НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ "ЗАПОРІЗЬКА ПОЛІТЕХНІКА"



Науковий журнал

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА та ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

№2'2025

Засновано національним університетом "Запорізька політехніка" у травні 1999 року

Виходить 4 рази на рік

Запоріжжя

2025

Головний редактор	д-р техн. наук
	Яримбаш Д.С.
Заст. гол. редактора	д-р техн. наук
	Тиховод С.М.
Відповідальний	канд. техн. наук
секретар	Коцур М. I.
ЗАКОРЛОННІ ЧЛЕНИ	релакцийної

ЗАКОРДОННІ ЧЛЕНИ РЕДАКЦІИНОІ КОЛЕГІЇ

Yunus Biçen, Ph.D, університет Дюздже, Туреччина;

Zgraja Jerzy, Ph.D, професор Лодзького технологічного університету, Лодзь, Польща; Biro, Oszkar, Ph.D, професор інституту основ і теорії електротехніки Грацького технічного, Грац, Австрія;

Zurek Stan, Ph.D., науковий співробітник, Кардіффський університет, Кардіфф, Великобританія;

Sebastian Tomy, Ph.D, професор університету Торонто, м. Торонто, Канада, технічний експерт корпорації "Motor Drives and Control Group", Бей-Сіті, Мічиган, США;

Arturi, Cesare Mario, Ph.D., професор політехнічного університету Мілана, Італія;

Ronseero-Clemente Carlos, Ph.D., професор факультету Електроенергетика та електронні системи, Університет Естремадури, м. Бадахос, Іспанія;

José Roberto Camacho, PhD, професор електротехніки в Uberlandia федеральний університет, Бразилія;

Mohamed Ahmed Moustafa Hassan, Ph.D., професор кафедри електротехніки та електроенергетики, Каїрський університет, Гіза, Єгипет.

Включено до переліку наукових фахових видань України (наказ МОНУ № 409 від 17.03.2020 р., наказ МОНУ № 1471 від 26.11.2020 р.)

ЧЛЕНИ РЕДАКЦІЙНОЇ КОЛЕГІЇ (Україна)

Загірняк М. В., д-р техн. наук, проф., Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, м. Кременчук, Україна; Зірка С. Є., д-р техн. наук, проф., Дніпровський національний університет імені Олеся Гончара, м. Дніпро, Україна; Мілих В. І., д-р техн. наук, проф., Національний технічний університет «ХПІ», м. Харків, Україна; Жильцов А. В., д-р техн. наук, проф., Національний університету біоресурсів і природокористування України, м. Київ, Україна; Паранчук Я. С., д-р техн. наук, проф., Національний університет "Львівська політехніка", м. Львів, Україна; Толочко О. І., д-р техн. наук. проф., Київський політехнічний інститут імені І. Сікорського", м. Київ, Україна; Бушер В. В., д-р техн. наук, проф., Одеський національного політехнічного університету, м. Одеса, Україна; Андрієнко П. Д., д-р техн. наук, проф., НУ «Запорізька політехніка», м. Запоріжжя, Україна; Зіновкін В. В., д-р техн. наук, проф., НУ «Запорізька політехніка», м. Запоріжжя, Україна; Мороз Ю. I., канд. техн. наук, доц., Дніпровський національний університет імені Олеся Гончара, м. Дніпро, Україна; Коцур І. М., канд. техн. наук, доц., НУ «Запорізька політехніка», м. Запоріжжя, Україна; Яримбаш С. Т., канд. техн. наук, доц., НУ «Запорізька політехніка», м. Запоріжжя, Україна; Шило Г. М., д-р техн. наук, доц., НУ «Запорізька політехніка», м. Запоріжжя, Україна; Фурманова Н. І., канд. техн. наук, доц., НУ «Запорізька політехніка», м. Запоріжжя, Україна; Пархоменко А. В., канд. техн. наук, доц., НУ «Запорізька політехніка», м. Запоріжжя, Україна; Щербовських С. В., д-р. техн. наук, доц., Національний університет «Львівська політехніка», м. Львів, Україна; Мартинюк В. В., д-р. техн. наук, проф., Хмельницький національний університет, м. Хмельницький, Україна; Кочан В. В., канд. техн. наук, доц., Тернопільський національний економічний університет, м. Тернопіль, Україна; Глоба Л. С., д-р. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна; Скулиш М. А., канд. техн. наук, с.н.с., Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна, **Назарова О.С.**, канд. техн. наук, доц. НУ «Запорізька політехніка», м. Запоріжжя, Україна; **Безверхня Ю.С.,** доктор філософії, ст. викладач НУ «Запорізька політехніка», м. Запоріжжя, **Укра**їна.

Журнал включено до міжнародних наукометричних баз, каталогів та систем пошуку: Index Copernicus, CrossRef; Directory of Open Access Journals (DOAJ); OpenAIRE; Public Knowledge Project (PKP); ResearchBib -Academic Recource Index; Scientific Indexing Services (SIS); Ulrich's Periodicals Directory; WorldCat; Наукова періодика України – проект Національної бібліотеки України імені В. І. Вернадського (НБУВ).

> У науковому журналі друкуються результати фундаментальних та прикладних досліджень, зокрема результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук у галузі електротехніки та електроенергетики у відповідності з рубриками: 1. Електротехніка; 2. Електроенергетика; 3. Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології.

Журнал розповсюджується за Каталогом періодичних видань України (передплатний індекс – 22913)

Видавець: Національний університет "Запорізька політехніка", м. Запоріжжя. Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК №6952 від 22.10.2019р. Реєстрація суб'єкта у сфері друкованих медіа: Пантифікатор медіа: R30-05581.

сфері друкованих медіа: Реєстрація журналу:

Адреса редакції:

Журнал зареєстровано у Міністерстві юстиції України. Свідоцтво про державну реєстрацію КВ №24219-14059 ПР від 07.11.2019р. Редакційно-видавничий відділ. національний університет "Запорізька політехніка", вул. Університетська,

64, м. Запоріжжя, 69063, Україна. Телефон:+380(61)769-82-96 Факс: (061) 764-21-41 e-mail: rvv@zntu.edu.ua. Електрона адреса журналу http://ee.zntu.edu.ua E-mail: etae@ukr.net

Комп'ютерна верстка Дяченко О.О. Редактор англійських текстів Войтенко С.В. Журнал підписано до друку 04.06.2025 за рекомендацією вченої ради Національного університету "Запорізька політехніка" (протокол №11 від 13.06.2025 р.). Формат 60х84/8. Ум. Др. Арк. 6,98. Тираж 300 прим. Зам. №501.



