14. No 5. Pp. 908–917.
16. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка.* 2017. № 3. С. 42–48.
17. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка.* 2018. № 1. С. 37–46.
18. Rudenko Yu. Analysis of DC-DC Converters by Averaging Method based on Lagrange Theorems. *IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine, September 12-17, 2021. Pp. 367–370.
19. Руденко Ю.В. Використання методу усереднення для аналізу перетворювачів постійної напруги в режимах переривчастих струмів в індуктивних елементах. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*, 2020. Вип. 57. С. 55–64.
20. Руденко Ю.В. Розрахунок перетворювачів постійної напруги в режимах переривчастої провідності з використанням методу усереднення на основі теорем Лагранжа. *Технічна електродинаміка.* 2023. № 4. С. 19–25.

CALCULATION OF THE BUCK-BOOST DC CONVERTER TAKING INTO ACCOUNT THE OPERATION MODES BY AVERAGING METHOD

Yu.V. Rudenko, D.V. Martynov

Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteiskiy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: rudenko@ied.org.ua

Electromagnetic processes in the buck-boost dc converter are investigated with respect to operating modes using the averaging method based on Lagrange theorems. In the continuous conduction mode (CCM), two internal submodes are considered: incomplete inductor supply mode (IISM) and complete inductor supply mode (CISM) depending on the ratio of the load direct current and minimum inductor current value. Analytical expressions are obtained for calculating the average and ripple values of currents and voltages in the reactive elements of converter, as well as their ripple coefficients for each of the operating modes and submodes. The limiting values of the converter parameters between CISM and IISM submodes in the commutation range are calculated and established. Taking into account the specified submodes allows for more precise calculation of the parameters of buck-boost dc converter. The results of simulation modeling of processes in converter confirmed the validity of the developed analytical relations. Ref. 20, fig. 5, table 2.

Keywords: buck-boost dc converter, energy transfer modes, output voltage ripple, state-space averaging method.

1. M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, and B. Dakyo. DC/DC converter design for super capacitor and battery power management in hybrid vehicle applications-polynomial control strategy. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2010. Vol. 57. No 2. Pp. 587–597.
2. Khaligh, C. Jian, and L. J. Young. A multiple-input dc–dc converter topology. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2009. Vol. 24. No 5. Pp. 862–868.

3. X. Zhou, Q. He. Modeling and simulation of buck-boost converter with voltage feedback control. *Proc. MATEC Web Conf.* 2015. Vol. 31. Pp. 5–9.
4. G. S. Deaecto, J. C. Geromel, F. S. Garcia, J. A. Pomilio. Switched affine systems control design with application to dc–dc converters. *IET Control Theory Appl.* 2010. Vol. 4. No 7. Pp. 1201–1210.
5. K. Rouzbehi, A. Miranian, J. M. Eesaño, E. Rakhshani, N. Shariati E. Pouresmaeil. A data-driven based voltage control strategy for DC–DC converters: Application to DC microgrid. *Electronics.* 2019. Vol. 8. No 5. P. 493.
6. C. Zhang, Z. Liao, M. Yang. Research on soft start method for buck–boost bi-directional dc–dc converter of fuel cell power system. *Proc. PACCS.* 2009. Pp. 326–329.
7. K. Prag, M. Woolway, T. Celik. Data-Driven Model Predictive Control of DC-to-DC Buck-Boost Converter. *IEEE Access* 2021, vol. 9, Pp. 101902–101915. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3098169>
8. Derick Mathew, Rani Chinnappa Naidu. Investigation of single-stage transformerless buck–boost microinverters. *IET Power Electron.* 2020, Vol. 13. Iss. 8. Pp. 1487–1499.
9. Hamood-Ur-Rehman, Nisar Ahmed, Hadeed Ahmed Sher, Ahmed Al-Durra, Hany M. Hasanien. Comprehensive analysis and design of a switched-inductor type low inductance-requirement DC-DC buck-boost converter for low power applications. *IET Power Electron.* 2023. Iss. 16. Pp. 1239–1254.
10. M. Veerachary, M. R. Khuntia. Design and Analysis of Two-Switch-Based Enhanced Gain Buck–Boost Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* 2022, Vol. 69. No 4. Pp. 3577–3587. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3071696>
11. A. Cavallo, G. Canciello, A. Russo. Buck-Boost Converter Control for Constant Power Loads in Aeronautical Applications. *IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, Miami, FL, USA, 2018. Pp. 6741–6747. DOI: <https://doi.org/10.1109/CDC.2018.8619505>
12. Rana N, Kumar M, Ghosh A, Banerjee S. A novel interleaved tri-state boost converter with lower ripple and improved dynamic response. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* 2017. Iss. 65(7). Pp. 5456–65.
13. Danish Iqbal, Muhammad Siddique, Akmal Chaudhary, M Kamran Liaqat bhatti, Abdul Sattar Malik, Muhammad Abrar, Mujahid Hussain. Novel Concept of Reducing OVR at the Output of SEPIC Converter using Programmable Capacitors. *International Journal on Electrical Engineering and Informatics.* 2021. Vol. 13. No 2. Pp. 477–494.
14. Ebrahim Babaei, Azadeh Mofidi, Sara Laali. Analysis of the Transformerless Boost DC-DC Converter with High Voltage Gain in Different Operating Modes and Critical Inductance Calculations. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics.* 2015. Vol. 4. No 2. Pp. 136–146.
15. Wei Hu, Fangying Zhang, Yawu Xu, Xinbing Chen. Output Voltage Ripple Analysis and Design Considerations of Intrinsic Safety Flyback Converter Based on Energy Transmission Modes. *Journal of Power Electronics.* 2014. Vol. 14. No 5. Pp. 908–917.
16. Rudenko Yu. Mode of averaging of pulse DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2017. No 3. Pp. 42–48.
17. Rudenko Yu. Averaging of push-pull DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2018. No 1. Pp. 37–46.
18. Rudenko Yu. Analysis of DC-DC Converters by Averaging Method based on Lagrange Theorems. *IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine, September 12-17, 2021. Pp. 367–370.
19. Rudenko Yu. Application of the average method for analysis of DC voltage converters with interrupted currents in inductive elements. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy.* 2020. No 57. Pp. 55–64.
20. Rudenko Yu. Calculation of dc converters in discontinuous conduction mode using the averaging method based on Lagrange theorem. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2023. No 4. Pp. 19–25.

Надійшла: 18.02.2025

Прийнята: 03.04.2025

Submitted: 18.02.2025

Accepted: 03.04.2025

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.069>

ВАРІАТИВНІСТЬ ВИБОРУ ВИКОНАВЧОЇ СТРУКТУРИ БАГАТОРІВНЕВОГО ВИПРЯМЛЯЧА З ОБМЕЖЕНИМ ДІАПАЗОНОМ РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

К.О. Липківський*, докт. техн. наук, А.Г. Можаровський**, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ-57, 03057, Україна
e-mail: lypkivskyk@ukr.net; AnatMozhrvsk@ukr.net

Виконавчі структури багаторівневих випрямлячів (multilevel rectifiers) на основі трансформатора, що має секціоновані обвитки ("tapping transformer"), та напівпровідникового комутатора з метою підвищення ефективності використання задіяних у ньому силових електронних приладів доцільно поділяти на окремі регульовальні блоки. Проаналізовано варіанти такого поділу та особливості отриманих у результаті декомпозиції виконавчих структур. Виконано оцінку двоблокового багаторівневого випрямляча з обмеженим діапазоном регулювання вихідної напруги за двома критеріями ефективності використання напівпровідникових приладів. Показано можливість вирівнювання їхніх максимальних напруг у двох блоках. Підтверджено багатоваріантність побудови таких трансформаторно-ключових виконавчих структур перетворювачів напруги з дискретно-разовим керуванням (discrete time control) ключовими елементами. Бібл. 14, рис. 2, табл. 3.

Ключові слова: трансформаторно-ключова виконавча структура, багаторівневий випрямляч, multilevel rectifier, дискретно-разове керування, декомпозиція, регульовальні блоки, ефективність.

У системах живлення споживачів електроенергії (ЕЕ) особливе місце посідають перетворювачі параметрів ЕЕ, зокрема напруги, виконавчі структури яких містять трансформуючі елементи з секціонованими обвитками – або з поділом на окремі секції, або з проміжними відводами (taps), до яких приєднані напівпровідникові ключові елементи. У цих трансформаторно-ключових виконавчих структурах (ТКВС [1], або tap switching [2, 3], tap changing transformers [4, 5]) реалізується функціонування у необхідній множині J робочих станів з наперед визначеними нетотожними коефіцієнтами передачі по напрузі. Зміна робочого стану супроводжується відповідною зміною коефіцієнта передачі, що дає змогу здійснювати потрібну цілеспрямовану зміну рівня вихідної напруги у заданому діапазоні її регулювання. Застосування у цих виконавчих структурах дискретно-разового керування (discrete time control [6]) з природною комутацією ключових елементів виключає генерування у мережу високочастотних (ВЧ) завад. Ще однією позитивною властивістю таких структур є неможливість виникнення при переключеннях короткозамкнених секцій. До того ж, випадкове одночасне введення у дію будь-яких сполучень ключових елементів не призведе до аварійної ситуації, наслідком цього буде лише перехід у незапланований робочий стан з вихідною напругою в межах визначеного діапазону регулювання. Згідно з [7], основним шляхом розвитку та вдосконалення таких структур задля підвищення ефективності використання напівпровідникових приладів є декомпозиція структури на окремі послідовно з'єднані блоки, яка дає змогу скористатися принципом мультиплікативності зв'язків їхніх станів та збільшити кількість станів структури без збільшення кількості ключових елементів.

У [8] було обґрунтовано доцільність виокремлення з ТКВС цього призначення структур, у яких обидві функції – випрямлення та регулювання напруги – покладено на одні й ті ж напівпровідникові прилади у складі так званого багаторівневого випрямляча – БРВ (по аналогії з multilevel converter/inverter [9, 10]), що складається з S паралельно з'єднаних пар ("стіжок"), відповідної пари ключових елементів, послідовно з'єднаних тиристорів/діодів та трансформатора, секціонована вторинна обвитка якого має крім двох крайніх ($S - 2$) проміжні відводи, кожний з яких з'єднано зі спільною точкою. Для БРВ, як і для інших ТКВС, також доцільним є зазначений поділ на окремі блоки. (Зауважимо, що оскільки такі структури не призначені для прецизійного регулювання з дрібним кроком зміни напруги, переважно достатнім є поділ на два блоки). Реалізація та позитивні наслідки декомпозиції БРВ з широким (повним – від 0 до $U_{2\max}$) діапазоном регулювання вихідної напруги детально проаналізовано



у [11]. Щодо БРВ з обмеженим діапазоном регулювання ($\Delta U_2 = U_{2\max} - U_{2\min}$), то ця операція була розглянута лише частково у [12], для одного варіанту декомпозиції – з розміщенням тільки в одному з блоків витків секції обвитки W_0 , яка розраховується на напругу нижньої межі діапазону регулювання і задіяна при формуванні всіх рівнів вихідної напруги.

Метою роботи є порівняльний аналіз декомпозиції багаторівневого випрямляча з обмеженим діапазоном регулювання вихідної напруги за різними оцінками ефективності використання напівпровідникових ключових елементів.

Вихідна обвитка трансформатора багаторівневого випрямляча, що призначений для живлення споживачів із заданим обмеженим діапазоном регулювання вихідної напруги, повинна складатися, згідно з [12], з секції W_0 , що розраховується на напругу нижньої межі діапазону регулювання, та двох груп регулювальних секцій. Перша з них, що з'єднана з одним кінцем секції W_0 , складається з m_1 регулювальних секцій, кожна з яких має найменшу кількість витків, яка розраховується на напругу кроку регулювання $U_{кр}$ (відстань між двома суміжними рівнями напруги). Друга група, що з'єднана з іншим кінцем секції W_0 , містить m_2 регулювальних секцій, кожна з яких має у (m_1+1) рази більше витків, ніж секції першої групи. Таке секціонування обвитки забезпечує неперервність лінійного регулювання напруги в усьому діапазоні. У результаті декомпозиції/поділу вихідного єдиного БРВ отримуємо структуру з двох регулювальних блоків РБА та РББ, кожен з яких подібний за конфігурацією до вихідного багаторівневого випрямляча (див. рис. 1) (первинна несекціонована обвитка трансформатора не показана). Вона дає змогу проаналізувати обидва можливі варіанти декомпозиції БРВ – з розміщенням секції W_0 тільки у одному регулювальному блоці ($\alpha=1, \beta=1-\alpha=0$) та з поділом цієї секції на дві розміщені у різних блоках секції (αW_0 та βW_0).

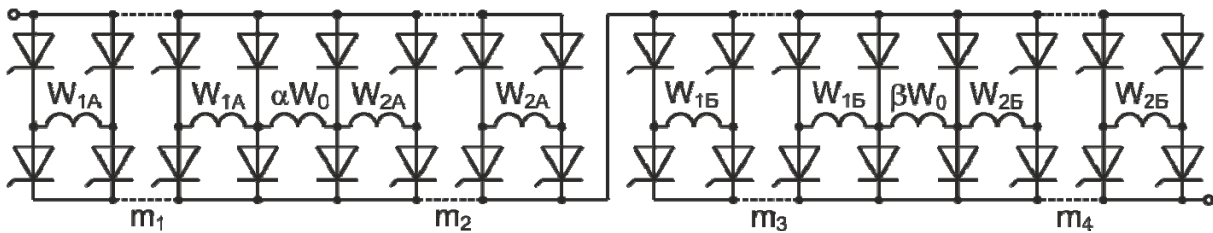


Рис. 1. Багаторівневий випрямляч з двома регулювальними блоками

Для РБА з m_1 секціями першої групи та m_2 секціями другої групи блоку сумарна напруга на всіх регулювальних секціях складе

$$U_{рсА} = m_1 U_{1А} + (m_1 + 1) m_2 U_{1А} = (m_1 + m_2 + m_1 m_2) U_{1А}, \quad (1)$$

де $U_{1А} = U_{кр}$ – напруга на регулювальній секції з найменшою для усього БРВ кількістю витків. Відповідно для РББ з m_3 секціями першої групи та m_4 секціями другої групи блоку сумарна напруга на всіх регулювальних секціях становитиме

$$U_{рсБ} = m_3 U_{1Б} + (m_3 + 1) m_4 U_{1Б} = (m_3 + m_4 + m_3 m_4) U_{1Б}, \quad (2)$$

де $U_{1Б}$ – напруга на регулювальній секції з найменшою для цього блоку кількістю витків, яка згідно з [12] визначається таким чином:

$$U_{1Б} = U_{рсА} + U_{1А} = (m_1 + 1) U_{1А} + (m_1 + 1) m_2 U_{1А} = (m_1 + 1) (m_2 + 1) U_{1А}. \quad (3)$$

Для сумарної напруги всіх регулювальних секцій обох блоків $U_{рс}$, яка дорівнює діапазону регулювання ΔU_2 , отримуємо:

$$U_{рс} = U_{рсА} + U_{рсБ} = \Delta U_2 = U_{кр} \{ (m_1 + m_2 + m_1 m_2) + (m_1 + 1) (m_2 + 1) (m_3 + m_4 + m_3 m_4) \}. \quad (4)$$

За умови однакових кількостей регулювальних секцій у всіх чотирьох групах ($m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = m_0$) ця залежність значно спрощується:

$$U_{рс} = U_{кр} m_0 (4 + 6m_0 + 4m_0^2 + m_0^3), \quad (5)$$

звідки випливає, що при $m_0=1$ (по одній регулювальній секції) $U_{рс}=15$; при $m_0=2$ – $U_{рс}=80$; при $m_0=3$ – $U_{рс}=255$. Проміжні значення $U_{рс}$ отримуємо при додаванні різної кількості регулювальних секцій до окремих груп. Зауважимо, що додавання однієї секції до будь-якої групи (4 варіанти) дає однаковий оптимальний результат; додавання двох секцій дає оптимальний результат тільки якщо додається по одній секції до різних груп (6 варіантів).

У формулі (4) співмножник у фігурних дужках – це кількість кроків регулювання $K_{кр}$, яких на один менше кількості рівнів вихідної напруги/кількості станів структури J , тобто

$$J = 1 + U_{ср}/U_{кр}. \quad (6)$$

Виходячи з того, що за прийнятих оптимальних законах секціонування обох частин обвитки у РБА та РББ, кількість витків (напруга) кожної регулювальної секції пропорційна кількості витків (напрузі) секції W_{1A} ($U_{1A}=U_{кр}$), доцільно оперувати їхніми відносними значеннями, які наводяться у звичайних дужках, а межі блоків позначаються квадратними дужками. Так, наприклад, варіант БРВ з двома секціями у кожній з чотирьох груп регулювальних секцій можна представити таким чином: [(1) (1) (αW_0) (3) (3)] [((9) (9) (βW_0) (27) (27))]. З урахуванням цього у табл. 1 наведено обчислені для обох варіантів декомпозиції (вар. 1 – $\alpha=1$, $\beta=0$ та вар. 2 – $\alpha<1$, $\beta>0$) значення J при зміні кількості напівпровідникових приладів N (тиристорів T , діодів D) у прийнятному діапазоні $N = 12 \dots 28$. Користуючись цією таблицею, можна для будь-якої заданої кількості рівнів вихідної напруги $J_{зад}$ вибрати варіант виконавчої структури БРВ з найближчим значенням $J \geq J_{зад}$.