Scientific journal

ELECTRICAL ENGINEERING & POWER ENGINEERING

№2'2025

Founded by Zaporizhzhia Polytechnic National University in May 1999

4 issues per year

Zaporizhzhia

2025

«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА»

Editor-in-chief	Prof., Sc.D.
	DmytroYarymbash
Associate Editor-in-chief	Assoc. prof., Sci.D.,
	Sergiy Tihovod
Senior secretary	Assoc. prof., Ph.D.
	Mikhailo Kotsur

FOREIGN MEMBERS OF EDITIONAL BOARD

Yunus Biçen, Ph.D. Duzce University, Turkey;

Prof. Jerzy Zgraja, Ph.D., Lodz University of Technology, Lodz, Poland;

Prof. Oszkár Bíró, Ph.D., Technical University of Graz, Graz, Austria;

Zurek, Stan, Ph.D., Research Associate, Cardiff University, Cardiff, United Kingdom;

Sebastian Tomy, Ph.D, Toronto University, Canada, (Technical Expert, Motor Drives and Control Group, Bay City, Michigan, USA);

Arturi Cesare Mario, PhD., Prof., Polytechnic University of Milan, Italy;

Carlos Roncero-Clemente, Ph.D., Prof., Universidad de Extremadura, Badajoz, Spain;

José Roberto Camacho PhD, Prof., Universidade Federal de Uberlandia, Brazil;

Mohamed Ahmed Moustafa Hassan, Ph.D., Prof., Cairo University, Giza, Egypt.

The journal has been included scientific professional editions of Ukraine (Order of the Ministry of Education and Science № 409 dated 17.03.2020, Order of the Ministry of Education and Science № 1471 dated 26.11.2020)

MEMBERS OF EDITIONAL BOARD (Ukraine)

M.V. Zagirnyak, Sc.D., prof., Kremenchuk Michaylo Ostrogradskiy National University; S. E Zirka, Sc.D., prof., Oles Honchar Dnipro National University, Dnipro, Ukraine; V. I. Milykh, Sc.D., prof., National Technical University "KhPI", Khrarkiv, Ukraine; A. V. Zhyltsov, Sc.D., prof., National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine; Ya. S. Paranchuk, Sc.D., prof., Lviv Polytechnic National University, Lviv, Ukraine; O. I. Tolochko, Sc.D. prof., Kyiv Polytechnic National Technical University, Kiev, Ukraine; V. V. Busher, Sc.D., prof., Odesa National Polytechnic University, Odesa, Ukraine; P. D. Andrienko, Sc.D., prof., Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia, Ukraine; V.V. Zinovkin, Sc.D., prof., Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia, Ukraine; Yu I. Moroz, Ph.D., assoc. prof., Oles Honchar Dnipro National University, Dnipro, Ukraine; I. M. Kotsur, Ph.D, assoc. prof., Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia, Ukraine; S. T. Yarymbash, Ph.D, assoc. prof., Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia, Ukraine; G. M. Shilo, Sci.D., assoc. prof., Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia, Ukraine; N. I. Furmanova, Ph.D., assoc. prof., Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia, Ukraine; A. V. Parkhomenko, Ph.D., assoc. prof., Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia, Ukraine; S. V. Shcherbovskykh, Sc.D., assoc. prof., Lviv Polytechnic National University, Lviv, Ukraine; V. V. Martynyuk, Sc.D., prof., Khmelnytsky National University, Khmelnitsky, Ukraine; V. V. Kochan, Ph.D., assoc. prof., Ternopil National Economic University, Ternopil, Ukraine; L. S. Globa, Sc.D. prof., Kyiv Polytechnic National Technical University, Kyiv, Ukraine; M. A. Skulish, Ph.D., assoc. prof., Kviv Polytechnic National Technical University, Kyiv, Ukraine; O.S. Nazarova, Ph.D., assoc. prof., Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia, Ukraine; Yu.S. Bezverkhnia, Ph.D., Senior Lecturer, Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia, Ukraine.

The journal included in the international scientometric databases, catalogs and search systems: Index Copernicus; CrossRef; Directory of Open Access Journals (DOAJ); Google Academy; OpenAIRE; Public Knowledge Project (PKP); ResearchBib - Academic Recource Index; Scientific Indexing Services (SIS); Ulrich's Periodicals Directory; WorldCat; Scientific Periodicals of Ukraine — the project of the National Library of Ukraine named V.I. Vernadsky (NBUV).

	The scientific journal publishes the results of fundamental and applied research, in particular the results of dissertation papers for obtaining the scientific degrees of a Sci.D. and a Ph.D. of technical sciences in the field of electrical engineering and electrical engineering in accordance with the headings: 1. Electrical engineering; 2. Power engineering; 3. Automation and computer integrated technologies.
	The journal is distributed by the Catalog of periodicals of Ukraine (subscription index - 22913)
Founder and editor:	Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia. Certificate of publisher Civil Code Ne6952 dated October 22, 2019.
Registration of an entity in	Decision of the National Council of Ukraine on Television and Radio Broadcasting No. 3040 of November
the field of print media:	7, 2024. Media ID: R30-05581.
Journal was registrated:	by the Ministry of Justice of Ukraine. Registration number KV № 24219-14059 PR dated November 7, 2019.
Address of editor and	Zaporizhzhia Polytechnic National University, st. Universitets'ka, 64, Zaporozhia, 69063, Ukraine. Phone:
editorial office:	+380(61)769-82-96 Fax: (061) 764-21-41 e-mail: rvv@zntu.edu.ua.
	F-address: http://ee.zntu.edu.ua: F-mail: etae@ukr.net

Computer layout Dyachenko O.O. Editor of English texts Voitenko S.V. The journal was signed on June 04, 2025 on the recommendation of the academic council of the Zaporizhzhia Polytechnic National University (Protocol No.11 dated June 13, 2025). Sheet size 60x84/8. Cond. Print. Sheets 6,98. Number of copies printed 300. Rep. № 501.

3MICT

І ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

Верещаго Є.М., Костюченко В.І., Джангиров М.В., Єременко А.П., Стогнієнко Є.В. Оптимізація параметрів ПІ-регулятора струму дуги засобами компьютерного моделювання
<i>Сподоба М.О., Сподоба О.О.</i> Дослідження енергетичних витрат на механічне змішування сировини у біогазовому реакторі
<i>Лущин С.П., Пахар Д.П.</i> Дослідження теплових процесів інвертора на базі IGBT модуля
<i>Середа О.Г., Жорняк Л.Б., Середа О.Г.</i> Підвищення захисних властивостей електрообладнання в шафах низької напруги комплектних трансформаторних підстанцій власних потреб АЕС

ІІІ АВТОМАТИЗАЦІЯ ТА КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНІ ТЕХНОЛОГІЇ

Василенко О.В., Сніжной Г.В.

Адаптивні моделі для FSBB перетворювача

CONTENTS

I ELECTRICAL ENGINEERING

<i>Vereshchago Y.M., Kostiuchenko V.I., Dzhanhyrov M.V., Yeremenko A.P., Stohniienko Y.V.</i> Optimization of arc current PI regulator parameters by software modeling
<i>Spodoba M.O., Spodoba O.O.</i> Research of energy expenditures for mechanical mixing of raw materials in a biogas reactor18
<i>Lushchin S.P., Paxar D.P.</i> Research of thermal processes of an IGBT module-based inverter
<i>Sereda O.G., Zhorniak L.B., Sereda O.G.</i> Improving the protective properties of electrical equipment in low-voltage cabinets of complete transformer substations auxiliaries NPP

III AUTOMATION AND COMPUTER INTEGRATED TECHNOLOGIES

Vasylenko O.V., Snizhnoi G.V.