Таблиця 1

T	D	N	Б1	Б2	J	K_r	K_N
8	4	12	[(W_0) (1)]	[(2) (4)]	8	1	0,67
	8	16	[(1) (αW_0) (2)]	[(4) (βW_0) (8)]	16	2	1
10	4	14	[(1) (W_0) (2)]	[(4) (8)]	16	1,6	1,14
	8	18	[(1) (αW_0) (2)]	[(4) (βW_0) (8) (8)]	24	2,4	1,33
12	4	16	[(1) (W_0) (2)]	[(4) (12) (8)]	28	2,33	1,75
	8	20	[(1) (αW_0) (2) (2)]	[(6) (βW_0) (12) (12)]	36	3	1,8
14	4	18	[(1) (1) (W_0) (3)]	[(6) (18)(12)]	42	3	2,33
	8	22	[(1) (1) (αW_0) (3)]	[(6) (6) βW_0) (18) (18)]	54	3,86	2,45
16	4	20	[(1) (1) (W_0) (3) (3)]	[(9) (27) (18)]	63	3,94	3,15
	8	24	[(1) (1) (αW_0) (3) (3)]	[(9) (9) (βW_0) (27) (27)]	81	5,06	3,38
18	4	22	[(1) (1) (W_0) (3) (3)]	[(9) (27) (27) (18)]	90	5	4,09
	8	26	[(1) (1) (1) (αW_0) (4) (4)]	[(12) (12) (βW_0) (36) (36)]	108	6	4,15
20	4	24	[(1) (1) (W_0) (3) (3)]	[(9) (9) (36) (36) (27)]	126	6,3	5,25
	8	28	[(1) (1) (1) (αW_0) (4) (4)]	[(12) (12) (βW_0) (36) (36) (36)]	143	7,15	5,11

У попередніх роботах, зокрема у [11, 12], автори для оцінки схемотехнічного рішення БРВ (та взагалі ТКВС) за критерій приймали коефіцієнт ефективності використання всіх силових напівпровідникових приладів (тиристорів та діодів), що задіяні у пристрої, який визначається наступним чином – $K_{eN} = J/N$. Проте можливим є й інший варіант оцінки, а саме ефективності використання тільки тиристорів з введенням відповідного коефіцієнта $K_{eT} = J/T$. Застосування цього показника можна виправдати (обґрунтувати), виходячи з порівняння важливих характеристик тиристорів та діодів. По-перше, надійність діодів значно вища, ніж тиристорів. (Так, згідно з [13], інтенсивність відмов тиристорів у кілька разів більша, ніж діодів). Це є наслідком більш простої конструкції діодів, в той час як структура тиристорів більш складна з більшою кількістю компонентів. До того ж надійність роботи тиристорів залежить від надійності системи керування, яка у складі електротехнічного устаткування знає впливу різних факторів, зокрема ВЧ завад. По-друге, діоди значно стійкіші до перевантажень [14]. По-третє, у діодів більш стійкі теплові характеристики; у тиристорів більші втрати, тобто й більше виділення тепла, вони потребують більшого теплового контролю. По-четверте, тиристири є дещо більш вартісними напівпровідниковими приладами.

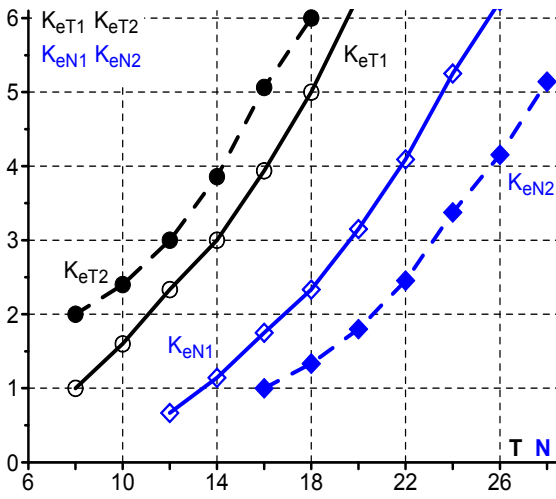


Рис. 2. Коефіцієнт ефективності використання всіх компонентів (N) і тиристорів (T)

Залежності зазначених коефіцієнтів ефективності використання у БРВ всіх силових електронних компонентів, або тільки тиристорів, обчислені за даними табл. 1 для обох варіантів декомпозиції структури, наведено на рис. 2, відповідно – K_{eN1} , K_{eN2} та K_{eT1} , K_{eT2} (суцільна лінія – перший варіант, пунктирна лінія – другий варіант). Хоча $K_{eN1} > K_{eN2}$, а $K_{eT2} > K_{eT1}$, ця обставина не є визначальною для вибору доцільної структури БРВ, але її треба враховувати (разом з наведеними міркуваннями) при розробці та підборі комплектуючих елементів у кожному конкретному випадку згідно з специфікою вимог до пристрою.

Слід зупинитися ще на одній обставині, яка відрізняє виконавчі структури БРВ, отримані за різними варіантами декомпозиції. А саме – різниці співвідношень максимальних напруг, що прикладаються під час роботи до напівпровідникових приладів у двох регульовальних блоках $U_{\Sigma A}$ та $U_{\Sigma B}$, які визначаються наступним чином:

$$U_{\Sigma A} = (U_{\max} - \Delta U_2)\alpha + \Delta U_2 U_{pcA} / (U_{pcA} + U_{pcB}) = U_{\max} \{ (1 - \delta)\alpha + \delta U_{pcA} / (U_{pcA} + U_{pcB}) \}, \quad (7)$$

$$U_{\Sigma B} = (U_{\max} - \Delta U_2)(1 - \alpha) + \Delta U_2 U_{pcB} / (U_{pcA} + U_{pcB}) = U_{\max} \{ (1 - \delta)(1 - \alpha) + \delta U_{pcB} / (U_{pcA} + U_{pcB}) \}, \quad (8)$$

де δ – відносне значення напруги діапазону регулювання ($\delta = \Delta U_2 / U_{2\max}$). Співвідношення $U_{\Sigma A}$ та $U_{\Sigma B}$ при заданому δ та обраних законах секціонування обвитки визначається розподілом секції W_0 між блоками, тобто параметром α

$$\mu = \frac{(1 - \delta)\alpha + \delta U_{pcA} / (U_{pcA} + U_{pcB})}{(1 - \delta)(1 - \alpha) + \delta U_{pcB} / (U_{pcA} + U_{pcB})}. \quad (9)$$

Для першого варіанту декомпозиції ($\alpha = 1$) ця залежність суттєво спрощується

$$\mu = \frac{(1 - \delta)(U_{pcA} + U_{pcB}) + \delta U_{pcA}}{\delta U_{pcB}} = \frac{U_{pcA} + U_{pcB}}{\delta U_{pcB}} - 1. \quad (10)$$

З викладеного видно, що два регульовальні блоки такого БРВ ($\alpha = 1$) при однаковому струмовому завантаженні відрізняються значеннями максимальних напруг на напівпровідникових приладах. Ця нерівність визначається заданим параметром ΔU_2 . У табл. 2 наведено залежності $\mu = f(\delta)$ для трьох варіантів структури, що призначені для отримання $J = 16$, $J = 36$ та $J = 81$ рівня напруги. Аналіз свідчить, що напруги $U_{\Sigma A}$ та $U_{\Sigma B}$ однакові лише для конкретного кожного варіанту відносного значення діапазону регулювання: $\delta = 0,625$ ($J = 16$), $\delta = 0,583$ ($J = 36$), $\delta = 0,555$ ($J = 81$). Причому найбільший "перекіс" напруг спостерігається при малих ($\delta \leq 0,4$) або при надшироких ($\delta \geq 0,7$) діапазонах регулювання вихідної напруги.

Таблиця 2

J \ δ	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,555	0,583	0,6	0,625	0,7	0,8	0,9
16	11,5	5,25	3,17	2,13	1,5	1,31	1,2	1,03	1,0	0,78	0,56	0,39
36	10,7	4,83	2,89	1,92	1,33	1,1	1,0	0,94	0,87	0,67	0,46	0,29
81	10,1	4,55	2,74	1,78	1,22	1,0	0,91	0,85	0,78	0,59	0,39	0,23

У обраній за другим варіантом декомпозиції структури БРВ ($\alpha < 1$, $\beta > 0$) цю ситуацію можна змінити відповідним розподілом витків обвитки W_0 між блоками, визначаючи для конкретних значень δ , на які проектується БРВ, значення параметру α , який можна вирахувати, якщо прийняти у формулі (9) $\mu = 1$:

$$\alpha_0 = \frac{0,5(U_{pcA} + U_{pcB}) - \delta U_{pcA}}{(1 - \delta)(U_{pcA} + U_{pcB})}. \quad (11)$$

У табл. 3 наведено розраховані за (11) значення α_0 для варіантів структур БРВ, що й у табл. 2. Згідно з даними табл. 3, досягти задекларованої рівності максимальних напруг на напівпровідникових приладах регулювальних блоків ($U_{\Sigma A} = U_{\Sigma B} = U_{2\max}$) можна лише у зоні, обмеженій $\delta_{\max} = 0,555 \dots 0,625$ (залежно від кількості станів J), до того, як значення α сягає одиниці, тобто відбудеться перехід до структури, отриманої за першим варіантом декомпозиції. Другий варіант найбільш доцільний при $\delta_{\max} \leq 0,5$, коли μ наближається до одиниці. Якщо БРВ орієнтується на роботу з декількома діапазонами регулювання напруги без зміни структури, а саме $\delta = 0,1 \dots 0,4$, можна обрати $\alpha = 0,6$, тоді на межах цієї зони досягається прийнятне співвідношення максимальних напруг блоків $\mu = 1 \pm 0,27$. Цю особливість декомпозиції доведеться враховувати при побудові БРВ з підвищеною вихідною напругою.

Таблиця 3

J \ δ	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,555	0,583	0,6	0,625
16	0,53	0,57	0,63	0,7	0,8	0,85	0,9	0,95	1,0
36	0,54	0,59	0,65	0,74	0,86	0,92	1,0	–	–
81	0,55	0,6	0,67	0,77	0,9	1,0	–	–	–

Таким чином, у роботі визначено та проаналізовано ще один аспект доцільного вибору виконавчої структури

багаторівневого випрямляча з обмеженим діапазоном регулювання вихідної напруги. Він ґрунтується на можливості реалізації різних варіантів декомпозиції виконавчої структури БРВ при виборі доцільного з позицій споживача критерію ефективності використання задіяних у ній напівпровідникових приладів з дискретно-разовим керуванням. Отримані результати порівняльного аналізу та зроблені рекомендації слід враховувати згідно з вимогами конкретного споживача. Робота ще раз підтверджує багатоваріантність побудови трансформаторно-ключових виконавчих структур як перетворювачів напруги, так і перетворювачів параметрів електроенергії взагалі.

Статтю підготовлено в рамках виконання НДР "Бар'єр-3", розділ "Електромагнітні системи з імпульсними дискретно-разовим принципом керування" (реєстраційний номер 0117U007714), КПКВК 6541030.

1. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. К.: Наукова думка, 1983. 216 с.
2. Adasur, Mr Pramod Prakash, and D. G. Chougule. A review of power transformer tap switching using semiconductor devices. *Journal NX*, 2016. 2(6), 16–18. Retrieved from <https://repo.journalnx.com/index.php/nx/article/view/1025>
3. Electronic Tap Switching Voltage Regulator. Available at: <http://www.ustpower.com/comparing-automatic-voltage-regulation-technologies/avr-guide-electronic-tap-switching-voltage-regulator/> (accessed 31.10.2024).
4. Ram G., Prasanth V., Bauer P., Bärthlein, E. M. Comparative analysis of on-load tap changing (OLTC) transformer topologies. *16th International Conf. Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*, IEEE, 21-24 Sep. 2014, Antalya, Turkey. Pp. 918–923. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2014.6980624>
5. Huang, M., Dong, L., Zhang, J., Wang, J., & Hao, Z.. Research on the Differential Protection Algorithm of Multi-Tap Special Transformer. *Journal of Power and Energy Engineering*. V.2. № 9, Pp.98–105. DOI: <https://doi.org/10.4236/jpee.2014.29014>
6. Bimal, K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. V.19. № 4. Pp. 11–20.
7. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Особливості секціонування обвитки трансформуючого елемента трансформаторно-ключової виконавчої структури у вольтододавчому каналі системи живлення постійного струму. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 6. С. 25–31. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.025>
8. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Вдосконалення багаторівневого випрямляча у складі вольтододавчого каналу системи живлення постійного струму шляхом декомпозиції його елементів. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 2. С. 35–41. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.035>
9. Peng, Fang Z.; Qian, Wei. Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications. *The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-*. IEEE, 2010. Pp. 492–501. DOI: <https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5544625>
10. Lee Hyun-woo etc. A Multi-Level Converter. KR Patent KR100750341B1. 2007.08.17.
11. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Узагальнення основних положень декомпозиції трансформаторно-ключових виконавчих структур регуляторів напруги з дискретно-разовим керуванням напівпровідниковими елементами. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 3. С. 36–40. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.03.036>

12. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Особливості декомпозиції багаторівневих випрямлячів за умови заданого обмеження діапазону регулювання вихідної напруги. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 21–26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.021>
13. Бардин В.М. Надежность силовых полупроводниковых прибором. М.: Энергия, 1978. 96 с.
14. <https://imrad@imrad.com.ua>

FEATURES OF DECOMPOSITION OF MULTI-LEVEL RECTIFIERS UNDER CONDITIONS OF THE SPECIFIC LIMIT OF THE RANGE OF OUTPUT VOLTAGE REGULATION

K.O. Lypkivskiy, A.G. Mozharovskiy

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

Beresteiskiy ave., 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

e-mail: lypkivskyk@ukr.net ; AnatMozhrvsk@ukr.net

Harmonization of the requirements of certain groups of electrical and electrotechnological consumers of electricity with the current supply conditions requires in many cases the use of converters. Prominent among the systems designed to purposefully change the supply voltage of such consumers (regulation, stabilization) are converters with transformer-and-switches executive structure or tap changing (smart) transformers, which use discrete-time control, in particular so-called multi-level AC rectifiers (MLR). In the synthesis of MLR the main problem is to determine the optimal law of sectioning of the secondary envelope of its transformer. The paper analyzes the features of MLR decomposition into two functionally identical blocks under the given limitation of the output voltage control range and its difference from the decomposition of wide-range MLRs. The a priori variety of circuit technical solutions of such MLRs is determined. New MLRs with high efficiency of semiconductor switch elements use are offered. Ref. 14, fig. 2, tables 3.

Key words: transformer-and-switches executive structure, multilevel rectifier, discrete time control, decomposition, adjustment blocks, efficiency.

1. Lypkivskiy K.O. Transformer-and-Switches Executive Structures of Alternating Current Voltage Converters. Kiev: Naukova Dumka, 1983. 216 p. (Rus)
2. Adasur, Mr Pramod Prakash, and D. G. Chougule. A review of power transformer tap switching using semiconductor devices. *JournalNX*, 2016. 2(6), Pp. 16–18. Retrieved from <https://repo.journalnx.com/index.php/nx/article/view/1025>
3. Electronic Tap Switching Voltage Regulator. Available at: <http://www.ustpower.com/comparing-automatic-voltage-regulation-technologies/avr-guide-electronic-tap-switching-voltage-regulator> (accessed 31.10.2024).
4. Ram G., Prasanth V., Bauer P., Bärthlein, E. M. Comparative analysis of on-load tap changing (OLTC) transformer topologies. *16th International Conf. Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*, IEEE, 21-24 Sep. 2014, Antalya, Turkey. Pp. 918–923. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2014.6980624>
5. Huang, M., Dong, L., Zhang, J., Wang, J., & Hao, Z.. Research on the Differential Protection Algorithm of Multi-Tap Special Transformer. *Journal of Power and Energy Engineering*. V.2. № 9. Pp. 98–105. DOI: <https://doi.org/10.4236/jpee.2014.29014>
6. Bimal, K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. V. 19. № 4. Pp. 11–20.
7. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Features of sectioning the turns of the transforming element of the transformer-key actuating structure in the boost channel of the DC power system. *Tehnichna Electrodynamika*. 2020. № 6. Pp. 25–31. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.025>
8. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G., Improvement of a multilevel rectifier as part of a booster channel of a DC power supply system by decomposition of its elements. *Tehnichna Electrodynamika*. 2021. № 2. Pp. 35–41. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.035>
9. Peng, Fang Z.; Qian, Wei. Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications. *The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA- IEEE*, 2010. Pp. 492–501. DOI: <https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5544625>
10. Lee Hyun-woo etc. A Multi-Level Converter. KR Patent KR100750341B1. 2007.08.17.
11. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G., Generalization of the main provisions of the decomposition of transformer-and-switches executive structures of voltage regulators with discrete time control of semiconductor elements. *Tehnichna Electrodynamika*. 2024. № 3. Pp. 36–40. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.03.036>
12. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G., Features of decomposition of multilevel rectifiers under condition of the specific limit of the range of output voltage regulation. *Tehnichna Electrodynamika*. 2022. № 2. Pp. 21–26. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.021>
13. Bardin V.M. Reliability of power semiconductor devices. М.: Energiya, 1978. 96 p. (Rus)
14. <https://imrad@imrad.com.ua>

Надійшла: 01.04.2025

Прийнята: 09.04.2025

Submitted: 01.04.2025

Accepted: 09.04.2025

УДК 621.314.1

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.075>**СПОСТЕРІГАЧ ПАРАМЕТРІВ ПІДВИЩУВАЛЬНИХ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ****Є.О. Ніконенко***, докт. філософ., **М.В. Філоненко**

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,
e-mail: evgeniy.nykonenko@gmail.com

Представлено новий алгоритм для процедури самоналаштування реверсивних підвищувальних DC-DC перетворювачів, який не вимагає попередньої інформації про жоден із параметрів їхньої моделі. Розроблений алгоритм базується на використанні замкненого адаптивного спостерігача вхідного струму і напруги ланки постійного струму підвищувального DC-DC перетворювача в усереднених координатах. Спостерігач забезпечує ідентифікацію всіх параметрів, а саме: опору, індуктивності й напруги вхідного кола, а також ємності конденсатора ланки постійного струму. Властивості локальної стійкості процесу оцінювання доведено для фізичних умов роботи DC-DC перетворювача із використанням другого методу Ляпунова. Завдяки простій структурі спостерігача він може застосовуватися у складі адаптивних систем керування напругою підвищувальних DC-DC перетворювачів. Для такої адаптивної системи синтезовано додатковий закон оцінювання координатного збурення, струму навантаження. Результати моделювання показують швидку збіжність похибок оцінювання параметрів і струму навантаження. Бібл. 17, рис. 5.