УДК 621.314.26

ОПТИМІЗАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ ПІ-РЕГУЛЯТОРА СТРУМУ ДУГИ ЗАСОБАМИ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

- ВЕРЕЩАГО С.М. канд. техн. наук, доцент, професор кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: <u>venmkua@gmail.com</u>, ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0002-4370-7706</u>;
- КОСТЮЧЕНКО В.І. канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри суднових електроенергетичних систем Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: <u>vitalii.kostiuchenko@nuos.edu.ua</u>, ORCID: https://orcid.org/0000-0003-2128-2388;
- ДЖАНГИРОВ М.В. аспірант кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, е-mail: <u>max.dzhangirov@gmail.com</u>, ORCID: <u>https://orcid.org/0009-0006-1272-194X</u>;
- СРЕМЕНКО А.П. старший викладач кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, еmail: andrii.yeremenko@nuos.edu.ua, ORCID: https://orcid.org/0000-0002-8392-7623;
- СТОГНІЄНКО Є.В. аспірант кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: <u>yevhen.stohniienko@ukr.net</u>, ORCID: <u>https://orcid.org/0009-0002-6769-8784</u>;

Мета роботи. Сформувати комп'ютерну модель перетворювача, що працює на плазмову дугу, та визначити оптимальні значення коефіцієнтів ПІ-регулятора струму, що забезпечує оптимальне перемикання між режимами його роботи та високу якість процесів керування. При цьому використовувати програмні засоби MATLAB / Simulink.

Методи дослідження. Метод комп'ютерного моделювання, метод поділу – оптимальної фільтрації та оптимального детермінованого керування та методи налаштування регуляторів.

Отримані результати. Сформовано багаторівневу модель, визначено значення параметрів налаштування ПІ-регулятора струму, при якому в перетворювачі постійного струму спостерігається оптимальне перемикання між режимами його роботи та висока якість процесів керування. Аналітичні методи визначення параметрів PI-регулятора не дозволяють отримати оптимальні налаштування, оскільки базуються на сильно спрощених моделях, але їх застосування є необхідним для отримання попередніх налаштувань, без яких точне налаштування може зайняти багато часу. Встановлено, що оптимальний регулятор надає оптимальну протидію збуренням на вході та виході об'єкта та компенсує зміни параметрів аналогічним чином. Система має задовільний перехідний процес при ненульових початкових умовах у відповідь на заданий еталонний вплив і на зміну заданої точки, має хороші характеристики стійкості та мало чутлива до збурень та змін параметрів об'єкта.

Наукова новизна. Запропоновано підхід до визначення безперервної лінійної моделі силового перетворювача електричної енергії та наведено оптимальний вибір параметрів налаштування регулятора його системи керування, що становлять основу побудови будь-якої системи електроживлення плазмотрона, при яких забезпечується задана точність регулювання та швидкодії.

Практична цінність. Запропонований принцип вирішення задачі визначення коефіцієнтів ПІ-регуляторів може бути застосований для різних динамічних об'єктів, опис яких допустимо за допомогою лінійних та диференціальних рівнянь. Представлені в роботі результати можуть бути використані для проектування імпульсних джерел живлення для електротехнологій.

Ключові слова: система керування; робастна система; налаштування регулятора; плазмова дуга; оптимізація; комп'ютерна модель; ПІ-регулятор; визначення параметрів регулятора.

I. ВСТУП

Задача ефективного керування технологічними процесами, як і раніше, залишається актуальною. Одним із складових факторів комплексної проблеми

завдання керування є автоматична підтримка технологічних параметрів на заданому рівні. З цією метою широко використовують у промисловості типові ПІД-регулятори.

[©] Верещаго Є.М., Костюченко В.І., Джангиров М.В., Єременко А.П., Стогнієнко Є.В., 2025 Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0 International License (CC-BY-CA 4.0) DOI <u>https://doi.org/10.15588/1607-6761-2025-2-1</u>

Причинами їх високої популярності є простота побудови та промислового використання, вивченість властивостей та принципу дії, робастність у різних умовах роботи, а також придатність для вирішення більшості практичних завдань, низька вартість.

Водночас для реалізації своїх переваг типові регулятори вимагають налаштування. Налаштування ПІД-регулятора (визначення набору коефіцієнтів посилення, що забезпечують найкращу роботу замкнутої системи) є складним завданням. Зазвичай регулятори налаштовують вручну чи за допомогою формалізованих ітеративних процедур. Ручні методи забирають багато часу, а формалізовані ітеративні процедури не завжди сумісні, наприклад, з нестійкими об'єктами або з об'єктами з малою постійною часу.

Саме тому за даними Австрійської компанії «*B&R Industrie-Elektronik*» [1] лише 16 % регуляторів, що обслуговують промисловість, працюють добре, ще 16 % працюють відносно нормально, майже 32 % — погано або абияк і 36 % взагалі управляються вручну (рис. 1).



Рисунок 1. Діаграма використання методів налаштування

Незважаючи на досягнуті результати в галузі конструювання ПІД-регуляторів та накопичений практичного застосування, у виборі досвід їх параметрів продовжують використовуватися методи. проблемою емпіричні Основною при налаштуванні коефіцієнтів ПІД-регулятора € складність встановлення відповідності між показниками якості та робастності системи та коефіцієнтами регулятора [2], [3].

У цій роботі розглядаються і досліджуються деякі методи налаштування ПІ-регуляторів на конкретному прикладі і здійснюється оптимальне проектування ПІ-регулятора, що самоналаштовується в замкнутій системі регулювання струму дуги, використовучи програмні засоби *MATLAB* / Simulink.

II. АНАЛІЗ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Для налаштування промислових контролерів використовуються формульні методи [2], [3], що дозволяють здійснити налаштування по кривій розгону, отриманої експериментально. Ці методи зарекомендували себе простотою використання та часто використовуються для налаштування регуляторів [7], [8]. Але вони вимагають наявності адекватної моделі об'єкта керування [2], [3], що відбиває його зміну у всіх режимах роботи.

Можлива побудова регулятора, використовуючи сучасні апаратне та програмне забезпечення, спираючись на реальні передавальні функції, що описують різні технологічні процеси.

Автоматизоване налаштування параметрів виконується нижче за допомогою відомих інструментів *System Control Designer* з пакету *MATLAB*.

Довгий час налаштування параметрів регулятора здійснювалося евристичним ручним методом, що базується на інтуїції [9], [10].

Цікаво і важливо відзначити також, що оптимальне настроювання лінійних промислових регуляторів є багатокроковою процедурою [2] і дуже трудомістке. Саме тому за даними американської фірми *FOXBORO* (роботи Ф. Шінслі) у США 80% лінійних регуляторів, які обслуговують промисловість, налаштовані не оптимально.

У 90 – 95 % типів [1] регуляторів, які в даний час експлуатуються в різних галузях народного господарства, використано ПІД-алгоритм. При цьому 90 % їх працюють як ПІ-регулятори.