Ключові слова: DC-DC перетворювач, ідентифікація параметрів, оцінювання збурення, спостерігач, стійкість, динаміка похибок оцінювання.

Вступ. Підвищувальні реверсивні DC-DC перетворювачі (англ. “two-quadrant / bidirectional DC-DC buck-boost converters”) широко застосовуються для керування напругою ланки постійного струму електричних транспортних засобів, систем накопичення енергії, джерел живлення тощо [1], [2]. Системи керування силовими DC-DC перетворювачами мають забезпечувати задані динамічні характеристики та стійкість відносно струмів навантаження, які визначаються балансом потужностей. Проблема керування ускладнюється тим, що математична модель DC-DC перетворювачів є суттєво нелінійною й немінимально-фазовою через наявність «правих» коренів у характеристичному поліномі лінеаризованої моделі.

Для застосування високоефективних алгоритмів керування необхідна точна інформація про параметри DC-DC перетворювача. Початково параметри не є точно визначеними, а також вони можуть змінюватися у процесі роботи через вплив зовнішніх збурень, таких як нагрів і старіння елементів. Варіація параметрів призводить до зниження ефективності перетворення енергії і показників якості регулювання напруги. Наприклад, внутрішній опір і індуктивність вхідного кола змінюються через температуру і старіння, індуктивність – через насичення, а опір залежить від змінних режимів роботи ШІМ і компенсації «мертвого часу». Щоб подолати ці проблеми і підвищити точність регулювання напруги ланки постійного струму, необхідно визначити параметри перетворювача з достатньою точністю. Водночас проблема визначення параметрів підвищувальних реверсивних DC-DC перетворювачів досі повністю не вирішена навіть для етапу самоналаштування [3], [4].

Наявні онлайн-методи дають змогу в режимі реального часу переналаштовувати параметри регуляторів на основі ідентифікації параметрів [5]–[10]. Алгоритм ідентифікації параметрів [5] базується на другому методі Ляпунова, оцінює чотири параметри реверсивного DC-DC перетворювача: індуктивність, вхідну напругу, вихідну ємність і струм навантаження. Проте, збіжність оцінених параметрів не доведена для всіх режимів роботи. Адаптивний регулятор [6] визначає ті самі параметри, за винятком вхідної напруги, але потребує точного налаштування більшого числа коефіцієнтів. Робастний адаптивний регулятор [7] і адаптивний регулятор із компенсацією [8] оцінюють тільки вхідну напругу та опір навантаження. Алгоритм [9] заснований на методі рекурсивних найменших квадратів, однак це рішення не гарантує асимптотичної оцінки для неідеальних силових елементів. Алгоритм [10] дає змогу оцінити тільки вхідну напругу завдяки додатковим нелінійним зв'язкам, що значно підвищує



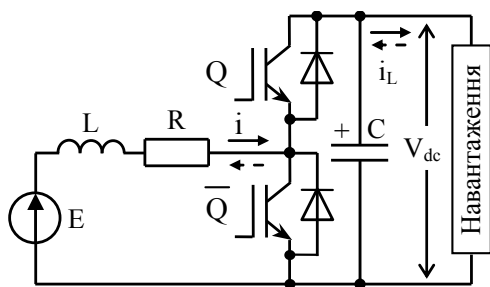


Рис. 1. Принципова схема підвищувального DC-DC перетворювача

лінеаризація динаміки вихідної системи [5], [8]–[11]; або припущення, що змінні стану є набагато швидшими, ніж похибки оцінювання параметрів [12]. Нехтування опором вхідної індуктивності призводить до погіршення динаміки оцінювання. Декілька алгоритмів ураховують опір індуктивності в моделі перетворювача, але не оцінюють його [8], [9], [12].

Більшість алгоритмів керування можна використати лише для однонаправлених перетворювачів, які працюють на резистивний опір навантаження, що не може розглядатися в таких застосуваннях як джерела живлення тягових електромеханічних систем [5]–[11]. Деякі алгоритми призначені для використання зі спеціальним обладнанням навантаження [12]. Низка регуляторів можуть бути застосовані тільки в режимі безперервної провідності [5], [6], [8], [10], [12], який передбачає, що струм навантаження є позитивним і не спадає до нуля.

Як впливає з огляду, проблема визначення параметрів підвищувальних реверсивних DC-DC перетворювачів повністю не вирішена з погляду врахування динаміки системи повного порядку й достатньо простої фізично обґрунтованої структури, яка гарантує прості та прозорі умови персистентності збудження для достатньо швидкого оцінювання.

Метою роботи є синтез алгоритму ідентифікації всіх параметрів для процедури самоналаштування підвищувальних DC-DC перетворювачів, який базується на нелінійній моделі повного порядку; не потребує попередньої інформації про оцінювані параметри; не потребує спеціального навантажувального обладнання; є локально стійким для фізично обґрунтованих умов роботи; має простішу структуру за описані в літературі; може використовуватися у складі адаптивного алгоритму регулювання вихідної напруги з оцінюванням струму навантаження. Деякі попередні результати моделювання наведено в [13].

Математична модель і постановка задачі оцінювання. Стандартна математична модель підвищувального DC-DC перетворювача в усереднених координатах, принципова схема якого наведена на рис. 1, має вигляд [5]

$$\begin{aligned} \dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C}((1 - u_{sw})i - i_L), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L}(-Ri - (1 - u_{sw})V_{dc} + E), \end{aligned} \quad (1)$$

де V_{dc} , i – напруга ланки постійного струму та струм вхідного кола; E – вхідна напруга; R , L – внутрішній опір і індуктивність вхідного кола; C – ємність ланки постійного струму; i_L – струм навантаження; функція перемикачів визначається як $u_{sw} = \{0, 1\}$.

У моделі DC-DC перетворювача (1) регульованою координатою є вихідна напруга V_{dc} , керувальною дією є функція u_{sw} , струм i_L – збурення. Немінімально-фазові властивості викликані наявністю u_{sw} в обох рівняннях (1) [3]. Керувальна дія u_{sw} має розривний характер і формується як ШІМ-сигнал. За умов коректно розрахованої частоти комутації переходять до усередненої моделі, в якій керувальна дія $u_{sw} = [0, 1]$ безперервна обмежена [14].

Розглянемо модель DC-DC перетворювача (1) і припустимо, що:

1. Вхідний струм i , напруга ланки постійного струму V_{dc} , вхідна напруга E доступні

для вимірювання.

2. Параметри R, L, C та струм навантаження i_L постійні і невідомі.

3. Сигнали $i(t), V_{dc}(t), i_L(t)$ вважаються обмеженими разом зі своїми похідними за часом $\dot{i}(t), \dot{V}_{dc}(t), \dot{i}_L(t) \forall t \geq 0$ у фізичних умовах роботи.

За умови виконання припущень 1–3, задача оцінювання полягає в розробці адаптивного спостерігача, який гарантує асимптотичну збіжність помилок оцінювання, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{R}, \tilde{L}, \tilde{E}, \tilde{C}, \tilde{i}_L) = \mathbf{0}, \quad (2)$$

де $\tilde{R} = R - \hat{R}$, $\tilde{L} = L - \hat{L}$, $\tilde{E} = E - \hat{E}$, $\tilde{C} = C - \hat{C}$, $\tilde{i}_L = i_L - \hat{i}_L$ – похибки; $\hat{R}, \hat{L}, \hat{E}, \hat{C}, \hat{i}_L$ – оцінені значення.

Синтез спостерігача. Розглянемо модель перетворювача (1) у нових координатах:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= 2(ui - V_{dc}i_L) / C, \\ \dot{i} &= (-Ri + E - u) / L, \end{aligned} \quad (3)$$

де $z = V_{dc}^2$; $u = (1 - u_{sw})V_{dc}$ – нова керувальна дія.

Визначимо нові параметри моделі $\varphi_1 = R/L$, $\varphi_2 = 1/L$, $\varphi_3 = E$, $\varphi_4 = 2/C$, $\varphi_5 = (2/C)i_L$.

Із (3) адаптивний спостерігач може бути записаний як

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= \hat{\varphi}_4 ui - \hat{\varphi}_5 V_{dc} + k_1 \tilde{z}, \\ \dot{\hat{i}} &= -\hat{\varphi}_1 i + \hat{\varphi}_2 (\hat{\varphi}_3 - u) + k_2 \tilde{i}, \end{aligned} \quad (4)$$

де $\hat{\varphi}_j$, $\tilde{\varphi}_j = \varphi_j - \hat{\varphi}_j$, $j = 1, 2, \dots, 5$ – оцінені значення та похибки оцінювання параметрів; $\tilde{z} = z - \hat{z}$, $\tilde{i} = i - \hat{i}$ – похибки оцінювання координат; \hat{z}, \hat{i} – оцінені значення; $(k_1, k_2) > 0$ – коефіцієнти налаштування зворотних зв'язків спостерігача.

Із (3) і (4) динаміка похибок оцінювання визначається як

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} &= -k_1 \tilde{z} + ui \tilde{\varphi}_4 - V_{dc} \tilde{\varphi}_5, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_2 \tilde{i} - i \tilde{\varphi}_1 + (\hat{\varphi}_3 - u) \tilde{\varphi}_2 + \hat{\varphi}_2 \tilde{\varphi}_3 + \tilde{\varphi}_2 \tilde{\varphi}_3, \end{aligned} \quad (5)$$

або в компактному вигляді:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W} \tilde{\boldsymbol{\varphi}} + \mathbf{y}, \quad (6)$$

де $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix}$, $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & ui & -V_{dc} \\ -i & \hat{\varphi}_3 - u & \hat{\varphi}_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ – відома матриця регресії, $\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{z}, \tilde{i})^T$,

$\tilde{\boldsymbol{\varphi}} = (\tilde{\varphi}_1, \tilde{\varphi}_2, \tilde{\varphi}_3, \tilde{\varphi}_4, \tilde{\varphi}_5)^T$ – вектор похибок оцінювання; $\mathbf{y} = (0, \tilde{\varphi}_2 \tilde{\varphi}_3)^T$.

Розглянемо наступну форму функції Ляпунова:

$$V = 0.5(\tilde{i}^2 + \tilde{z}^2 + \lambda_1^{-1} \tilde{\varphi}_1^2 + \lambda_2^{-1} \tilde{\varphi}_2^2 + \lambda_3^{-1} \tilde{\varphi}_3^2 + \lambda_4^{-1} \tilde{\varphi}_4^2 + \lambda_5^{-1} \tilde{\varphi}_5^2) > 0, \quad (7)$$

де $\boldsymbol{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1^{-1}, \lambda_2^{-1}, \lambda_3^{-1}, \lambda_4^{-1}, \lambda_5^{-1})$, $\lambda_j > 0$ – коефіцієнти налаштування; $\mathbf{P} = \text{diag}(1, 1)$.

Похідна від (7) вздовж траєкторій (5) дорівнює

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{i} \dot{\tilde{i}} + \tilde{z} \dot{\tilde{z}} + \lambda_1^{-1} \tilde{\varphi}_1 \dot{\tilde{\varphi}}_1 + \lambda_2^{-1} \tilde{\varphi}_2 \dot{\tilde{\varphi}}_2 + \lambda_3^{-1} \tilde{\varphi}_3 \dot{\tilde{\varphi}}_3 + \lambda_4^{-1} \tilde{\varphi}_4 \dot{\tilde{\varphi}}_4 + \lambda_5^{-1} \tilde{\varphi}_5 \dot{\tilde{\varphi}}_5 = -k_1 \tilde{z}^2 - k_2 \tilde{i}^2 + (-i \tilde{i} + \lambda_1^{-1} \tilde{\varphi}_1) \tilde{\varphi}_1 + \\ &+ ((\hat{\varphi}_3 - u) \tilde{i} + \lambda_2^{-1} \tilde{\varphi}_2) \tilde{\varphi}_2 + (\hat{\varphi}_2 \tilde{i} + \lambda_3^{-1} \tilde{\varphi}_3) \tilde{\varphi}_3 + (ui \tilde{z} + \lambda_4^{-1} \tilde{\varphi}_4) \tilde{\varphi}_4 + (-V_{dc} \tilde{z} + \lambda_5^{-1} \tilde{\varphi}_5) \tilde{\varphi}_5 + \tilde{\varphi}_2 \tilde{\varphi}_3 \tilde{i}. \end{aligned} \quad (8)$$

Стійкість системи доведемо з нехтуванням останньою складовою високого порядку.

Оскільки φ_j – постійні параметри, то $\dot{\tilde{\boldsymbol{\varphi}}} = -\dot{\hat{\boldsymbol{\varphi}}}$ і адаптивний алгоритм дорівнює

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\varphi}}} = -\dot{\hat{\boldsymbol{\varphi}}} = -\boldsymbol{\Lambda} \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{x}}, \quad (9)$$

то похідна функції Ляпунова (8) набуває вигляду

$$\dot{V} = -k_1 \tilde{z}^2 - k_2 \tilde{i}^2 \leq 0. \quad (10)$$

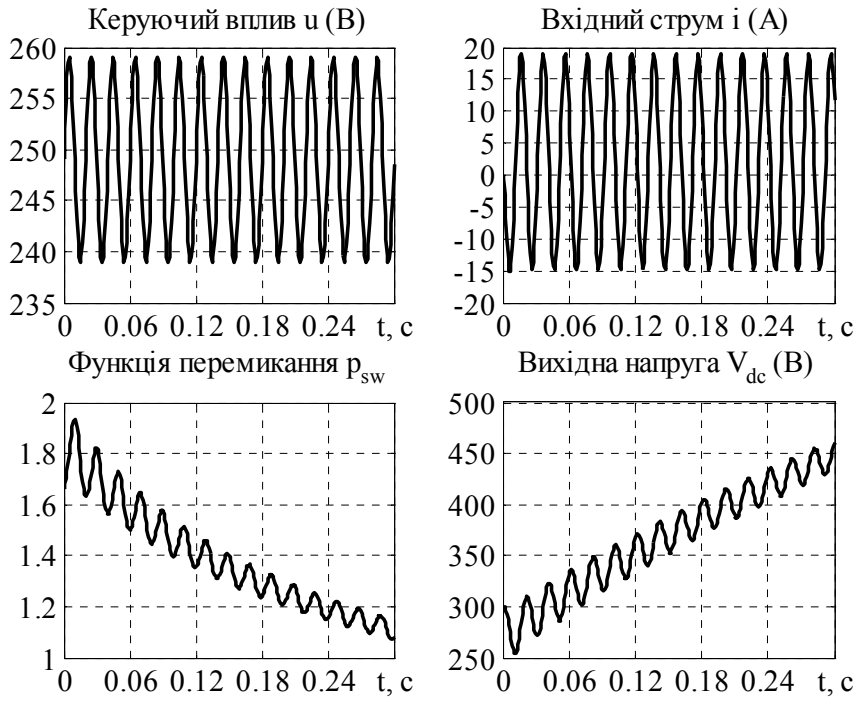


Рис. 2. Процеси, що характеризують режим роботи перетворювача

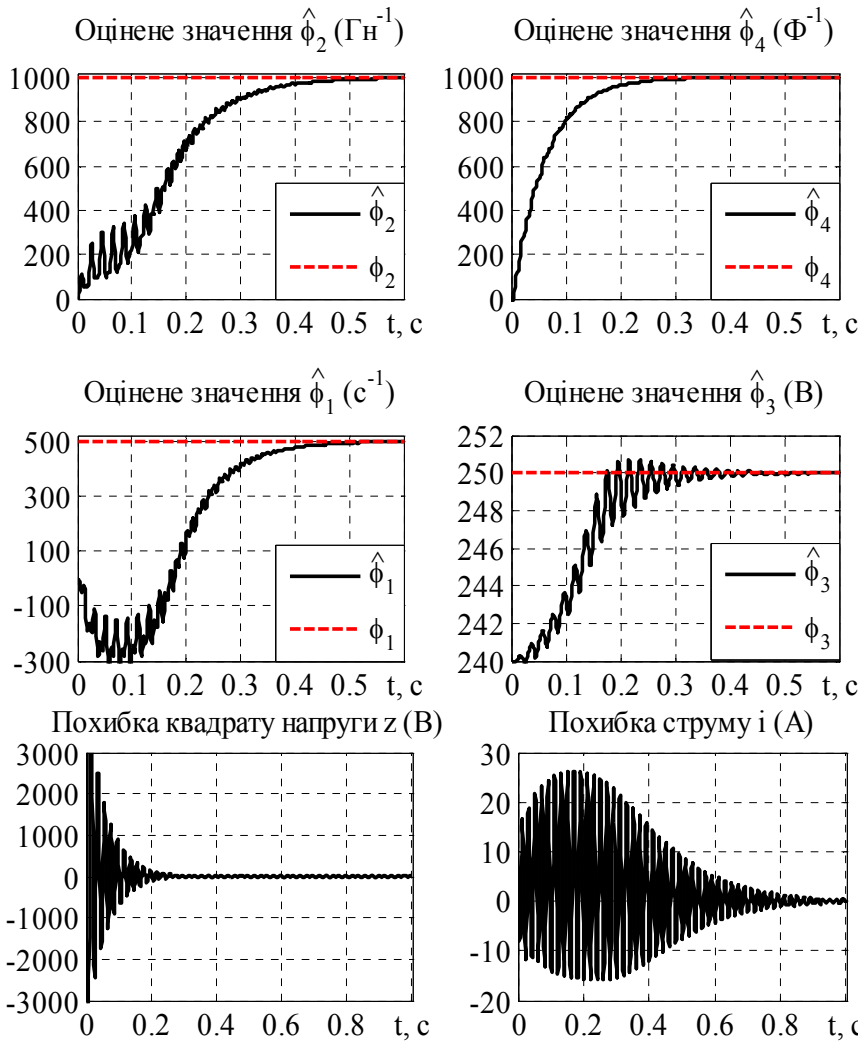


Рис. 3. Графіки перехідних процесів оцінювання параметрів R, L, E, C ($\phi_1 - \phi_4$)

З умов $V > 0$, $\dot{V} \leq 0$ можна зробити висновок, що вектори $\tilde{\mathbf{x}}$, $\tilde{\boldsymbol{\phi}}$ обмежені $\forall t \geq 0$. Пряме застосування леми Барбалата [15] встановлює, що $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$.