Вони мають такі переваги:

1. Забезпечують нульову статичну помилку регулювання (підтримка постійного струму за зміни напруги на навантаженні).

2. Досить прості в налаштуванні (налаштовуються лише два параметри: k_p та T_i). У такому регуляторі є можливість оптимізації $k_p / T_i \rightarrow$ тах, що забезпечує керування з мінімально можливою середньоквадратичною помилкою регулювання [3].

3. Мають малу чутливість до шумів у каналі виміру.

Коефіцієнт стабілізації (статичний) в ідеалі (без урахування похибки інтегратора та інших елементів) та вихідний опір стабілізатора струму дорівнюють нескінченності, оскільки зміни вихідного струму при зміні навантаження буде повністю компенсовано інтегральною складовою регулятора [11], [12].

Хоча за точністю контур стабілізації з додатковим регулюванням по інтегралу не залишає бажати кращого, за динамічними властивостями він дуже далекий від ідеалу [3].

При виборі типу регулятора рекомендується орієнтуватись на величину відношення запізнення до постійної часу об'єкта T_{μ}/τ [3]. Відношення T_{μ}/τ іноді називають характеристичним коефіцієнтом або відносним запізненням об'єкта регулювання. Оскільки

 $T_{\mu}/\tau = 0.07742 < 0.2$, можна вибрати релейний, безперервний чи цифровий, *PI* чи *PID* регулятор.

У подальшому викладі зупинимося тільки на ПІрегуляторі, оскільки саме цей тип регулятора є найпоширенішим на практиці [13], [14] (застосування диференціюючої складової передбачає застосування фільтрів).

Починаючи з 2015 року кількість отриманих патентів у сфері розробки автоматичних регуляторів неухильно зростає [4].

За кількістю отриманих патентів у класах G0511/06, G05B11/36 та G05B11/42 першість належить виключно Японії та Китаю. Крім того, стабільну динаміку щодо кількості отриманих патентів зберігають США, Південна Корея та країни Західної Європи. Вони належать як до способів налаштування ПІД-регуляторів, так і до прикладних завдань їх застосування.

III. МЕТА РОБОТИ

Сформувати комп'ютерну модель перетворювача, що працює на плазмову дугу та визначити оптимальні значення коефіцієнтів ПІрегулятора струму, що забезпечує оптимальне перемикання між режимами його роботи та високу якість процесів керування, використовуючи програмні засоби MATLAB / Simulink.

IV. ВИКЛАДЕННЯ ОСНОВНОГУ МАТЕРИАЛУ І Аналіз отриманних результатів

Динамічна модель імпульсного перетворювача напруги постійного струму. Незмінна частина системи «джерело живлення (струму) – електрична дуга» (нескоригована безперервна частина системи) в більшості практичних випадків може бути приведена до інерційної ланки із запізненням (апроксимована *FOPDT*-моделлю [5, 6]), передатна функція (ПФ) якої має вид [5, 6]

$$W_{\rm H}(s) = \frac{k_0 e^{-T_{\mu} s}}{\tau s + 1} , \qquad (1)$$

де $k_0 = (R_{\rm дc} / (r_{\Sigma} + R_{\rm д\phi 0})) n_{TV} U_{\rm BX} k_{\rm IIIIM} k_i$ – коефіцієнт посилення незмінної частини; $\tau = L / (r_{\Sigma} + R_{\rm d\phi 0})$ – постійна часу ланцюга навантаження; T_{μ} – час запізнення перетворювача, що визначаються на околиці номінального режиму роботи об'єкта. У ПФ $W_{\rm H}(s)$ включаються коефіцієнти посилення силової частини, датчика та підсилювача сигналу датчика струму та ШІМ.

Адекватність отриманої моделі перетворювача з м'яким перемиканням, що працює на електричну дугу, як ланки системи автоматичного керування, наведена в [5].

Для ПФ (1) такі параметри [5]: $k_0 = 5,083$; $\tau = 248 \cdot 10^{-6}$ с; $T = 19,2 \cdot 10^{-6}$ с. Дослідження методів налаштування параметрів ПІ-регулятора. До найбільш популярних методів налаштування ПІД-регуляторів належать методи Зіглера-Нікольса, Коена-Куна, метод внутрішнього модельного керування, метод Санда-Маді та ін [2, 7]. Нижче у цій статті використовуємо лише найпоширеніші з них, такі як AMIGO, А.П. Копеловича, Зіглера-Нікольса, Лямбда, Чьена-Хронеса-Резвіка [2, 7].

Лямбда налаштування (Lambda Tuning) - $T_{cl} = T, 2T, 3T$. Нехай задана (бажана) передатна функція замкнутої системи визначається виразом

$$\Phi^*(s) = \frac{1}{1+sT_{cl}}e^{-sL},$$

де $L = \tau$ – затримка; $T_{cl} = \lambda_F T$ – постійна часу замкнутого контуру: $\lambda_F = 3$ (робастне налаштування), $\lambda_F < 1$ (агресивне налаштування).

Шукана передатна функція коригувального пристрою в даному випадку має вигляд:

$$R(s) = W^{-1}(s) \cdot \frac{\Phi^*(s)}{1 - \Phi^*(s)} = \frac{1 + sT}{k(1 + sT_{cl} - e^{-sL})}.$$
 (2)

Величину e^{-sL} можна приблизно визначити так: $e^{-sL} \approx 1 - sL$. Отже, із формули (2)

$$R(s) = \frac{1+sT}{k(L+T_{cl})s} = \frac{T}{k(L+T_{cl})} \left(1 + \frac{1}{sT}\right).$$

Тоді будемо мати [7] *PI*-регулятор із параметрами

$$k_p = \frac{1}{k} \cdot \frac{T}{L+T_{cl}}, \; k_i = \frac{1}{k(L+T_{cl})}, \; T_i = T \; . \label{eq:kp}$$

Можливо краще вибрати параметр налаштування *T_{cl}* пропорційним *L*.

– Skogestad SIMC. Бажана ПФ та сама. Параметри *PI*-регулятора дорівнюють

$$k_p = \frac{1}{k} \cdot \frac{T}{L + T_{cl}}, \ T_i = \min(T, 4(T_{cl} + L)),$$

а для SIMC++

$$k_p = \frac{1}{k} \cdot \frac{T + L/3}{L + T_{cl}},$$

$$T_i = \min(T + L/3, 4(T_{cl} + L)), T_{cl} = \lambda L.$$

– Tore's One Third Rule (правило однієї третини). Для цього варіанта

$$k_p = \frac{1}{3k}, \ T_i = T + \frac{L}{3}.$$

 – АМІGO (M_s, M_{t-1,4}). Параметри налаштування при цьому рівні [2, 7]

Розділ «Електротехніка»

$$k_p = \frac{0.15}{k} + \left(0.35 - \frac{LT}{(L+T)^2}\right) \cdot \frac{T}{kL},$$

$$T_i = 0.35L + \frac{13LT^2}{T^2 + 12LT + 7L^2}.$$

– Метод А.П. Копеловича (аперіодичне налаштування). Параметри регулятора будуть

$$k_p = \frac{0.6T}{k\tau}, \ T_i = 0.6T$$
 .

- Ziegler-Nichols step [8]:

$$k_p = 0.9 / a = 0.9 \frac{T}{\tau k}, T_i = 3L / k = 3.3\tau.$$

Алгоритм метода Зіглера-Нікольса полягає в наступному:

1. Визначається перехідна характеристика об'єкта та її похідна за моделлю об'єкта в *Simulink* (рис. 2, 3).



Рисунок 2. Модель для дослідження розімкнутої системи

2. Потім будуємо дотичну до перехідної характеристики у точці перегину (апроксимуючу пряму для даної характеристики) (рис. 3).

3. За відгуком моделі (рис. 3) визначаємо базові розрахункові параметри:

a = 0,3935, $h'_{\text{max}} = 19600$, $L = 19,2 \cdot 10^{-6}$ с – величина зсуву апроксимуючої прямої по осі абсцис.

– Метод CHR (Chien, Hrones & Reswick) [2, 7]. По відгуку зміну уставки (без перерегулювання) коефіцієнти PI-регулятора: $k_p = 0.35 / a$, $T_i = 1.2L / k$.

Значення розрахованих значень налаштувань наведено у табл. 1.

Таблиця 1. Значення розрахованих параметрів типового регулятора

Метод	k_p	T_i
AMIGO	0,7494	133,357·10 ⁻⁶
Копеловича	1,5247	148,8·10 ⁻⁶
Ziegler-Nichols	2,287	63,36·10 ⁻⁶
Lambda	0,6055	822,4·10 ⁻⁶
Skogestad SIMC	0,3776	248·10 ⁻⁶



Рисунок 3. Імпульсна (а) та перехідна (б) характеристики об'єкта керування, апроксимуюча пряма до перехідної характеристики

Порівнюючи методи налаштування, цікаво та важливо відзначити наступне:

1. Метод налаштування *АМІGO* має більш високі показники швидкодії та малий час регулювання порівняно з іншими методами налаштування.

2. Метод Ziegler-Nichols використовує всього два параметри: *a* і *L* і дозволяє отримати надійні, але далекі від оптимальних параметри налаштування регулятора.

3. На відміну від Ziegler-Nichols (як критерій якості налаштування використовували декремент загасання, рівний 4), *Chien, Hrones i Reswick (CHR)* використовували критерій максимальної швидкості наростання за відсутності перерегулювання або за наявності не більше 20 % перерегулювання [2, 7]. Пропорційний коефіцієнт у методі *CHR* менший, ніж у методі *Ziegler-Nichols*.

4. Метод А.П. Копеловича забезпечує дуже низьку швидкодію за відсутності перерегулювання.

5. *SIMC – Skogestad*: ймовірно найкращі у певних випадках прості правила налаштування *PID*-

Розділ «Електротехніка»

регуляторів у світі [7].

За результатами проведеного дослідження встановлено, що в даному випадку найкращу початкову пропозицію дають методи Ziegler-Nichols, AMIGO та А.П. Копеловича.

Визначення параметрів налаштування ПІрегулятора, що самоналаштовується. Якість оцінки параметрів регулятора можна підвищити за рахунок використання сучасних засобів моделювання та застосування спеціальних інструментаріїв обчислювальних середовищ. У середовищі, наприклад, MATLAB / Simulink для налаштування параметрів регуляторів розроблено інструмент PID Tuner програми System Control Designer.

Перейдемо тепер до оптимізації параметрів регулятора. Для цієї мети скористаємося інструментами параметричної оптимізації *Check Step Response Characteristics* (*CSRC*) та *PID Tuner* програми *System Control Designer* [16].

Алгоритм динамічної оптимізації (налаштування), реалізований в інструменті *CSRC*, дозволяє встановити задані значення показників якості системи та підібрати параметри моделі системи керування з регулятором, що самоналаштовується, що забезпечують виконання заданих вимог. У *PID Tuner* параметри ПІ-регулятора обчислюються автоматично для заданих (встановлених) показників якості або для відповідності обраної еталонної моделі.

Вимоги до якості керування в *PID Tuner* задаються чисельними значеннями часу регулювання та оцінкою робастності у часовій області, або частотою зрізу та запасом стійкості по фазі в частотній області. Якщо врахувати, що об'єкт керування схильний до значних змін або розробнику точно не відомі параметри об'єкта, слід збільшити коефіцієнт робастності або запас стійкості по фазі.

Якщо результат початкового проекту не відповідає заданим вимогам, то в інтерактивному режимі можна виконати підстроювання. *PID Tuner* для цього (удосконалення контролера) дає дві опції *Domain*:

– *Time* область – використання повзунка *Response Time* для того, щоб зробити реакцію керування на вплив, що задає, швидше або повільніше, і застосування повзунка *Transient Behavior* для того щоб зробити регулятор більш агресивним при придушенні перешкод або зміні параметрів об'єкта керування.

– Frequency – використання повзунка Bandwidth для того, щоб зробити реакцію системи більш швидкою або повільною та використання повзунка Phase Margin для зменшення впливу перешкод (протидії) та відхилень параметрів регулювання та стеження. Важливо наголосити, що в обох режимах має бути знайдено компроміс між ефективним придушенням перешкод та відстеженням уставки.

Для налаштування параметрів ПІ-регулятора в середовищі MATLAB / Simulink побудуємо модель регулятором. системи керування 3 шо самоналаштовується, наведену нижче на рис. 4 та доповнену блоками вхідного ступінчастого сигналу Step по каналу завдання, виведення графіка вихідної величини Scope та оптимізації параметрів регулятора Check Step Response Characteristics [16]. Для оптимізації параметрів регулятора скористаємось інструментом PID Tuner. У цьому додатку параметри ПІ-регулятора визначаються автоматично (обчислюються) для встановлених показників якості або відповідності обраної еталонної моделі. Вимоги до якості керування задаємо чисельними значеннями часу перехідного процесу та оцінкою робастності у часовій області, або частотою зрізу та запасом стійкості по фазі в частотній області.



Рисунок 4. Модель системи керування струмом дуги з ПІ-регулятором, який самоналаштовується, при ступінчастому впливі

Даний інструмент (*PID Tuner*) не призначений для роботи з немінімально-фазовими ланками. Для вирішення задачі скористаємося апроксимацією експоненційної функції e^{s} до ряду Тейлора (апроксимацією Паде) в околиці точки t = 0:

$$e^{-s} = 1 - s + \frac{s^2}{2!} - \frac{s^3}{3!} + \frac{s^4}{4!} + \dots$$

Зазвичай при моделюванні СК достатньо застосування апроксимації Паде низьких порядків – першого та другого [3]:

$$e^{-s} = \frac{e^{-\frac{s}{2}}}{e^{\frac{s}{2}}} \approx \frac{1 - \frac{1}{2}s}{1 + \frac{1}{2}s}; \quad e^{-s} \approx \frac{1 - \frac{1}{2}s + \frac{1}{2}s^2}{1 + \frac{1}{2}s + \frac{1}{2}s^2}.$$

Проілюструємо можливість використання апроксимації Паде.