Відмітимо, що матриця \mathbf{W} і її похідна $\dot{\mathbf{W}}$ є обмеженими, якщо вхідний струм i , напруга ланки постійного струму V_{dc} (і відповідно керувальний вплив $u = (1 - u_{sw})V_{dc}$), а також струм навантаження i_L разом з їхніми похідними за часом є обмеженими.

Якщо існує додатна константа T , така, що матриця 5×5

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}^T(\tau) \mathbf{W}(\tau) d\tau > 0 \quad (11)$$

є додатно-визначеною $\forall t \geq 0$ (умова персистентності збудження), то $(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\boldsymbol{\phi}}) = \mathbf{0}$ є глобально експоненційно стійким положенням рівноваги для лінійної системи [15], яка змінюється у часі й задається (6), (9). Вихідна система є локально стійкою.

Алгоритм ідентифікації параметрів (9) можна записати як

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\phi}}_1 &= -\dot{\hat{\phi}}_1 = -\lambda_1 \tilde{i}, \\ \dot{\hat{\phi}}_2 &= -\dot{\hat{\phi}}_2 = \lambda_2 (\hat{\phi}_3 - u) \tilde{i}, \\ \dot{\hat{\phi}}_3 &= -\dot{\hat{\phi}}_3 = \lambda_3 \hat{\phi}_2 \tilde{i}, \\ \dot{\hat{\phi}}_4 &= -\dot{\hat{\phi}}_4 = \lambda_4 u i \tilde{z}, \\ \dot{\hat{\phi}}_5 &= -\dot{\hat{\phi}}_5 = -\lambda_5 V_{dc} \tilde{z}. \end{aligned} \quad (12)$$

Із загальної форми рівнянь для адаптивних систем (6), (9) випливає,

що збіжність процесу оцінювання потребує ідентифікації всіх параметрів.

Відмітимо, що потенційно глобально стійка форма спостерігача впливає з (3) за умови заміни оцінювання компоненти $\varphi_3 = E$ на $\varphi_3' = E/L$. Однак у такому випадку процес оцінювання цієї компоненти стає повністю розімкнутим, тобто втрачається взаємозв'язок із процесом оцінювання φ_2 через (12). Налаштування такого спостерігача стає набагато більш складнішим, оскільки для стабілізації процесів оцінювання $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3'$ необхідно, щоб параметр φ_3' був оцінений першим, що практично не може бути забезпечено.

Дослідження динаміки спостерігача. Використовувалися такі номінальні параметри DC-DC перетворювача: вхідна індуктивність $L = 1$ мГн, внутрішній опір $R = 0.5$ Ом, ємність ланки постійного струму $C = 2000$ мкФ.

Вхідна напруга $E = 250$ В. Для застосованого перетворювача параметри φ_j : $\varphi_1 = R/L = 500\text{с}^{-1}$, $\varphi_2 = 1/L = 1000\text{Гн}^{-1}$, $\varphi_3 = E = 250\text{В}$, $\varphi_4 = 2/C = 1000\text{Ф}^{-1}$, $\varphi_5 = 2/Ci_L = 100\text{В/с}$.

Наведено результати тестувань таких систем: 1) алгоритм ідентифікації (4), (12); 2) алгоритм відпрацювання вихідної напруги; 3) адаптивний алгоритм керування.

1. Початкова ідентифікація параметрів. У цьому дослідженні спостерігач працює в режимі самоналаштування перетворювача (неробочому режимі), водночас формуються сигнали керування спеціальної форми для забезпечення умов персистентності збудження (12). Струм навантаження не прикладається $i_L = 0$. Зазначимо, що за роботи DC-DC перетворювача на резистивне навантаження для його оцінювання може застосовуватися оцінювання i_L (φ_5).

На рис. 2 показано ділянку процесів, які характеризують режим роботи перетворювача. Керувальна дія $u = E - 1 - U_m \sin(2\pi ft)$, де параметри синусоїди $U_m = 10$ В, $f = 50$ Гц вибрані так, щоб створювати «незначний» рівень коливань вихідної напруги для її обмеження. Компоненти $E - 1$ необхідні для стійкої роботи перетворювача.

Алгоритм налаштовано на: $k_1 = 1000$, $k_2 = 200$, $\lambda_1 = 50$, $\lambda_2 = 100$, $\lambda_3 = 0.005$, $\lambda_4 = 2 \cdot 10^{-3}$, $\lambda_5 = 0$. Початкова напруга ланки постійного струму $V_{dc}(0) = 250$ В. Усі початкові умови спостерігача є нульовими, окрім $\hat{z}(0) = 250^2 \text{ В}^2$ та $\hat{\varphi}_3(0) = 240$ В.

Графіки перехідних процесів оцінювання параметрів R, L, E, C ($\varphi_1 - \varphi_4$) зображено на рис. 3. Червоними лініями показано реальні значення параметрів, а чорними – їхні оцінені значення.

Із аналізу рис. 3 випливає, що ідентифікація параметрів, які пов'язані з динамікою вхідного струму (R, L, E), забезпечується лише одночасно, а додавання одночасного оцінювання параметру C проходить незалежно від оцінювання R, L, E .

Після завершення процедури самоналаштування, параметри можуть використовуватись в неадаптивних алгоритмах керування [16], [17].

2. Лінеаризуючий зворотним зв'язком алгоритм керування. Алгоритм керування напругою ланки постійного струму V_{dc} реверсивного DC-DC перетворювача синтезовано в [16], [17]. Він включає:

- регулятор струму (внутрішній):

$$\begin{aligned} u &= E - Ri^* + L(k_{i1}\tilde{i}_c + k_{ii}x_i), \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}_c, \end{aligned} \quad (13)$$

де $\tilde{i}_c = i - i^*$ – похибка відпрацювання струму; i^* – задана траєкторія змін струму, яка формується регулятором напруги; $k_{i1} > 0$, $k_{ii} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму;

- регулятор напруги (зовнішній):

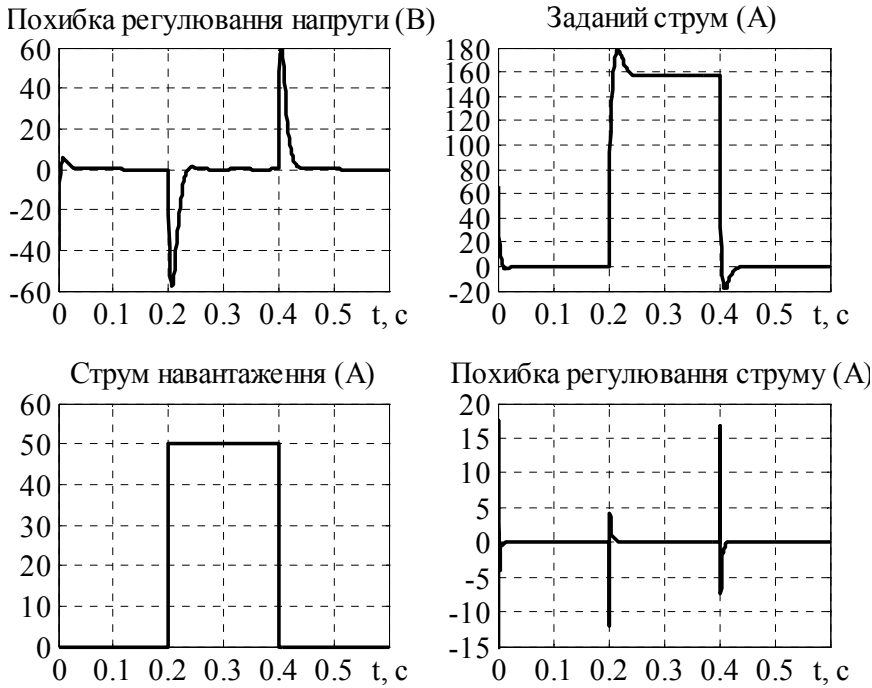


Рис. 4. Графіки перехідних процесів системи

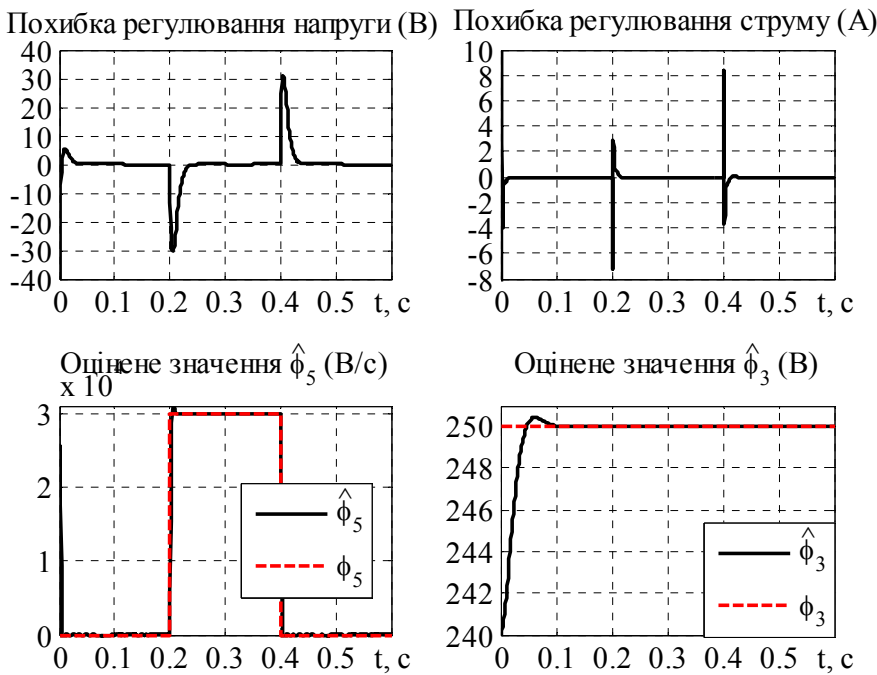


Рис. 5. Приклад реалізації регуляторів

$$\begin{aligned} \dot{i}^* &= \frac{C}{2E} \left(-k_v \tilde{z}_c - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L \right), \\ \dot{x}_v &= \tilde{z}_c. \end{aligned} \quad (15)$$

3. Алгоритм керування, адаптивний до змін вхідної напруги і струму навантаження. У цьому тестуванні встановлено $\hat{i}(0) = \hat{\phi}_3(0) = \hat{\phi}_5(0) = 0$, $\lambda_3 = 0.05$, $\lambda_5 = 1000$, $\hat{z}(0) = V_{dc}^2(0) = 500^2 \text{ В}^2$.

Приклад реалізації регуляторів (13), (15) на основі оцінених вхідної напруги E (параметра $\hat{\phi}_3$) та координатного збурення, струму навантаження i_L ($\hat{\phi}_5$) проілюстровано на рис. 5. Умови такого тесту є еквівалентними до режиму, коли втрачається зв'язок датча

$$\begin{aligned} \dot{i}^* &= \frac{C}{2E} (-k_v \tilde{z}_c - k_{vi} x_v), \\ \dot{x}_v &= \tilde{z}_c, \end{aligned} \quad (14)$$

де $\tilde{z}_c = z - z^*$ – похибка відпрацювання напруги; $z^* = V_{dc}^{*2}$ – задана напруга, $k_v > 0$, $k_{vi} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги.

Алгоритм налаштовано на $k_{i1} = 1000$, $k_{ii} = (k_{i1} + R/L)^2 / 2$; $k_v = 400$, $k_{vi} = k_v^2 / 4$. Струм навантаження $i_L = 50 \text{ А}$ прикладається і

знімається в моменти часу 0.2 с і 0.4 с. Початкова напруга $V_{dc}(0) = 500 \text{ В}$. Графіки перехідних процесів системи показано на рис. 4.

З рис. 4 видно, що забезпечується асимптотичне регулювання напруги ланки постійного і вхідного струмів. Зауважимо, що за умови вимірювання струму навантаження i_L в регулятор напруги перетворювача можна завести його пряму компенсацію

вхідної напруги. Оцінювання струму навантаження дає можливість його компенсації.

Унаслідок порівняння графіків на рис. 4 і 5 можна зробити висновок, що адаптивний алгоритм керування з використанням розробленого спостерігача для оцінювання вхідної напруги і струму навантаження забезпечує не тільки стійкий процес відпрацювання заданої напруги, а й покращує динамічні показники її регулювання.

Висновки. Синтезовано алгоритм ідентифікації всіх параметрів для самоналаштування підвищувальних DC-DC перетворювачів на основі моделі повного порядку із використанням другого методу Ляпунова. Завдяки запропонованому нелінійному перетворенню координат спостерігач отримав просту, фізично обґрунтовану структуру з чіткими умовами для забезпечення персистентності збудження. На основі алгоритму розроблено одноетапну процедуру автономного самоналаштування перетворювача, яка гарантує локальну збіжність оцінок усіх параметрів у реальних умовах роботи перетворювача без необхідності попередніх даних.

Унаслідок прозорості структури алгоритм можна використовувати у складі систем керування напругою DC-DC перетворювачів із адаптацією до розглянутих параметрів та струму навантаження. Така адаптивна система зокрема може бути використана для відмовостійного керування за умови втрати сигналу вхідної напруги та/або струму навантаження, а також у системах з акумуляторними батареями, напруга і опір яких змінюються в процесі роботи.

1. Kapat S., Krein P. T. A tutorial and review discussion of modulation, control and tuning of high-performance DC-DC converters based on small-signal and large-signal approaches. *IEEE Open Journal of Power Electronics*. Vol. 1. 2020. Pp. 339–371. DOI: <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2020.3018311>
2. Gorji S.A., Sahebi H.G., Ektesabi M., Rad A.B. Topologies and control schemes of bidirectional DC-DC power converters: An overview. *IEEE Access*. Vol. 7. 2019. Pp. 117997–118019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>
3. Rashid M. H. (ed.) *Power electronics handbook*. Elsevier, 2024. 1500 p.
4. Tarzamni H., Gohari H. S., Sabahi M., Kyyrä J. Nonisolated high step-up DC-DC converters: Comparative review and metrics applicability. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 39. No. 1. 2024. Pp. 582–625. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3264172>
5. Oucheria S. Robust nonlinear adaptive control of a DC-DC boost converter with uncertain parameters. *International Journal of Innovative Computing Information and Control*. Vol. 11. No. 3. 2015. Pp. 893–902. DOI: <https://doi.org/10.24507/ijicic.11.03.893>
6. Lee B.-S., Kim S.-K., Park J.-H., Lee K.-B. Adaptive output voltage tracking controller for uncertain DC/DC boost converter. *International Journal of Electronics*. Vol. 103. No. 6. 2016. Pp. 1002–1017. DOI: <https://doi.org/10.1080/00207217.2015.1082206>
7. Linares-Flores J., Hernández Méndez A., García-Rodríguez C., Sira-Ramírez H. Robust nonlinear adaptive control of a "boost" converter via algebraic parameter identification. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 61. No. 8. 2014. Pp. 4105–4114. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2284150>
8. Bao Y., Wang L. Y., Wang C., Jiang J., Jiang C., Duan C. Adaptive feedforward compensation for voltage source disturbance rejection in DC-DC converters. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. Vol. 26. No. 1. 2018. Pp. 344–351. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2017.2661829>
9. Li R., Armstrong M., Gadoue S., Wang C. On-line parameter estimation of non-minimum phase switch mode power DC-DC boost converters. *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*. 2016. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1049/cp.2016.0172>
10. Vazani A., Mirshekali H., Mijatovic N., Ghaffari V., Dashti R., Hamid R. S., Mardani M. M., Dragičević T. Composite nonlinear feedback control of a DC-DC boost converter under input voltage and load variation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. Vol. 155. Part B. 2024. Pp. 1–14. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109562>
11. Li C., Chen Z., Yao B. Indirect output voltage regulation of DC-DC boost converter with accurate parameter estimation. *43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. 2017. Pp. 6211–6216. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217079>
12. Poon J., Jain P., Spanos C., Panda S. K., Sanders S. R. Fault prognosis for power electronics systems using adaptive parameter identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 53. No. 3. 2017. Pp. 2862–2870. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2664052>
13. Peresada S., Nikonenko Y., Zaichenko Y. Parameters identification for self-commissioning of DC-DC boost converters. *IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Lviv, Ukraine. 2021. Pp. 417–420. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575812>

14. Sanders S. R., Noworolski J. M., Liu X. Z., Verghese G. C. Generalized averaging method for power conversion circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991. Vol. 6. No. 2. Pp. 251–259. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.76811>
15. Narendra K. S., Annaswamy A. M. Stable adaptive systems. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1989. 494 p.
16. Пересада С. М., Ніконенко Є. О., Ковбаса С. М., Кузнецов О., Лук'янчиков А. Л. Синтез двоконтурних систем керування напругою реверсивних підвищувальних DC-DC перетворювачів. *Технічна електродинаміка*. 2024. No 1. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.01.027>
17. Peresada S., Nikonenko Y., Kovbasa S. Voltage-current control in fully active hybrid energy storage systems. *IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine. 2023. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312949>

PARAMETERS OBSERVER OF BUCK- BOOST DC-DC CONVERTERS

Y. Nikonenko, M. Filonenko

National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute,
Beresteyskiy ave., 37, 03056 Kyiv, Ukraine,
e-mail: evgeniy.nykonenko@gmail.com

A new algorithm for self-commissioning procedure of reversible boost-buck DC-DC converters is presented. It does not require prior information about any of their model parameters. It is based on the closed-loop adaptive observer of the DC-link voltage and input current of converter model in average coordinates. Observer provides identification of all parameters namely: resistance and inductance of input inductor, DC-link capacitance and input voltage. Local stability properties are proven for physical operating conditions based on second Lyapunov method. Due to the simple structure of the observer, it can be used as part of adaptive voltage control systems for buck- boost DC-DC converters. For such an adaptive system, an additional estimating law is designed for the coordinate disturbance, the load current. Simulation results show fast convergence of the estimation errors of parameters and the load current. Ref. 17, fig. 5.