На рис. 5 наведено графіки перехідних процесів у моделі об'єкта із затримкою та апроксимуючим елементом (рис. 6).

Розділ «Електротехніка»



Рисунок 5. Перехідні характеристики об'єкта керування з транспортною затримкою та апроксимуючим елементом 1-го порядку

Як видно із рис. 5, використання апроксимуючої функції другого або вищих порядків не є необхідним.



Рисунок 6. Модель для дослідження об'єкта керування

Отже, завдання налаштування регулятора струму можна сформулювати так. Нехай регульованою та вимірюваною змінною є струм дуги.

Задамо необхідні показники якості системи: час регулювання не більше $1,6 \cdot 10^{-4}$ с, перерегулювання не більше 4,3 %, статична помилка відсутня і коефіцієнт робастності дорівнює 0,6.

Вимагаємо також, щоб запаси по модулю та фазі та показник коливальності задовольняли співвідношенням

$$L \ge 2, \phi_3 \ge 45^\circ, M \le 2.$$

Запустимо процес оптимізації параметрів регулятора. Після його закінчення отримаємо графік оптимального, що задовольняє прийнятим обмеженням, перехідного процесу системи керування з ПІ-регулятором, що самоналаштовується.

Знайдені процедурою автоматичного підстроювання в *MATLAB*, згідно з зазначеними вимогами, параметри регулятора мають такі значення: $k_P = 1,271, k_I = 5123.$

На рис. 7 представлені перехідні характеристики системи керування з оптимальними параметрами регулятора (з ПІ-регулятором, що самоналаштовується). Показники якості системи керування з отриманими параметрами регулятора становлять: перерегулювання 4 %, час перехідного процесу 0,16 мс.



Рисунок 7. Траєкторія стану i(t) та керуючий сигнал u(t) системи керування струмом дуги

На рис. 8 наведено результати аналізу системи стабілізації струму дуги.

З наведених на цьому рисунку графіків випливає, що стабілізатор струму дуги має наступні частотні властивості: $\varphi_3 = 65,5^\circ$, $\omega_{3p} = 2,37 \cdot 10^4 \, 1/c$, $L \rightarrow \infty$, M = 1, а час регулювання t_{per} і перерегулювання менше заданих (практично збігаються з заданими). Слід зазначити, що в результаті багаторічного досвіду експлуатації різних систем регулювання встановлено та рекомендовано для використання при проектуванні нових систем такі значення запасів стійкості та показника коливання [3]: $\varphi_3 = 30...60^\circ$; $L^* = 2...10$; $M^* = 1, 3...2$.

Розглянута система є робастною, оскільки має запас стійкості по амплітуді та запас стійкості за фазою, необхідні для цього [3].

Дослідимо вплив збурень на систему керування струмом дуги. На рис. 9 представлені логарифмічні частотні характеристики функції чутливості $|S(j\omega)|$ даної системи керування за наявності збурень, прикладених до входу об'єкта керування $S_1(j\omega)$ та його виходу $S_2(j\omega)$. Зауважимо, що оскільки $S_2(j\omega)$ визначається виразом

$$S(j\omega) = \frac{1}{J(j\omega)} = \frac{1}{1 + W(j\omega)R(j\omega)},$$

де $J(j\omega)$ – функція зворотної різниці; $W(j\omega)R(j\omega)$ – контурна ПФ, або ПФ по петлі зворотного зв'язку (петльове посилення), то остання визначає і чутливість автоматичної системи по відношенню до керованого об'єкта (зв'язує відносну зміну передатної функції об'єкта W(s) з відносною зміною передатної функції системи керування $\Phi(s)$), що виходить внаслідок цього.

Розділ «Електротехніка»



в)

Рисунок 8. Основні характеристики системи: амплітудно- та фазочастотна (розімкнутої та замкнутої систем), Нікольса

З рисунка видно, що оптимальний регулятор забезпечує протидію всім збуренням та зміні параметрів аж до частоти 4 кГц.



Рисунок 9. Частотні характеристики функцій чутливості: 1 - dy/y; 2 - du/y

Функції чутливості цієї системи при $\omega = 0$ S(0) = 0, регулятор повністю придушує постійні збурення (перешкоди, зміна навантаження).

На рис. 10 наведено графіки перехідних процесів у стабілізаторі струму дуги, збудженому стрибкоподібною зміною навантаження (напруга на дузі) та перешкоди вимірювання.

Зауважимо, що оскільки в даному випадку коефіцієнт посилення ребра, що передає обурення на вхід об'єкта, становить відповідно [5, 6] 0,1626, помилка збурення або в даному випадку відхилення вихідної координати, викликане збуренням, становить 0,106, то придушення збурення може бути покращено більш ніж у 6 разів порівняно з рис. 10.

Таким чином, розв'язано задачу $R_{y/f} \rightarrow \min$. Тут $R_{y/f}$ – реактивність замкнутої системи чи міра неінваріантності заданого виходу *у* щодо заданого входу *f*.



Рисунок 10. Ступінчасті зовнішнє обурення та перешкода вимірювання з оптимальним регулятором

«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА» №2 (2025)

ISSN 2521-6244 (Online)

ISSN 1607-6761 (Print)

Для більшого запасу стійкості по фазі зменшимо величину k_P . Приймемо $k_P = 0,6045$.

На рис. 11 показана перехідна функція синтезованої системи регулятора з $k_P = 0,6045$. Перехідна функція при тому ж регуляторі, але у випадку $k_P = 0,6045$, має перерегулювання не більше 14 %, що підтверджує правильність вибору запасу за фазою, швидкодія зменшується. Логарифмічні частотні характеристики та годограф Нікольса для цього випадку представлені на рис. 12. Зауважимо, що запас по фазі тепер дорівнює 60°.



Рисунок 11. Перехідні процеси у замкнутій системі з регулятором при $k_P = 0,6045$







Рисунок 12. Основні характеристики системи: амплітудно- та фазочастотна (розімкнутої та

З наведених на цих рисунках графіків випливає, що оптимальний стабілізатор струму має слідучі частотні властивості:

замкнутої систем), Нікольса

$$\phi_3 \ge 60^\circ, L \to \infty, \omega_{3D} = 13,56 \cdot 10^3 \text{ c}^{-1}$$

Тепер, якщо $k_P = 0,6045$, то діаграми Боде $|S(j\omega)|$ мають вигляд (рис. 13). Очевидно, що смуга частот, у якій придушуються збурення, стає $[0 - 1 \ \kappa \Gamma \mu]$.

Розділ «Електротехніка»



Рисунок 13. Діаграми Боде для функцій чутливості: 1 – *du/y*; 2 – *dy/y*

V. ВИСНОВКИ

Аналітичні методи визначення параметрів *PI*регулятора не дозволяють отримати оптимальні налаштування, оскільки базуються на сильно спрощених моделях, але їх застосування є необхідним для отримання попередніх налаштувань, без яких точне налаштування може зайняти багато часу.