Keywords: DC-DC converter, parameter identification, disturbance estimation, observer, stability, estimation error dynamics.

1. Kapat S., Krein P.T. A tutorial and review discussion of modulation, control and tuning of high-performance DC-DC converters based on small-signal and large-signal approaches. *IEEE Open Journal of Power Electronics*. Vol. 1. 2020. Pp. 339–371. DOI: <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2020.3018311>
2. Gorji S.A., Sahebi H.G., Ektesabi M., Rad A.B. Topologies and control schemes of bidirectional DC-DC power converters: An overview. *IEEE Access*. Vol. 7. 2019. Pp. 117997–118019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>
3. Rashid M. H. (ed.) Power electronics handbook. Elsevier, 2024. 1500 p.
4. Tarzarni H., Gohari H. S., Sabahi M., Kyyr  J. Nonisolated high step-up DC-DC converters: Comparative review and metrics applicability. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 39. No. 1. 2024. Pp. 582–625. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3264172>
5. Oucheriah S. Robust nonlinear adaptive control of a DC-DC boost converter with uncertain parameters. *International Journal of Innovative Computing Information and Control*. Vol. 11. No. 3. 2015. Pp. 893–902. DOI: <https://doi.org/10.24507/ijicic.11.03.893>
6. Lee B.-S., Kim S.-K., Park J.-H., Lee K.-B. Adaptive output voltage tracking controller for uncertain DC/DC boost converter. *International Journal of Electronics*. Vol. 103. No. 6. 2016. Pp. 1002–1017. DOI: <https://doi.org/10.1080/00207217.2015.1082206>
7. Linares-Flores J., Hernández Méndez A., García-Rodríguez C., Sira-Ramírez H. Robust nonlinear adaptive control of a "boost" converter via algebraic parameter identification. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 61. No. 8. 2014. Pp. 4105–4114. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2284150>
8. Bao Y., Wang L. Y., Wang C., Jiang J., Jiang C., Duan C. Adaptive feedforward compensation for voltage source disturbance rejection in DC-DC converters. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. Vol. 26. No. 1. 2018. Pp. 344–351. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2017.2661829>
9. Li R., Armstrong M., Gadoue S., Wang C. On-line parameter estimation of non-minimum phase switch mode power DC-DC boost converters. *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*. 2016. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1049/cp.2016.0172>
10. Vazani A., Mirshekali H., Mijatovic N., Ghaffari V., Dashti R., Hamid R. S., Mardani M. M., Dragi evi  T. Composite nonlinear feedback control of a DC-DC boost converter under input voltage and load variation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. Vol. 155. Part B. 2024. Pp. 1-14. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109562>
11. Li C., Chen Z., Yao B. Indirect output voltage regulation of DC-DC boost converter with accurate parameter estimation. *43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. 2017. Pp. 6211–6216. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217079>

12. Poon J., Jain P., Spanos C., Panda S. K. and Sanders S. R. Fault prognosis for power electronics systems using adaptive parameter identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 53. No. 3. 2017. Pp. 2862–2870. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2664052>
13. Peresada S., Nikonenko Y., Zaichenko Y. Parameters identification for self-commissioning of DC-DC boost converters. *IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Lviv, Ukraine. 2021. Pp. 417–420. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575812>
14. Sanders S. R., Noworolski J. M., Liu X. Z., Verghese G. C. Generalized averaging method for power conversion circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991. Vol. 6. No. 2. Pp. 251–259. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.76811>
15. Narendra K. S., Annaswamy A. M. Stable adaptive systems. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1989. 494 p.
16. Peresada S. M., Nikonenko Y. O., Kovbasa S. M., Kuznietsov A., Lukianchikov A. L. Design of cascaded voltage control systems of bidirectional DC-DC buck-boost converters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 1. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2024.01.027> (Ukr)
17. Peresada S., Nikonenko Y., Kovbasa S. Voltage-current control in fully active hybrid energy storage systems. *IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine. 2023. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312949>

Надійшла: 01.12.2024

Прийнята: 29.01.2025

Submitted: 01.12.2024

Accepted: 29.01.2025

УДК 621.314.58

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.084>

ПОДОЛАННЯ ПРОБЛЕМИ ТРЕТЬОЇ ГАРМОНІКИ В ТЕОРІЇ АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ТРИФАЗНИХ ТРИПРОВІДНИХ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

М.Ю. Артеменко^{1*}, докт. техн. наук, Ю.В. Кутафін^{2**}, докт. філософ., П.Б. Федорченко¹, В.В. Чопик^{3***}, канд. техн. наук, І.А. Шаповал^{3****}, докт. техн. наук

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

2 – Академія праці, соціальних відносин і туризму, вул. Кільцева дорога, 3-А, Київ, 03187, Україна

3 – Інститут електродинаміки НАН України, пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: artemenko_m_ju@ukr.net

У роботі з'ясований механізм виникнення та надана кількісна оцінка ефекту появи третьої гармоніки у векторі миттєвого активного струму трифазної системи електроживлення з симетричними синусоїдними напругами джерела за наявності несиметрії лінійного навантаження. Показано, що додаткова фільтрація пульсуючої складової миттєвої реактивної потужності споживаного трифазного струму усуває проблему третьої гармоніки та повністю відповідає паралельній активній фільтрації за інтегральними ортогональними складовими потужності небалансу. Запропоновано новий спосіб паралельної активної фільтрації за інтегральними ортогональними складовими потужності небалансу, що використовує активні та реактивні потужності окремих фаз трифазної трипровідної системи електроживлення. Комп'ютерне моделювання підтвердило ефективність способу активної фільтрації на основі вимірювання активних та реактивних потужностей окремих фаз. Бібл. 20, рис. 5.

Ключові слова: паралельний активний фільтр, миттєвий активний струм, потужність небалансу, активні та реактивні потужності окремих фаз.

Актуальність роботи. Нині існує достатньо велика кількість теорій миттєвої та інтегральної потужностей, узагальнено розглянутих в [1,2], на яких базуються стратегії керування напівпровідниковими паралельними активними фільтрами (ПАФ) багатофазних систем електроживлення. Перевагами історично перших інтегральних теорій потужності [3–7] є можливості досягти мінімально можливих втрат енергії в лінії передачі та оптимізувати спектральний склад споживаних струмів як для лінійного, так і для нелінійного навантаження. Це вимагає осереднення миттєвих значень споживаної потужності й мережних напруг та наявності накопичувача енергії у складі активного фільтра. Переваги миттєвих теорій [8–12]: підвищення швидкодія через уникнення часових затримок формування компенсаційного сигналу; виключення принципової необхідності накопичувача енергії. Остання публікація [13] свідчить про можливість миттєвої теорії потужності досягти для окремих випадків навантаження ефектів активної фільтрації, притаманних інтегральним теоріям. Водночас суттєвою вадою миттєвих теорій є так звана проблема третьої гармоніки [14–16], що полягає в наявності цієї гармоніки у відфільтрованому струмі джерела, сформованому на основі класичної теорії миттєвої потужності за наявності несиметрії навантаження.

Метою статті є деталізація факторів, що спричиняють появу третьої гармоніки струму в миттєвому активному струмі трифазної системи електроживлення з симетричними синусоїдними напругами, їхня кількісна оцінка, подальше розвинення способів активної фільтрації та позбавлених цього недоліку.

Базові положення теорії миттєвої потужності.

Теорії миттєвої потужності багатофазних систем електроживлення [2–7] оперують з векторами фазних напруг $\mathbf{u}(t)$ та лінійних струмів $\mathbf{i}(t)$ для формування в лінії передачі вектора миттєвого активного струму $\mathbf{i}_p(t)$, пропорційного миттєвій активній потужності $p(t) = \mathbf{u}^{\wedge}(t)\mathbf{i}(t)$



$$\mathbf{i}_p(t) = \frac{p(t)}{\mathbf{u}^\wedge(t)\mathbf{u}(t)} \mathbf{u}(t), \quad (1)$$

де \wedge – знак транспонування. Водночас засобами активної фільтрації неперервно компенсують у часі вектор залишкового струму $\mathbf{i}_q(t) = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_p(t)$. Цей вектор пропорційний миттєвій неактивній потужності

$$\mathbf{i}_q(t) = \frac{q(t)}{\mathbf{u}_q^\wedge(t)\mathbf{u}_q(t)} \mathbf{u}_q(t); \quad q(t) = \mathbf{u}_q^\wedge(t)\mathbf{i}(t), \quad (2)$$

причому опорні вектори зазначених струмів є миттєво ортогональними $\mathbf{u}_q^\wedge(t)\mathbf{u}(t) = 0$ та мають однакові норми $\mathbf{u}^\wedge(t)\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_q^\wedge(t)\mathbf{u}_q(t)$. Унаслідок цього квадрати миттєвих потужностей задовольняють квадратичне співвідношення

$$p^2(t) + q^2(t) = s^2(t), \quad (3)$$

де $s(t) = \sqrt{\mathbf{u}^\wedge(t)\mathbf{u}(t) \times \mathbf{i}^\wedge(t)\mathbf{i}(t)}$ – миттєва повна потужність.

Така миттєва активна фільтрація дає змогу зменшити миттєву потужність втрат у лінії передачі від початкового значення Δp за відсутності фільтра до значення Δp_F за наявності фільтра відповідно до коефіцієнта виграшу за потужністю миттєвих втрат [2]:

$$w(t) = \frac{\Delta p(t)}{\Delta p_F(t)} = \frac{\mathbf{i}^\wedge(t)\mathbf{i}(t)}{\mathbf{i}_p^\wedge(t)\mathbf{i}_p(t)} = \frac{s^2(t)}{p^2(t)} = \lambda^{-2}(t), \quad (4)$$

де $\lambda(t) = p(t) / s(t)$ – коефіцієнт миттєвої потужності.

Сутність проблеми третьої гармоніки та шляхи її подолання.

У синусоїдному режимі трифазної трипровідної системи із симетричним джерелом вектор напруг $\mathbf{u}(t)$ може бути представлений в комплексній області пропорційним орту симетричних складових прямої послідовності чергування фаз $\bar{\mathbf{e}}_+$:

$$\mathbf{u}(t) \leftrightarrow \bar{\mathbf{u}} = U\bar{\mathbf{e}}_+ = \frac{U}{\sqrt{3}} \|1 \quad \tilde{a} \quad \hat{a}\|^\wedge, \quad (5)$$

причому $\mathbf{u}^\wedge(t)\mathbf{u}(t) = \bar{\mathbf{u}}^\wedge\bar{\mathbf{u}}^* = U^2$, де $\hat{a} = e^{j2\pi/3}$; $\tilde{a} = e^{-j2\pi/3}$, * – знак комплексного спряження; U – діюче значення лінійної напруги трифазного джерела. Несиметричне лінійне навантаження викликає комплексний струм джерела, що може бути розкладений за ортами симетричних складових [2, 16]:

$$\bar{\mathbf{i}} = \frac{P - jQ}{U} \bar{\mathbf{e}}_+ + \frac{D_R - jD_I}{U} \bar{\mathbf{e}}_- = \frac{P\bar{\mathbf{e}}_+ + Q(-j\bar{\mathbf{e}}_+) + D_R\bar{\mathbf{e}}_- + D_I(-j\bar{\mathbf{e}}_-)}{U}, \quad (6)$$

де $\bar{\mathbf{e}}_- = \bar{\mathbf{e}}_+^*$ – орт симетричних складових зворотної послідовності; P, Q – інтегральні активна й реактивна потужності; D_R, D_I – інтегральні складові потужності небалансу, що мають окремі квадратичні внески в квадрат повної потужності $S^2 = U^2(\bar{\mathbf{i}}^\wedge\bar{\mathbf{i}}^*) = P^2 + Q^2 + D_R^2 + D_I^2$.

Миттєва активна потужність визначається виразом [16]:

$$\begin{aligned} p(t) &= \text{Re}(\bar{\mathbf{u}}^\wedge\bar{\mathbf{i}}^*) + \text{Re}(\bar{\mathbf{u}}^\wedge\bar{\mathbf{i}}e^{j2\omega t}) = \\ &= \text{Re}(P - jQ) + \text{Re}[(D_R - jD_I)e^{j2\omega t}] = P + \tilde{p}(t), \end{aligned} \quad (7)$$

де $\tilde{p}(t) = \text{Re}[(D_R - jD_I)e^{j2\omega t}] = D_R \cos(2\omega t) + D_I \sin(2\omega t)$ – пульсуюча складова миттєвої активної потужності.

Підстановка отриманих значень у вираз (1) дає споживаний струм трифазного джерела в часовій області за наявності зазначеної миттєвої активної фільтрації

$$\mathbf{i}_p(t) = \frac{\sqrt{2}[P + \tilde{p}(t)]}{U\sqrt{3}} \left\| \begin{array}{c} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{array} \right\|. \quad (8)$$

Із аналізу (8) випливає, що третя гармоніка струму з'являється в результаті множення гармонічних функцій пульсуючої складової $\tilde{p}(t)$ подвійної частоти мережі на кожен зі складових опорного вектора одинарної частоти. Епюри спотворених струмів мережі з використанням зазначеної миттєвої активної фільтрації для значень параметрів $P = 1; D_R = D_I = 0.1$ наведено на рис. 1.

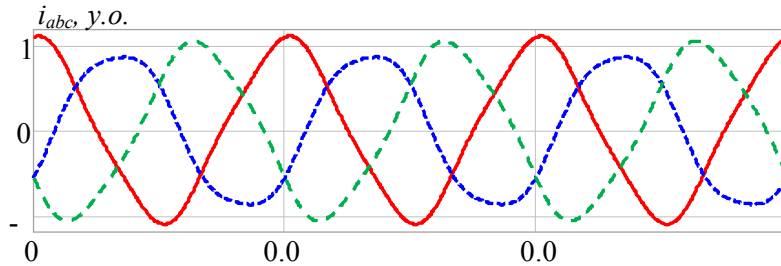


Рис. 1. Приклад спотворення струмів мережі третьою гармонікою

Дослідимо добуток гармонічних функцій із (8) детальніше:

$$[D_R \cos(2\omega t) + D_I \sin(2\omega t)] \times \begin{vmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{vmatrix} =$$

$$= \frac{D_R}{2} \begin{vmatrix} \cos(3\omega t) \\ \cos(3\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(3\omega t + 2\pi/3) \end{vmatrix} + \frac{D_R}{2} \begin{vmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \end{vmatrix} + \frac{D_I}{2} \begin{vmatrix} \sin(3\omega t) \\ \sin(3\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(3\omega t + 2\pi/3) \end{vmatrix} + \frac{D_I}{2} \begin{vmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \end{vmatrix}. \quad (9)$$

Отже, у часовій області третя гармоніка миттєвого активного струму має вигляд

$$\mathbf{i}_{p3}(t) = \frac{D_R}{U\sqrt{6}} \begin{vmatrix} \cos(3\omega t) \\ \cos(3\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(3\omega t + 2\pi/3) \end{vmatrix} + \frac{D_I}{U\sqrt{6}} \begin{vmatrix} \sin(3\omega t) \\ \sin(3\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(3\omega t + 2\pi/3) \end{vmatrix},$$

що відповідає вектору комплексних діючих значень

$$\bar{\mathbf{i}}_{p3} = \frac{D_R}{2U} \bar{\mathbf{e}} + \frac{D_I}{2U} (-j\bar{\mathbf{e}}) = \frac{(D_R - jD_I)}{2U} \bar{\mathbf{e}} \quad (10)$$

з нормою (середньоквадратичним значенням) $I_{p3} = \sqrt{\bar{\mathbf{i}}_{p3} \times \mathbf{i}_{p3}^*} = \sqrt{D_R^2 + D_I^2} / 2U$. Наявність третьої гармоніки у відфільтрованому струмі трифазного джерела неприпустима для задач якісного споживання електроенергії (рис. 1).

Знайдемо миттєву неактивну потужність

$$q(t) = \text{Re}(-j\bar{\mathbf{u}} \wedge \bar{\mathbf{i}}^*) + \text{Re}(-j\bar{\mathbf{u}} \wedge \bar{\mathbf{i}} e^{j2\omega t}) = Q + \text{Im}(\bar{\mathbf{u}} \wedge \bar{\mathbf{i}} e^{j2\omega t}) = Q + \tilde{q}(t), \quad (11)$$

де $\tilde{q}(t) = \text{Im}(\bar{\mathbf{u}} \wedge \bar{\mathbf{i}} e^{j2\omega t}) = D_R \sin(2\omega t) - D_I \cos(2\omega t)$ – пульсуюча складова миттєвої неактивної потужності, та її добуток на опорний вектор $\mathbf{u}_q(t)$:

$$\tilde{q}(t)\mathbf{u}_q(t) = [D_R \sin(2\omega t) - D_I \cos(2\omega t)] \times \begin{vmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{vmatrix} =$$

$$= -\frac{D_R}{2} \begin{vmatrix} \cos(3\omega t) \\ \cos(3\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(3\omega t + 2\pi/3) \end{vmatrix} + \frac{D_R}{2} \begin{vmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \end{vmatrix} - \frac{D_I}{2} \begin{vmatrix} \sin(3\omega t) \\ \sin(3\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(3\omega t + 2\pi/3) \end{vmatrix} + \frac{D_I}{2} \begin{vmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \end{vmatrix}. \quad (12)$$

Порівнюючи (9) та (12), помічаємо, що складові основної гармоніки є синфазними, а складові третьої гармоніки протифазні. Отже, одночасна компенсація пульсуючих складових миттєвих потужностей шляхом формування складової струму паралельного фільтра

$$\mathbf{i}_D(t) = \frac{\tilde{p}(t)\mathbf{u}(t) + \tilde{q}(t)\mathbf{u}_q(t)}{\mathbf{u}^\wedge(t)\mathbf{u}(t)} = \frac{\sqrt{2}D_R}{U\sqrt{3}} \begin{vmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \end{vmatrix} + \frac{\sqrt{2}D_I}{U\sqrt{3}} \begin{vmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \end{vmatrix} \quad (13)$$

дає змогу усунути третю гармоніку споживаного струму та повністю відповідає розкладанню (6) струму несиметричного навантаження за ортами симетричних складових.

Отже, для якісної фільтрації трифазних струмів несиметричного навантаження необхідно одночасно компенсувати пульсуючі складові обох миттєвих потужностей $\tilde{p}(t)$ та $\tilde{q}(t)$. Однак водночас контролером активного фільтра необхідно розраховувати та відслідковувати миттєві аналогові сигнали пульсуючих складових обох миттєвих потужностей. Такий самий ефект якості споживаного струму, але з більшою заводо захищеністю дає обчислення потужностей D_R, D_I інтегральними методами [2, 16, 17], що підвищує точність розрахунку компенсаційного сигналу та дає змогу використовувати розподілену активну фільтрацію для компенсації окремих ортогональних складових потужності небалансу. Розглянемо інший спосіб розрахунку D_R, D_I із використанням інтегральних активних та реактивних потужностей окремих фаз трифазної трипровідної системи електроживлення.

Спосіб формування потужностей небалансу за активними та реактивними потужностями окремих фаз.

Сукупність оперативно вимірюваних активних та реактивних потужностей окремих фаз навантаження є необхідною складовою автоматизованих систем контролю та обліку енергоресурсів [18]. Зв'язавши кожну з комплексних провідностей несиметричного навантаження, наприклад, АВ із потужностями цієї фази $\bar{Y}_{AB} = \dot{I}_{AB} / \dot{U}_{AB} = (P_{AB} - jQ_{AB}) / U^2$, виразимо комплексний вектор споживаних струмів через відповідні потужності:

$$\bar{\mathbf{i}} = \begin{vmatrix} \dot{U}_{AB}\bar{Y}_{AB} - \dot{U}_{CA}\bar{Y}_{CA} \\ \dot{U}_{BC}\bar{Y}_{BC} - \dot{U}_{AB}\bar{Y}_{AB} \\ \dot{U}_{CA}\bar{Y}_{CA} - \dot{U}_{BC}\bar{Y}_{BC} \end{vmatrix} = Ue^{j\pi/6} \begin{vmatrix} 1 & 0 & -\dot{a} \\ -1 & \tilde{a} & 0 \\ 0 & -\tilde{a} & \dot{a} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \bar{Y}_{AB} \\ \bar{Y}_{BC} \\ \bar{Y}_{CA} \end{vmatrix} = \frac{e^{j\pi/6}}{U} \begin{vmatrix} 1 & 0 & -\dot{a} \\ -1 & \tilde{a} & 0 \\ 0 & -\tilde{a} & \dot{a} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} P_{AB} - jQ_{AB} \\ P_{BC} - jQ_{BC} \\ P_{CA} - jQ_{CA} \end{vmatrix}. \quad (14)$$

Із порівняння (14) із (6) встановлюємо вирази для комплексної потужності небалансу

$$D_R - jD_I = U\bar{\mathbf{e}}_+^\wedge \bar{\mathbf{i}} = \frac{e^{j\pi/6}}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \dot{a} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & 0 & -\dot{a} \\ -1 & \tilde{a} & 0 \\ 0 & -\tilde{a} & \dot{a} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} P_{AB} - jQ_{AB} \\ P_{BC} - jQ_{BC} \\ P_{CA} - jQ_{CA} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} e^{j\pi/3} \\ -1 \\ e^{-j\pi/3} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} P_{AB} - jQ_{AB} \\ P_{BC} - jQ_{BC} \\ P_{CA} - jQ_{CA} \end{vmatrix}. \quad (15)$$

Прирівнювання дійсних та уявних частин (15) дає аналітичні вирази для шуканих скалярних величин потужностей небалансу:

$$D_R = \frac{P_{AB} + P_{CA} - P_{BC}}{2} + \frac{\sqrt{3}(Q_{AB} - Q_{CA})}{2}; \quad D_I = \frac{\sqrt{3}(P_{CA} - P_{AB})}{2} + \frac{Q_{AB} + Q_{CA} - Q_{BC}}{2}. \quad (16)$$

Для верифікації отриманих формул та підтвердження ефективності алгоритмів активної фільтрації з їхнім використанням застосуємо коефіцієнт виграшу за потужністю інтегральних втрат, що однозначно пов'язаний з інтегральним коефіцієнтом потужності навантаження

$$B = \frac{\Delta P}{\Delta P_F} = \frac{1}{A^2} = \frac{S^2}{P^2}, \quad (17)$$

де ΔP – потужність втрат на резистивних опорах лінії передачі за відсутності активного фільтра, ΔP_F – потужність тих самих втрат у разі використання фільтра.

Для фокусування уваги на наявності додаткових втрат у лінії передачі, викликаних струмами, пов'язаними саме з потужностями небалансу, за відсутності реактивних струмів розглянемо несиметричне чисто активне навантаження трифазної трипровідної мережі з комплексними провідностями $\bar{Y}_{AB} = G$; $\bar{Y}_{BC} = kG$; $\bar{Y}_{CA} = 0$, де k – змінний параметр, що може змінюватися в діапазоні $0 \dots 1$.

Коефіцієнт потужності несиметричного лінійного навантаження визначається співвідношенням [19]

$$A = P / S = \operatorname{Re}(\bar{y}_0) / \sqrt{y_-^2 + y_0^2}, \quad (18)$$

де для досліджуваної схеми

$$\bar{y}_- = \bar{Y}_{AB} + \dot{a}\bar{Y}_{BC} + \ddot{a}\bar{Y}_{CA} = G + k\dot{a}G = G(1+k\dot{a}); \quad \bar{y}_0 = \bar{Y}_{AB} + \bar{Y}_{BC} + \bar{Y}_{CA} = G(1+k).$$

Прогнозований вираз за потужністю інтегральних втрат

$$B = A^{-2} = \frac{y_-^2 + y_0^2}{\operatorname{Re}^2(\bar{y}_0)} = 1 + \frac{y_-^2 + \operatorname{Im}^2(\bar{y}_0)}{\operatorname{Re}^2(\bar{y}_0)} = 1 + \frac{(1+k\dot{a})(1+k\ddot{a})}{(1+k)^2} = 1 + \frac{1-k+k^2}{(1+k)^2} \quad (19)$$

представлений у вигляді залежності від параметра k на рис. 2.

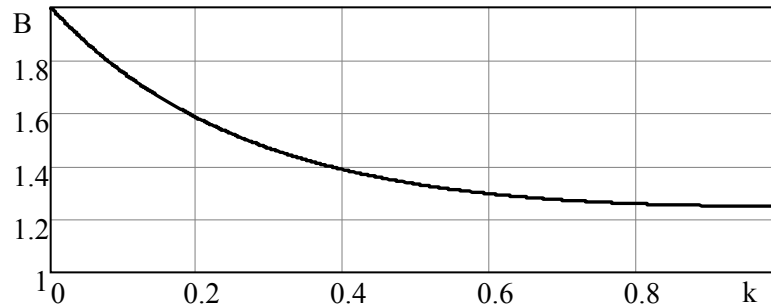


Рис. 2. Графік прогнозованого вираза за потужністю інтегральних втрат

Комп'ютерне моделювання способу активної фільтрації на основі вимірювання активних та реактивних потужностей окремих фаз.

Основу комп'ютерної моделі для експериментальної верифікації запропонованого способу активної фільтрації складає схема в середовищі PLECS (рис. 3), детально описана в [20]. Відмінність полягає в модифікації модуля Inactive Power Calculator, що обчислює значення потужностей небалансу DR та DI за формулами (16), та введенні блоків PQab, PQbc та PQac, що вимірюють активні та реактивні потужності окремих фаз навантаження. Активна потужність кожної фази розраховується як осереднений на періоді мережевих напруг добуток відповідних миттєвих значень струму та напруги. Реактивна потужність розраховується аналогічно, але миттєві значення напруги беруться із затримкою на чверть періоду. Обчислені значення неактивних потужностей разом з вимірними лінійними напругами U_{ac} та U_{bc} подаються на модуль Control System, що обчислює струми компенсації за формулами роботи [20].

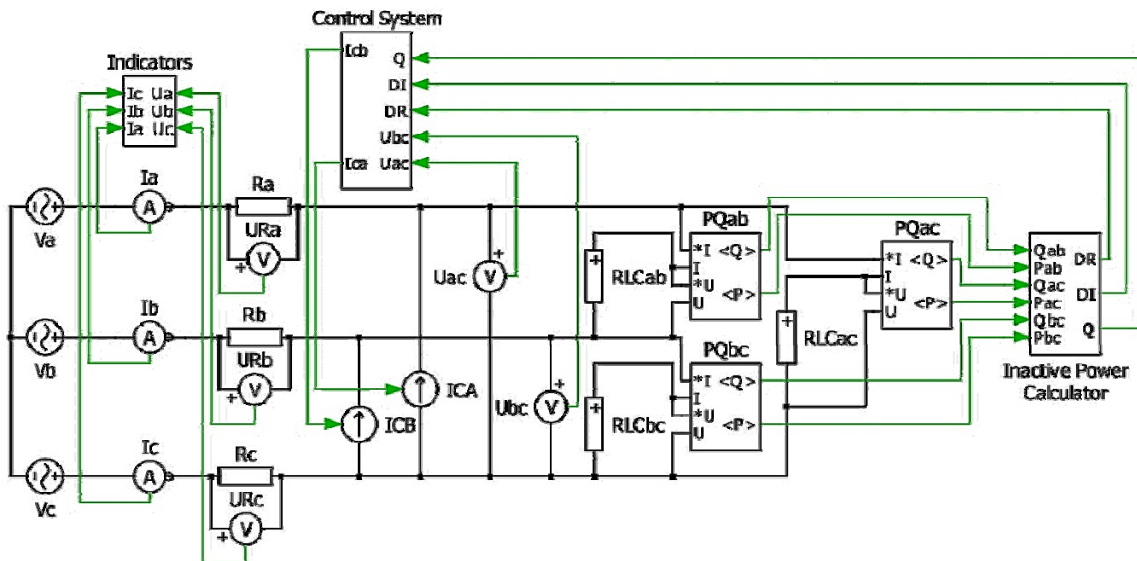


Рис. 3. Схема комп'ютерної моделі трифазної трипровідної системи живлення

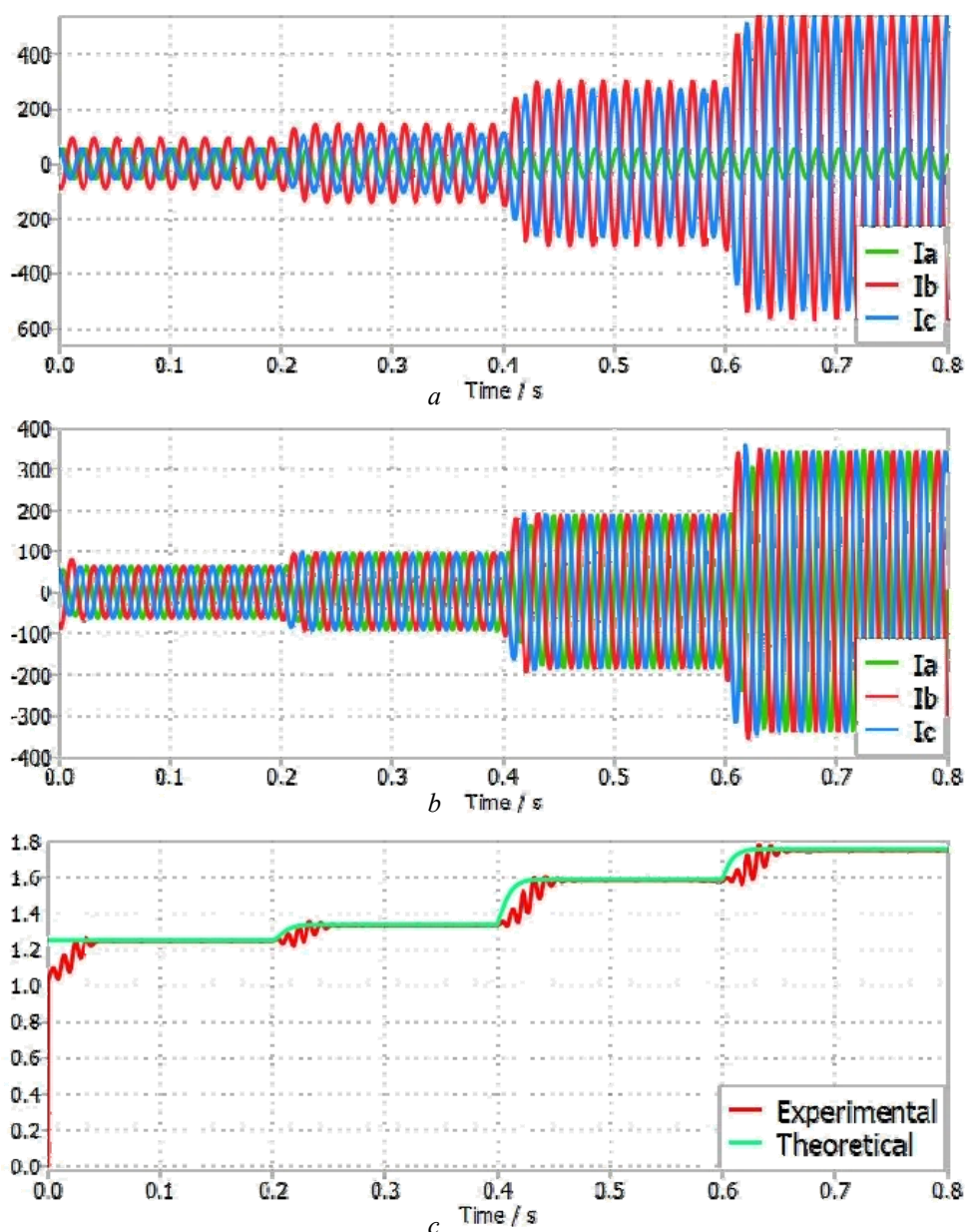


Рис. 4. Часові діаграми роботи трифазної системи електроживлення з несиметричним чисто активним навантаженням: *a* – струми лінії передачі за відсутності фільтрації; *b* – струми лінії передачі за наявності фільтрації; *c* – прогнозована та експериментальна залежності коефіцієнта виграшу за потужністю інтегральних втрат

У першому експерименті (часові діаграми на рис. 4) перевірявся виграш за потужністю інтегральних втрат у разі застосування запропонованого способу активної фільтрації для несиметричного чисто активного навантаження (графік прогнозованого виграшу на рис. 2). Водночас величини реактивних потужностей приймалися нульовими, а величини активних потужностей фаз змінювались за законом $P_{AB} = 3 \times 220^2 = P_0$; $P_{BC} = k(t)P_0$; $P_{CA} = 0$, де на першому інтервалі $k = 1$, другому – $k = 1/2$, третьому – $k = 1/5$, четвертому інтервалі $k = 1/10$.

Продемонстровано симетрію споживаних струмів за наявності запропонованої активної фільтрації для довільного k та виграші за потужністю втрат відповідно до (19).

У другому експерименті (часові діаграми на рис. 5) моделювалося несиметричне навантаження, активні й реактивні потужності окремих фаз якого відповідали інтервальним значенням на рис. 5 *a, b*. Несиметрія споживаних струмів (рис. 5 *c*) компенсувалась запропонованим способом активної фільтрації у кожному робочому інтервалі (рис. 5 *d*), забезпечуючи інтервальні коефіцієнти виграшу за потужністю втрат, наведені на рис. 5 *e*.