Встановлено, що оптимальний регулятор надає оптимальну протидію збуренням на вході та виході об'єкта та компенсує зміни параметрів аналогічним чином. Система має задовільний перехідний процес при ненульових початкових умовах у відповідь на заданий еталонний вплив і на зміну заданої точки, має хороші характеристики стійкості та мало чутлива до збурень та змін параметрів об'єкта.

Представлені в роботі результати можуть бути використані для проектування імпульсних джерел живлення для електротехнологій.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- [1] B&R Industrie-Elektronik GmbH. https://pdf.directindustry.com/pdf/b-r-industrieelektronik/innovation.
- [2] Åström K.J., Hägglund T. Advanced PID Control. ISA – The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006, 460 p.
- [3] Richard C. Dorf, Robert H. Bishop. Modern Control Systems. Pearson Education Limited, 2022. 1024 p.
- [4] Beginner's search https://depatisnet.dpma.de/DepatisNet/depatisnet?acti on=einsteiger (доступ 26.06.2024)
- [5] Аналіз перетворювача постійного струму, що працює на плазмову дугу / Є.М. Верещаго, В.І. Костюченко, С.М. Новогрецький // Електротехні-

ка і електромеханіка, 2023, №5, 31–36. https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.05

[6] Synthesis of a Control System of a Pulse Converter for Plasmatron Power Supply / E. Vereshchago, V. Kostiuchenko, Y. Stohniienko // 2023 IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). P.394-397. https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312

905

- [7] Åström K.J., Murray R.M. Feedback Systems: an Introduction for Scientists and engineers. New Jersey: Princeton University press, 2008.
- [8] Zigler J.G. and Nichols N.B. Optimum settings for Automatic Controllers. – Trans. ASME. 1942. Vol.64. P.759-768.
- [9] O'Dwyer. Handbook of PI and PID controller tuning rules / O'Dwyer // Ireland: Imperial College Press. – 3rd edition. – 2009. – 623 p.
- [10] Åströn K.J. Benchmark Systems for PID Control / K.J. Åströn, T. Hägglund // International Federation of Automatic Control – 2000. – P. 165–166.
- [11]Розроблення оптимальних автоматичних регуляторів. Монографія / Ю.О. Ромасевич, В.С. Ловейкін, А.П. Ляшко, О.Г. Шевчук, В.В. Макарець. – К.: ЦП "КОМПРІНТ", 2021. – 250 с.
- [12] Romasevych Yu. PI-controller tuning optimization via PSO-based technique /Yu. Romasevych, V. Loveikin, S. Usenko // PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY – R. 95 NR 7/2019. – P. 33–37.
- [13]Ya-Gang Wang. Hui-He Shao. Automatic tuning of optimal PI controllers. / Decision and Control, 1999. Proceedings of the 38th IEEE Conference on Volume: 4. P. 3802 3803. DOI: 10.1109/CDC.1999.827947
- [14]Egorov V.A., Egorova J.G. The typical settings for automatic control systems // Lecture Notes in Networks and Systems. 2021. Vol. 200. P. 177–186. DOI: 10.1007/978-3-030-69421-0_19
- [15]Керування динамікою імпульсного перетворювача з м'яким перемиканням, що працює на дугове навантаження / Є.М. Верещаго, В.І. Костюченко, Є.В. Стогнієнко, А.Ю. Грєшнов // Технічна електродинаміка. 2024. № 6. С. 21 30. https://doi.org/10.15407/techned2024.06.021
- [16] Дьяконов В.П. *МАТLAB*. Полный самоучитель. М.: ДМК Пресс, 2012. 768 с.

Надійшла (Received) 17.04.2025; Прийнята (Accepted) 12.05.2025; Опублікована (Published) 14.06.2025;

OPTIMIZATION OF ARC CURRENT PI REGULATOR PARAMETERS BY SOFRWARE MODELING

VERESHCHAGO Y.M.	PhD, Professor of the Department of Marine Instrument, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: <u>venmkua@gmail.com</u> .,ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0002-4370-7706</u> ;
KOSTIUCHENKO V.I.	PhD, Associate Professor of the Department of Marine Electric Power Systems, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: <u>vitalii.kostiuchenko@nuos.edu.ua</u> , ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0003-2128-2388</u> ;
DZHANHYROV M.V.	PhD student of Department of Marine Instrument, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: <u>max.dzhangirov@gmail.com</u> , ORCID: <u>https://orcid.org/0009-0006-1272-194X</u> ;
YEREMENKO A.P.	Senior lecturer of the Department of Marine Instruments of Admiral Makarov National Shipbuilding University, Mykolayiv, Ukraine, e-mail: andrii.yeremenko@nuos.edu.ua, ORCID: https://orcid.org/0000-0002-8392-7623;
STOHNIIENKO Y.V.	PhD student of Department of Marine Instrument, Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: yevhen.stohniienko@ukr.net, ORCID: https://orcid.org/0009-0002-6769-8784;

Purpose. To create a computer model of a plasma arc converter and determine the optimal values of the coefficients of the PI current regulator, which ensures optimal switching between its operating modes and high quality of control processes. In this case, use MATLAB / Simulink software tools

Methodology. Computer simulation method, separation method – optimal filtering and optimal deterministic control and methods for adjusting regulators.

Findings. A multilevel model was formed, the values of the PI current regulator tuning parameters were determined, at which the DC-DC converter observes optimal switching between its operating modes and high quality of control processes. Analytical methods for determining the PI regulator parameters do not allow obtaining optimal settings, since they are based on highly simplified models, but their use is necessary to obtain preliminary settings, without which accurate tuning can take a long time. It was established that the optimal regulator provides optimal resistance to disturbances at the input and output of the object and compensates for changes in parameters in a similar way. The system has a satisfactory transient process under non-zero initial conditions in response to a given reference influence and to a change in the set point, has good stability characteristics and is not very sensitive to disturbances and changes in the parameters of the object.

Originality. An approach to determining a continuous linear model of a power converter of electrical energy is proposed and the optimal choice of parameters for setting the regulator of its control system is given, which form the basis for constructing any plasma torch power supply system, which ensures the specified accuracy of regulation and speed of operation.

Practical value. The proposed principle of solving the problem of determining the coefficients of PI regulators can be applied to various dynamic objects, the description of which is permissible using linear and differential equations. The results presented in the work can be used for the design of pulsed power supplies for electrical technologies.

Keywords: control system; robust system; regulator settings; plasma arc; optimization; computer model; PI regulator; determination of regulator parameters

REFERENCES

- [1] B&R Industrie-Elektronik GmbH. https://pdf.directindustry.com/pdf/b-r-industrieelektronik/innovation.
- [2] Åström K.J., Hägglund T. (2006) Advanced PID Control. ISA – The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 460.
- [3] Richard C. Dorf, Robert H. Bishop. (2022). Modern Control Systems. Pearson Education Limited, 1024.
- [4] Beginner's search https://depatisnet.dpma.de/DepatisNet/depatisnet?acti on=einsteiger (access 26.06.2024)
- [5] Je.M. Vereshhago, V.I. Kostjuchenko, S.M.