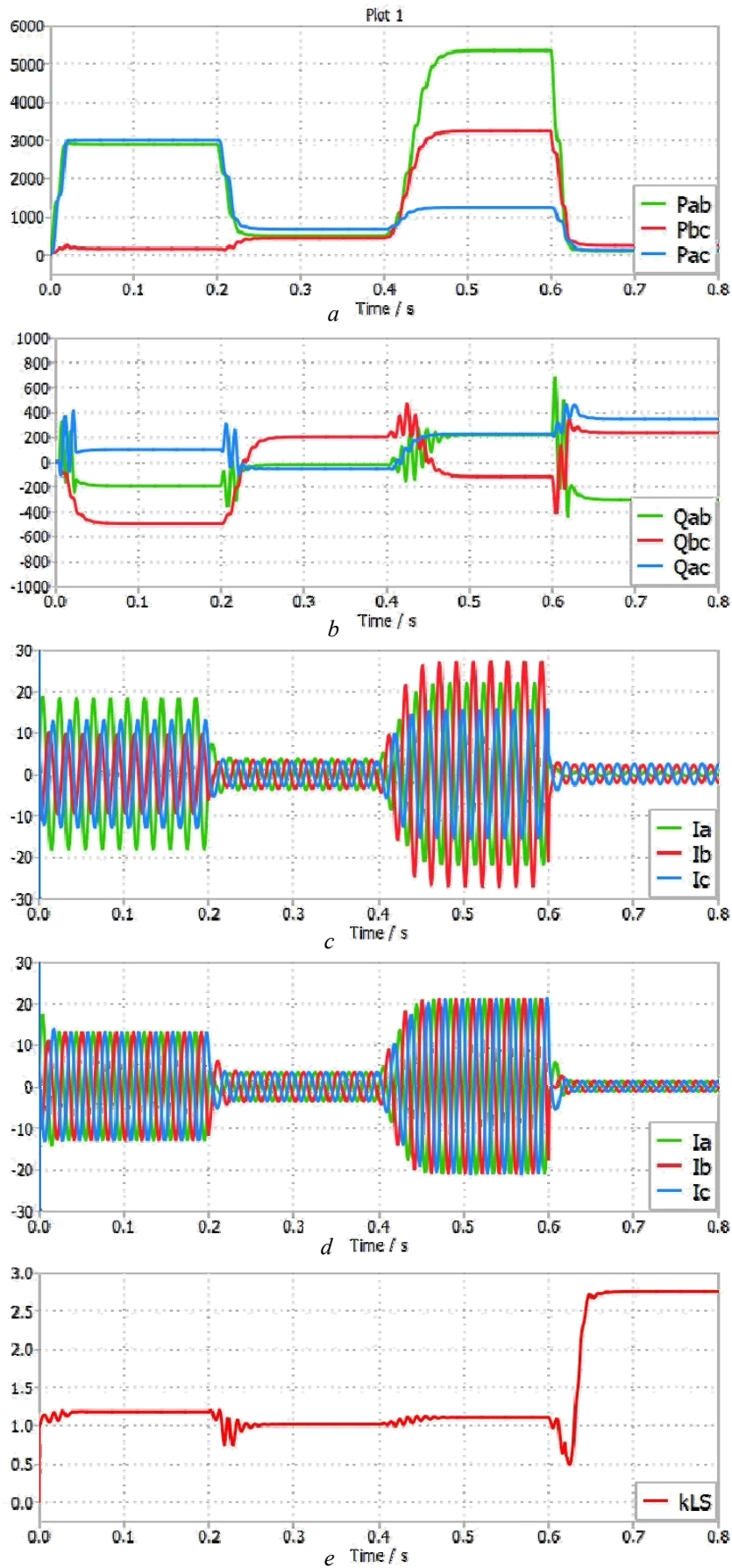


Рис 5. Часові діаграми роботи трифазної системи електроживлення зі змінюваним несиметричним лінійним навантаженням
a, b – активні й реактивні потужності навантажень окремих фаз;
c, d – струми лінії передачі за відсутності та наявності активної фільтрації;
e – коефіцієнт виграшу за потужністю інтегральних втрат

У цілому комп'ютерне моделювання підтвердило ефективність способу активної фільтрації на основі вимірювання активних та реактивних потужностей окремих фаз.

Висновки. 1. Показано, що стратегія активної фільтрації трифазної трипровідної системи електроживлення на основі формування в лінії передачі вектора миттєвого активного струму класичних теорій миттєвої потужності веде до появи третьої гармоніки споживаних струмів, навіть для лінійного несиметричного навантаження.

2. Встановлено, що діюче значення цієї третьої гармоніки споживаних струмів пропорційне середньоквадратичному значенню інтегральних ортогональних складових потужності небалансу.

3. Показано, що додаткова фільтрація пульсуючої складової миттєвої реактивної потужності споживаного трифазного струму усуває проблему третьої гармоніки та за ефективністю дії повністю еквівалентна паралельній активній фільтрації за інтегральними ортогональними складовими потужності небалансу.

4. Запропоновано новий спосіб паралельної активної фільтрації за інтегральними ортогональними складовими потужності небалансу, верифікований комп'ютерним моделюванням, що використовує активні та реактивні потужності окремих фаз трифазної трипровідної системи електроживлення.

Фінансується за держбюджетною темою «Дослідження методів підвищення ефективності систем електроживлення з джерелами розосередженої генерації шляхом розроблення нових способів побудови та керування напівпровідниковими компенсаторами збурень і неактивних складових потужності» (шифр «АДАПТЕР-2»), що виконується за Постановою Бюро ВЕЕТ НАН України від 10.07.2024 р. Протокол № 3. Державний реєстраційний номер роботи 0125U000014. КПКВК 6541030.

1. Adrian A. Adăscălitei, Alexander E. Emanuel. Evolution of the Electric Power Compensation Definitions. *Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering series*. 2015. No 39. Pp. 206–211.
2. Artemenko M.Yu., Chopyk V.V., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A. Chapter Power Quality Assessment and Improvement of Grid-tied Distributed Generation Systems. In book: *Electric Vehicles and Distributed Generation – Microgrid*. 2025. Pp. 89–146. DOI: <https://doi.org/10.1201/9788770046152-4>
3. Fryze S. Moc czynna, bierna i pozorna układu 3-fazowego o odkształconych przebiegach napięć fazowych i prądów przewodowych. *Wybrane zagadnienia teoretycznych podstaw elektrotechniki*. PWN, Warszawa, Wrocław. 1966. Pp. 250–256.
4. Depenbrock M. The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations. *IEEE Trans. Power Syst.* 1993. Vol. 8. No. 2. Pp. 381–387. DOI: <https://doi.org/10.1109/59.260849>
5. Czarnecki L.S. Currents' physical components (CPC) concept: A fundamental of power theory. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2008. Vol. 84. No. 6. Pp. 28–37. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISNCC.2008.4627483>
6. Tenti P. and Mattavelli P. A time-domain approach to power term definitions under non-sinusoidal conditions. Proc. 6th Int. Workshop Power Definitions Meas. Under Non-Sinusoidal Conditions, Milan, Italy, 2003. Pp. 1–10.
7. Malengret M. and Trevor Gaunt C. Active Currents, Power Factor, and Apparent Power for Practical Power Delivery Systems. *IEEE Access*. 2020. Vol. 8. Pp. 133095–133113. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3010638>
8. Akagi H., Kanazawa Y. and Nabae A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. Proc. *IEEJ Int. Power Electron. Conf. (IPEC)*, Tokio, Japan, 1983, Pp. 1375–1386.
9. Herrera R.S. and Salmeron P. Instantaneous reactive power theory: A comparative evaluation of different formulations. *IEEE Trans. Power Del.* 2007. Vol. 22. No 1. Pp. 595–604. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2006.881468>
10. Kim H. and Akagi H. The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames. Proc. *IEEE Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, Hong Kong. Jul. 1999. Pp. 422–427. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDS.1999.794600>
11. Soares V. Verdelho P. and Marques G.D. An instantaneous active and reactive current component method for active filters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2000. Vol. 15. No 4. Pp. 660–669. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.849036>
12. Zheng Peng F. and Lai J.-S. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 1996. Vol. 45. No 1. Pp. 293–297. DOI: <https://doi.org/10.1109/19.481350>
13. Peng Fang Z., Hao Huang, Tolbert Leon M., Lehman Brad and Yu Ann Li. Spacetime pq theory for AC and DC electric power systems. *Scientific Reports*. 2025. Vol. 15. Article number: 8169. 2025. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41598-025-90021-3>

14. Czarnecki L.S. On some misinterpretations of the instantaneous reactive power p-q theory. *IEEE Trans. Power Electron.* 2004. Vol. 19. No 3. Pp. 828–836. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.826500>.
15. Li Q., Peng G., and Mao C. The comparative study of instantaneous power theory in three-phase three-wire systems. Proc. *IEEE 3rd Conf. Energy Internet Energy Syst. Integr.* (EI2), Changsha, China, Nov. 2019. Pp. 1293–1298. DOI: <https://doi.org/10.1109/EI247390.2019.9062059>.
16. Artemenko M.Yu., Polishchuk S.Y., Chopyk V.V., Mikhalsky V.M., Shapoval I.A. Integral power theory and active filtering using the α - β reference frame. *IEEE Access.* 2024. Vol. 12. Pp. 60004–60014. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3393767>
17. Artemenko M.Yu., Chopyk V.V., Mikhalsky V.M., Shapoval I.A., Polishchuk S.Y. The unbalance power identification in the three-phase four-wire power supply system for the needs of its distributed compensation. *Tekhnichna Electrodynamika.* 2022. No 2. Pp. 12–20. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.012>
18. On Approval of the Concept of Building Automated Electricity Metering Systems in the Energy Market. Order of 17.04.2000 N 32/28/28/276/75/54 of the Ministry of Fuel and Energy of Ukraine. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v0032558-00> (Accessed 24.04.2025). (Ukr)
19. Artemenko M.Yu., Kostiuk R.Yr. Power factor and efficiency of three-phase power supply systems under linear asymmetric load. *Electronics and Communication.* 2015. No. 6. Pp. 17–23. (Ukr)
20. Mikhaïlo Artemenko, Yuri Kutafin. Measurement and compensation of unbalance powers in the coordinate system of the two-wattmeter method. Bulletin of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University. 2022. No 6(137). Pp. 22–28. DOI: <https://doi.org/10.32782/1995-0519.2022.6.2> (Ukr)

OVERCOMING THE THIRD HARMONIC PROBLEM IN THE THEORY OF ACTIVE FILTRATION OF THREE-PHASE THREE-WIRE POWER SUPPLY SYSTEMS

M.Yu. Artemenko¹, Yu.V. Kutafin¹, P.B. Fedorchenko¹, V.V. Chopyk², I.A. Shapoval²

1 – National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Beresteiskyi ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine

2 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteiskyi ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine

e-mail: artemenko_m_ju@ukr.net

In this paper the mechanism of occurrence and a quantitative assessment of the third harmonic effect in the instantaneous active current vector of a three-phase power supply system with symmetrical sinusoidal source voltages in the presence of line load asymmetry are elucidated. It is shown that additional filtering of the instantaneous reactive power pulsating component of the consumed three-phase current eliminates the problem of the third harmonic and fully corresponds to shunt active filtering by the integral orthogonal components of the unbalance power. A new method of shunt active filtering by integral orthogonal components of unbalance power is proposed, which uses the active and reactive powers of individual phases of a three-phase three-wire power supply system. Computer simulations have confirmed the effectiveness of the active filtering method based on the measurement of active and reactive powers of individual phases. Ref. 20, fig. 5.

Keywords: shunt active filter, instantaneous active current, unbalance power, active and reactive powers of individual phases.

Надійшла: 31.03.2025

Прийнята: 28.04.2025

Submitted: 31.03.2025

Accepted: 28.04.2025

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИDOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.093>**STRUCTURAL OPTIMIZATION OF CONTACTLESS MAGNETOELECTRIC TACHOGENERATORS****V.G. Kireyev***, **K.P. Akinin****, **I.S. Petukhov*****, **A.A. Filomenko******

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskiy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: kvg2016@ukr.net

The paper is devoted to the structural optimization of brushless tachogenerators with permanent magnets on the rotor and a smooth slotless stator. The structures of rotors with surface-mounted magnets, with tangentially magnetized magnets, as well as with radially and tangentially magnetized magnets mounted on the magnetic core are considered. The effect of changing the rotor parameters on the form of the curve and the pulsation coefficient of the rectified EMF when installed in a stationary stator structure is analyzed. Recommendations are given for choosing the configuration of a brushless magnetoelectric tachogenerator with the lowest EMF pulsation. Ref. 9, fig. 8.

Keywords: brushless magnetoelectric tachogenerator, pulsation coefficient, slotless stator, permanent magnet.

An integral part of many automatic electromechanical feedback systems is the device for measuring the angular speed of the actuator motor. Such angular speed sensors can be very different in their operating principle.

One of the known subtypes of such devices is electromechanical tachogenerators, at the output of which an isolated analog voltage signal is formed proportional to the angular speed of the rotating motor. For many decades, tachogenerators have traditionally been based on a DC generator with mechanical brushes [1, 2, 3, 4]. Such devices are currently used in the mechanical industry, robotics, military equipment and other industries. The advantage of collector tachogenerators is their ease of use, since they do not require any additional signal converters in the control system, and information about the rotation speed of the actuator motor is obtained by measuring the DC voltage induced in the stator windings and converted by the brush-collector unit. At the same time, the presence of a mechanical commutator in a collector tachogenerator limits its operating life and causes a drop in voltage and pulsation on the sliding contact.

An effective solution to eliminate the shortcomings of a collector tachogenerator is to use a brushless synchronous multiphase magnetoelectric generator. However, in this case, there is a task of generating an output analog signal. To improve the quality of this signal, many approaches to implementing a brushless electric machine and signal conversion circuits are used [5-8].

One of the options for implementing a brushless tachogenerator is to choose its structure with a smooth slotless stator [9]. A distinctive feature of this design is that the stator winding is not located in slots, but is installed on a smooth cylindrical surface of the stator magnetic circuit. Compared with a slot design, this arrangement significantly reduces the winding inductance, which in turn leads to improved switching and increased response time due to a decrease in the electromechanical time constant. The absence of slots on the stator eliminates the occurrence of EMF pulsations caused by uneven magnetic conductivity of the air gap. To compensate for a significant non-magnetic gap consisting of the air gap's length and the stator winding's thickness, high-energy magnets made of NdFeB composition are used on the rotor. These magnets have a relative magnetic permeability close to the magnetic permeability of air, which also helps to reduce the inductance of the winding. In addition, neodymium magnets have high temperature stability within the operating temperature range - from -0.09% to -0.13% per degree Celsius. This means that

as the temperature increases, the magnet force decreases, and vice versa. Such a change in induction affects the magnitude of the stator EMF, but does not affect the shape of the output characteristic of the tachogenerator. Therefore, this study does not consider parameter changes caused by temperature fluctuations.

The purpose of the paper is the structural optimization of brushless magnetolectric slotless tachogenerators to minimize the pulsations of rectified EMF induced in the stator winding and to develop recommendations for choosing the structure of tachogenerators for various applications.

Main materials and research. A brushless magnetolectric tachogenerator [7] is generally an m-phase AC electric machine. Fig. 1 conventionally shows a three-phase system of EMF of stator windings, which in the simplest case are described by sinusoidal functions

$$e_A = k_m \omega \sin \theta; e_B = k_m \omega \sin(\theta - 2\pi/3); e_C = k_m \omega \sin(\theta - 4\pi/3), \quad (1-3)$$

where k_m , ω are the constant coefficient and the angular speed of rotation of the generator rotor; θ is the electrical angle of rotation of the rotor shaft, which is determined as $\theta = p\omega t$, where p is the number of pairs of rotor poles; t is time.

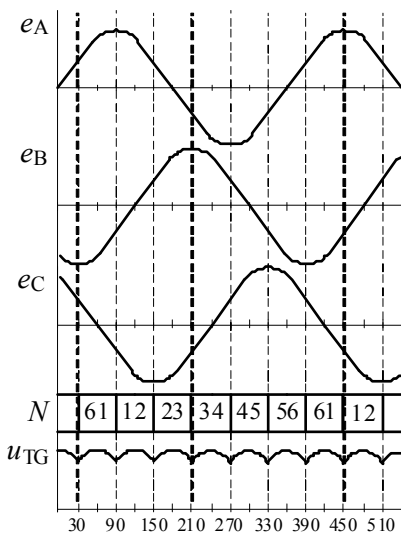


Fig. 1. Three-phase system of stator windings EMF

To form an analog voltage signal proportional to the angular speed of the rotating motor, a three-phase bridge active rectifier is used based on controlled keys with two-way conductivity, for example MOSFETs (Fig. 2). The conductivity intervals of the controlled keys are indicated in Fig. 1 by the letter N, which denotes the numbers of the included pairs of transistors. In this case, the output signal u_{TG} of the tachogenerator rectifier at each repeatability interval of 60 electrical degrees is described as the sum of two phase EMFs, for example, at interval N=61, with the sixth and first transistors turned on, two variables are summed – e_A and e_B .

The main problem in developing brushless tachogenerators is the presence of pulsations in the output rectified signal due to the peculiar form of the phase variables of the stator EMF. To assess the quality of the rectified signal of the tachogenerator, a pulsation coefficient is used, which can be calculated using simple formulas based on the parameters of the induced EMF in the stator windings

$$k_p = 100 \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}} = 100 \frac{2E_{60} - E_{90} - E_{30}}{2E_{60} + E_{90} + E_{30}},$$

where U_{max} , U_{min} are the maximum and minimum values of the output signal; E_{30} , E_{60} , E_{90} are the EMF values in the tachogenerator phase at 30, 60 and 90 electrical degrees on the first quarter of the half-wave of the EMF curve [8].

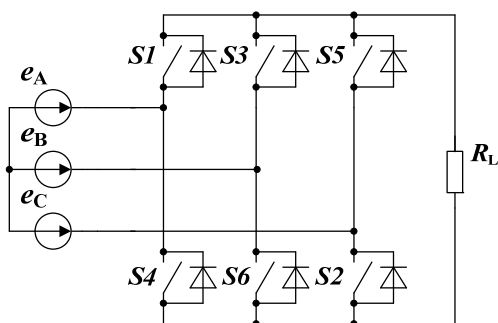


Fig. 2. Three-phase bridge active rectifier based on controlled keys with two-way conductivity

One of the ways to overcome the pulsation problem is to choose such an EMF form that the output pulsations are minimal. Based on expression (1), the pulsation coefficient k_p reaches its minimum at $E_{30}=E_{60}=E_{90}$ and at $E_{60}=E_{90}+E_{30}$, which corresponds to the trapezoidal and triangular forms of the EMF.

Another important indicator of the tachogenerator is the output characteristic slope equal to the ratio of the average value of the output signal to the rotor speed. The higher this value, the more sensitive the tachogenerator and the better it responds to speed changes. Based on this, the trapezoidal form of the EMF is preferable to the triangular one since, with equal

amplitude values, their average values differ by almost two times. The output signal can also be increased by reducing the cross-section of the winding wire and winding a larger number of turns in the winding, but technological restrictions on the minimum permissible cross-section of the conductor limit the possibility of its manufacture. Therefore, in the future, the authors consider various design solutions for magnetoelectric tachogenerators to obtain a phase EMF form as close as possible to the trapezoidal one.

For comparative analysis, slotless magnetoelectric machines with identical stators and with different, most popular, designs of six-pole rotors were selected. Fig. 3 shows the structure of a tachogenerator with surface-mounted magnets on the rotor, which consists of a shaft 1, a rotor magnetic circuit 2 installed on it and permanent magnets 3, as well as symmetrical three-phase stator windings 4, fixed in an air gap d on the inner surface of the slotless stator magnetic circuit 5.

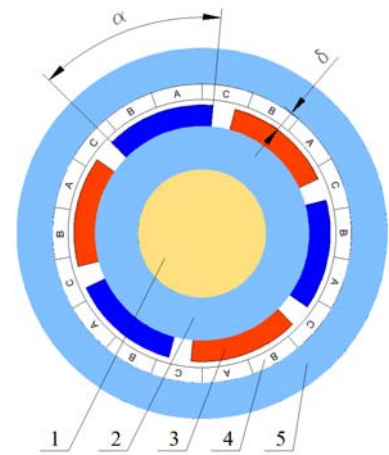


Fig. 3. Tachogenerator with surface mounted magnets on the rotor

At the first stage, using the COMSOL Multiphysics software package, we will analyze the dependence of the EMF pulsation coefficient on the angular size of the magnet. We will assume that the length of the tachogenerator significantly exceeds its diameter and the edge effects can be neglected. This will allow us to limit ourselves to considering the problem in a two-dimensional formulation.

As a result of modeling a tachogenerator with some arbitrarily specified sizes of its components, the number of turns and the rotation speed, a family of EMF curves induced in one phase of the stator as a function of the angular size of the magnet α (Fig. 4a) was obtained, and the pulsation coefficients $k_p(\alpha)$ were calculated (Fig. 4b). The EMF curves as a function of the angular size of the magnet α from 10° to 60° , respectively, are designated by numbers from 1 to 5.

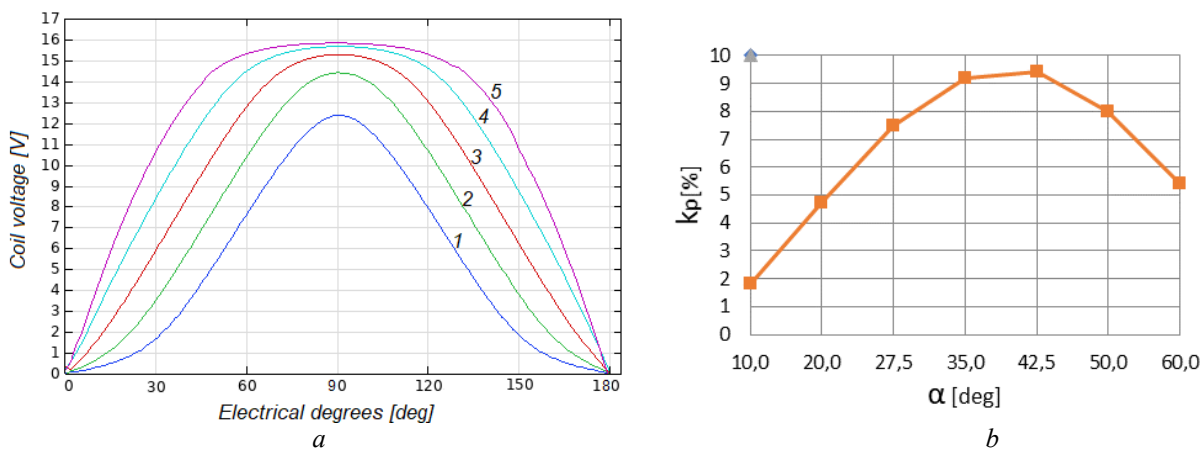


Fig. 4. Stator phase EMF (a) and the pulsation coefficient $k_p(\alpha)$ (b)

The graphs show that the smaller the angular size of the magnet, the closer the EMF form is to a triangle, and with an increase in the angle α , the curve acquires trapezoidal outlines. The same tendency, following (1), is reflected in the dependence of the pulsation coefficient on the angle α . From this, we can conclude that to obtain a trapezoidal EMF form with a given distribution of windings on the stator, the angular size of the magnet α must be maximum, i.e. equal to π/p , where p is the number of pole pairs.

In addition to the rotor design shown in Fig. 3, we will consider two more rotor designs - a rotor with tangentially magnetized magnets and ferromagnetic inserts (Fig. 5 a), and a rotor with built-in magnets that form poles (Fig. 5 b). In order not to complicate the comparative analysis, we will not use relative units of measurement, but will specify specific dimensions and parameters of

tachogenerators. This approach will allow us to display each structure's quantitative and qualitative aspects more clearly.

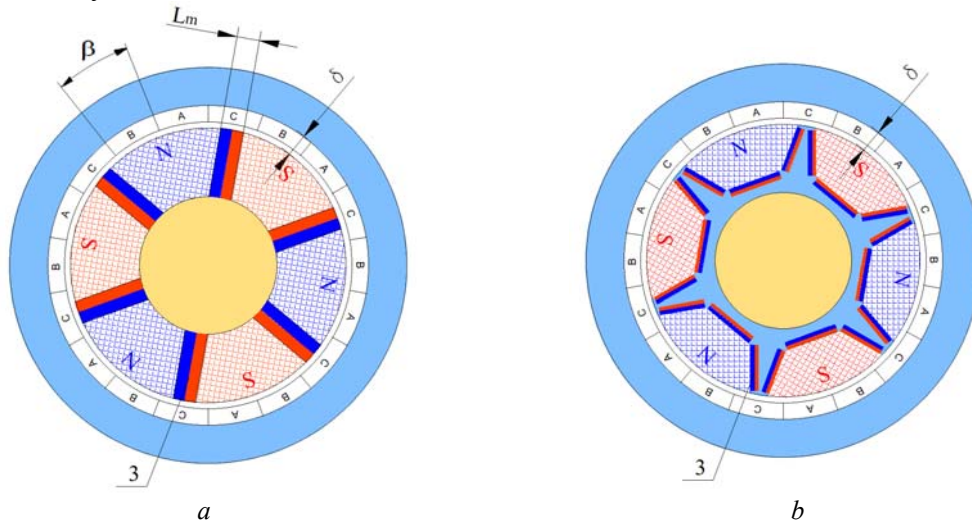


Fig. 5. Structure of a tachogenerator with tangentially magnetized (a) and built-in magnets (b) on the rotor.

All three design options have the same stator, with a three-phase winding wound with a wire of 0.45 mm in diameter; the technological gap between the stator and the rotor is 0.8 mm. The rotor diameter is the same and equals 36 mm. To excite the magnetic field, neodymium magnets of the VMN-42N brand are used, and the volume of magnetic material used in each rotor is the same, so the length of the magnets L_m in each design is different. The rotor speed is taken to be 200 rpm. We select ferromagnetic materials for magnetic circuits and their dimensions according to the criterion of absence of saturation, to prevent distortion of the magnetic field pattern.

As a result of the simulation, the values of the induced EMF in the phase of each of the tachogenerators were obtained with varying winding layer thickness. Fig. 6 shows the EMF curves in tachogenerators with surface mounted of magnets on the rotor (Fig. 6a), with tangential magnetization of magnets (Fig. 6b) and with built-in magnets (Fig. 6c). Numbers 1, 2, 3, 4 indicate the dependences of the EMF on the air gap size, changing from 1 mm to 7 mm with an interval of 2 mm. The dependences of the pulsation coefficients calculated by formula (1) on the air gap size d are shown in Fig. 7.

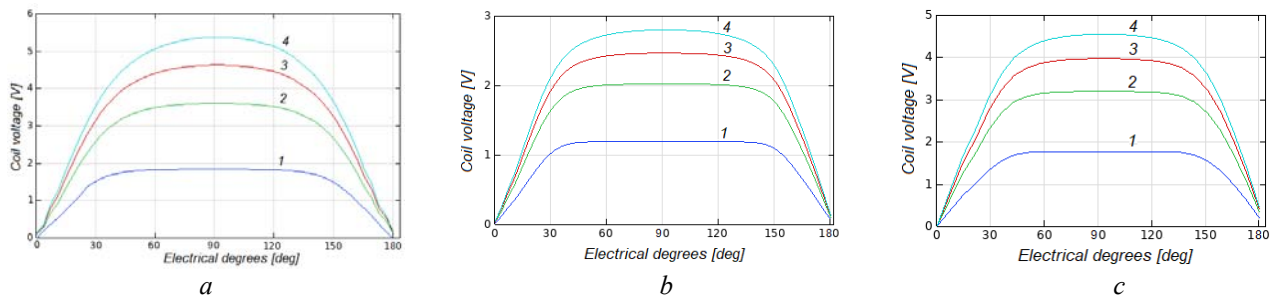


Fig. 6. Phase EMF of tachogenerators with surface mounted magnets on the rotor (a), with tangentially magnetized (b) and with built-in (c) magnets

It is obvious that the rotor design with tangentially magnetized magnets ensures the operation of the tachogenerator with the lowest pulsation of the rectified output voltage. At the same time, its amplitude is approximately 35% lower than when using the other two structures, which decreases the steepness of the output characteristic and limits the possibilities of using such a design in automatic systems with low rotation speeds of the actuator motor.

Further reduction of the pulsation level is possible by changing the design of the stator windings. In particular, in the above stator structure, it is possible to change the cross-sectional area of the active zone of the coils of each phase by reducing the angle β (Fig. 5 a) while maintaining the value of the pole division. This will lead to the maximum approximation of the law of change in the flux linkage of the stator coils with the rotor pole field to a triangular form, and the phase EMF, in turn, to a trapezoidal distribution law. Ideally, the angle β should tend to 0, since only in this case the maximum flux linkage of the rotor flux with the stator coil is achieved, and when the rotor rotates at a constant speed, as well as uniformly distributes the magnetic induction flux over the pole surface, the derivative of the mutual flux linkage will have the shape of a trapezoid with a wide upper section. For real coils formed by finite-section conductors, the law of flux linkage change will differ from linear, which in turn will lead to a distortion of the trapezoidal distribution of the EMF.

The graphs of the change in the output signal pulsation coefficient in Fig. 8 clearly demonstrate that with a decrease in the angular size of the cross-section of the active part of the stator coils β leads to a decrease in pulsations up to their complete disappearance. However, as a result of reducing the angle β , the cross-sectional area of the stator coils also decreases, and, consequently, the number of turns in the phase. The steepness of the output characteristic also decreases, and the sensitivity of the tachogenerator drops.

Another way to achieve minimum pulsation of the tachogenerator output signal is to increase the number of phases. However, such a solution complicates the design of the stator windings and the circuit of the semiconductor rectifier. At the same time, the influence of the considered tachogenerator structures on the pulsation coefficient remains the same.

Conclusions. The study showed that the lowest coefficient of pulsation of the output signal of a brushless slotless tachogenerator is achieved when using a rotor with tangential magnetization of magnets. It was also established that in order to obtain a trapezoidal form of the EMF induced in the stator windings, the thickness of the winding layer and the angular size of the cross-section of the active part of the stator coils, with equal pole divisions of the phase windings of the stator and rotor, should be minimal. It should also be noted that, with worse pulsation indicators of the tachogenerator signal, structures with rotors with surface mounting of magnets and with built-in magnets have a steeper output characteristic and, accordingly, better sensitivity when measuring changing rotation speed.

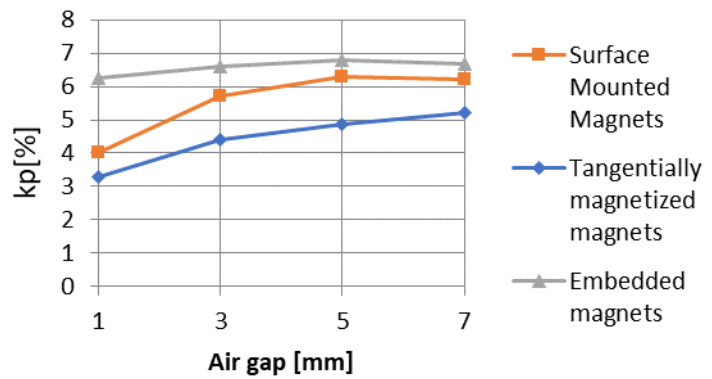


Fig. 7. Dependences of the output signal pulsation coefficient on the air gap value d

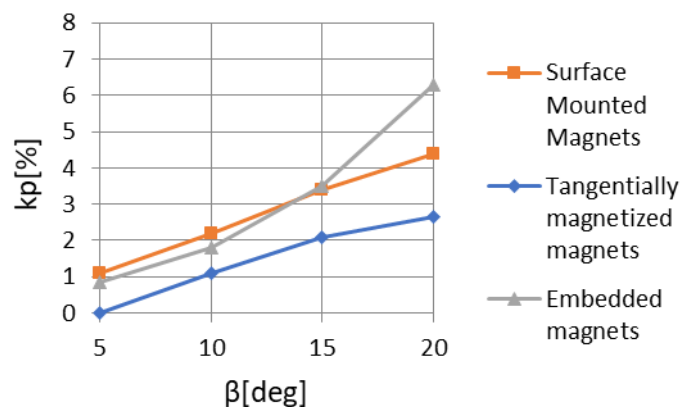


Fig. 8. Dependences of the output signal pulsation coefficient on the angular size of the stator coil cross-section β

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

2. Lazarev G.V., Lanovoy G.V., Sanchenko A.V. DC electric machines for special-purpose electric drives. *Electrical Engineering and Electromechanics*. 2002. No 1. Pp. 40–42.
3. Top, A., Çakmak, O., & Gökbulut, M. (2017). Tachogenerator DC motor speed control with PID and fuzzy logic. *Journal of Engineering and Technology*, 2017. 1(1). Pp. 24–31.
4. Sekine, Hideomi, et al. A compensation method of ripple voltage on DC tachogenerator. *Electrical engineering in Japan*, 1992, 112.2: Pp. 124–131.
5. Hamdy, Ragi A. Utilization of reluctance type mixed pole machine as a tachogenerator. *Alexandria Engineering Journal*, 2009, 48.5: Pp. 551–559.
6. Safiullin, Ruzil A.; Yangirov, Ilgiz F. Tachogenerator for processing Signals and Data from Electrical Machine. In: 2020 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE). IEEE, 2020. Pp. 1–5.
7. Corbett, A. E. An axial airgap brushless DC tachogenerator. In: IEE Colloquium on Instrumentation of Rotating Electrical Machines. IET, 1991. Pp. 3/1–3/3.
8. Lebedev N.I., Gandshu V.M., Belyaeva S.A., Yavdoshak Ya.I. Research of brushless tachogenerators for electric drives of machine tools and robots. *Brushless electric motors with semiconductor devices*. Leningrad: VNIIElektromash, 1985. Pp. 102–115. (Rus).
9. Akinin K.P., Kireyev V.G., Petukhov I.S., Filomenko A.A. Experimental studies of brushless magnetolectric tachogenerators. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2024. Issue 68. Pp. 114–121. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2024.68.114>

СТРУКТУРНА ОПТИМІЗАЦІЯ БЕЗКОНТАКТНИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ТАХОГЕНЕРАТОРІВ

В.Г. Кіреєв, К.П. Акинін, І.С. Петухов, А.А. Філоменко

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: kvg2016@ukr.net

Статтю присвячено структурній оптимізації безконтактних тахогенераторів із постійними магнітами на роторі та гладким безпазовим статором. Розглянуто структури роторів з поверхневою установкою магнітів, з тангенціально намагніченими магнітами, а також з вмонтованими в магнітопроводи радіально та тангенціально намагніченими магнітами. Проаналізовано вплив зміни параметрів роторів на форму кривої та коефіцієнт пульсацій випрямленої ЕРС при встановленні їх у незмінну конструкцію статора. Дано рекомендації щодо вибору конфігурації безконтактного магнітоелектричного тахогенератора з найменшою пульсацією ЕРС. Бібл. 9, рис. 8.

Ключові слова: безконтактний магнітоелектричний тахогенератор, коефіцієнт пульсацій, безпазовий статор, постійний магніт.

1. Справочник по электрическим машинам: в 2 т. Т.2 / под общ. ред. И.П. Копылова, Б.К. Клокова. Москва: Энергоатомиздат, 1989. 688 с.
2. Лазарев Г.В., Лановой Г.В., Санченко А.В. и др. Электрические машины постоянного тока для электропривода специального назначения. *Электротехника и Электромеханика*. 2002. № 1. С. 40–42.
3. Top, A., Çakmak, O., & Gökbulut, M. (2017). Tachogenerator DC motor speed control with PID and fuzzy logic. *Journal of Engineering and Technology*, 2017. 1(1). Pp. 24–31.
4. Sekine, Hideomi, et al. A compensation method of ripple voltage on DC tachogenerator. *Electrical engineering in Japan*, 1992, 112.2: Pp. 124–131.
5. Hamdy, Ragi A. Utilization of reluctance type mixed pole machine as a tachogenerator. *Alexandria Engineering Journal*, 2009, 48.5: Pp. 551–559.
6. Safiullin, Ruzil A.; Yangirov, Ilgiz F. Tachogenerator for processing Signals and Data from Electrical Machine. In: 2020 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE). IEEE, 2020. Pp. 1–5.
7. Corbett, A. E. An axial air gap brushless DC tachogenerator. In: IEE Colloquium on Instrumentation of Rotating Electrical Machines. IET, 1991. Pp. 3/1–3/3.
8. Лебедев Н.И., Гандшу В.М., Беляева С.А., Явдощак Я.И. Исследование бесконтактных тахогенераторов для электроприводов станков и роботов. Бесколлекторные электродвигатели с полупроводниковыми устройствами. Ленинград: ВНИИЭлектромаш, 1985. С. 102–115.
9. Акинін К.П., Кіреєв В.Г., Петухов І.С., Філоменко А.А. Експериментальні дослідження безконтактних магнітоелектричних тахогенераторів *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2024. Вип. 68. С. 114–121.

Надійшла: 14.04.2025

Прийнята: 28.04.2025

Submitted: 14.04.2025

Accepted: 28.04.2025