Novogrec'kyj. (2023). Analiz peretvorjuvacha postijnogo strumu, shho pracjuje na plazmovu dugu. // *Electrical engineering and electromechanics*, 5, 31–36. https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.05

- [6] E. Vereshchago, V. Kostiuchenko, Y. Stohniienko. (2023). Synthesis of a Control System of a Pulse Converter for Plasmatron Power Supply. *IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 394-397. https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312 905
- [7] Åström K.J., Murray R.M. (2008). Feedback Systems: an Introduction for Scientists and engineers.

New Jersey: Princeton University press.

- [8] Zigler J.G. and Nichols N.B. (1942) Optimum settings for Automatic Controllers. Trans. ASME. 64. 759-768.
- [9] O'Dwyer. (2009). Handbook of PI and PID controller tuning rules. Ireland: Imperial College Press. – 3rd edition. 623.
- [10] Åströn K.J., T. Hägglund. (2000). Benchmark Systems for PID Control. International Federation of Automatic Control. 165–166.
- [11] Ju.O. Romasevych, V.S. Lovejkin, A.P. Ljashko, O.G. Shevchuk, V.V. Makarec'. (2021). Rozroblennja optymal'nyh avtomatychnyh reguljatoriv. Monografija. K.: CP ,,KOMPRINT", 250.
- [12] Romasevych Yu., Loveikin V., Usenko S. (2019). PIcontroller tuning optimization via PSO-based technique. PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY. R. 95 NR 7. 33–37.

- [13]Ya-Gang Wang. Hui-He Shao. (1999). Automatic tuning of optimal PI controllers. *Decision and Control. Proceedings of the 38th IEEE Conference*.
 4. 3802 3803. DOI: 10.1109/CDC.1999.827947
- [14]Egorov V.A., Egorova J.G. (2021). The typical settings for automatic control systems. Lecture Notes in Net-works and Systems. 200. 177–186. DOI: 10.1007/978-3-030-69421-0 19
- [15] Je.M. Vereshhago, V.I. Kostjuchenko, Je.V. Stognijenko, A.Ju. Grjeshnov. (2024). Keruvannja dynamikoju impul'snogo peretvorjuvacha z m'jakym peremykannjam, shho pracjuje na dugove navantazhennja. *Technical electrodynamics*. 6. 21 – 30. https://doi.org/10.15407/techned2024.06.021
- [16]D'jakonov V.P. (2012). MATLAB. Polnyj samouchitel'. Moscow: DMK Press, 768. (in Russian.)

УДК 663.033

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ВИТРАТ НА МЕХАНІЧНЕ ЗМІШУВАННЯ СИРОВИНИ У БІОГАЗОВОМУ РЕАКТОРІ

СПОДОБА М.О.	доктор філософії (Ph.D) асистент кафедри електротехніки, електромеханіки і електротехнологій, HHI енергетики, автоматики і енергозбереження, Національного університету біоресурсів і природокористування України, Київ, Україна, e-mail: spmisha@ukr.net, ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0001- 6179-0825</u> ;
СПОДОБА О.О.	доктор філософії (Ph.D) старший викладач кафедри конструювання машин і обладнання, факультет конструювання та дизайн, Національного університету біоресурсів і природокористування України, Київ, Україна, e-mail: sp1309@ukr.net, ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0001-8217-866X;</u>

Мета роботи. Дослідження витрат енергії механічними мішалками та обрання енергетично ефективного пристрою для перемішування із забезпеченням зменшення витрат енергії на процес вироблення біогазу та зростання зацікавленості у подальшій його переробці в інші види енергії.

Методи дослідження. Порівняльний аналіз та використання методів математичного моделювання для визначення кількості витраченої енергії на перемішування, узагальнення отриманих результатів.

Отримані результати. Формування енергетичної системи полягає у включенні в неї відновлювальних систем альтернативної енергетики, серед яких – біогазові технології. Енергетична ефективність яких залежить від кількості енергії спожитої на процеси інтенсифікації зброджування сировини. Одним із основних засобів інтенсифікації є обережне та часте перемішування сировини у ході зброджування. Наявність різноманітних типів пристроїв для перемішування речовин у реакторах підтверджує актуальність питання розробки енергетично ефективних засобів для пришвидшення зброджування та підвищення рентабельності подальших дій з біогазом та його переробкою. Найбільш раціональними шляхами для підвищення енергоефективності перемішування є встановлення залежностей витрати енергії механічними змішуючими пристроями, виборі раціонального виду мішалки, що включає пошук раціональних масо-габаритних характеристик, які забезпечують рівномірні потоки сировини у біогазовому реакторі та при цьому витрачають найменицу кількість енергії для перемішування. Виконання вищезазначених дій, забезпечую витрачають найменицу кількість енергії для перемішування. Виконання вищезазначених дій, забезпечує визначення раціональних масогабаритних характеристик мішалки, що значно знижує споживання енергії на перемішування.

Наукова новизна. Проаналізовано типи електричних машин, що використовуються у якості електричних приводів перемішуючих пристроїв. Враховуючи системи керування електричними приводами та циклограми їх роботи, а також особливості перемішування речовини, зміну критерію гідродинамічної подоби Ейлера для різних типів механічних змішувачів при однакових геометричних параметрах біогазових реакторів, рівні органічної сировини та однакового швидкісного режиму руху робочого органу мішалки встановлено споживану потужність на технологічний процес — перемішування. Проведено порівняльний аналіз впливу типу та геометричних розмірів механічних мішалок на витрату енергії для перемішування об'єму речовини у замкненому резервуарі при використанні однофазного асинхронного двигуна у якості приводу мішалки. Використовуючи поліноміальну залежність, отримано рівняння, що описує зміну потужності електричного приводу від зміни частоти обертання робочого органу двоярусної мішалки у якої лопаті встановлені під кутом 90⁰.

Практична цінність. Наведені у роботі результати можна використовувати для підвищення енергетичної ефективності біогазових установок. Встановлено напрямок проведення подальших досліджень, щодо споживання реактивної потужності електричними двигунами за час технологічного циклу роботи мішалки, що дозволить визначити картину зміни споживання реактивної потужності та окреслити напрямки руху до її зменшення.

Ключові слова: критерій Рейнольдса; порівняльний аналіз; енергоефективність; критерій Ейлера; механічне перемішування; потужність електродвигуна; енергоспоживання.

I. ВСТУП

Фермерська та сільськогосподарська діяльність пов'язана із накопиченням відходів тваринництва та

рослинництва. Питання утилізації, яких стоїть дуже гостро, оскільки зберігання відходів є джерелами викидів шкідливих речовин у ґрунт та навколишнє

© Сподоба М.О., Сподоба О.О., 2025

Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0 International License (CC-BY-CA 4.0) DOI: <u>https://doi.org/10.15588/1607-6761-2025-2-2</u>

середовище [1], [2].

За останні роки значного розповсюдження для переробки накопичених органічних відходів отримали біогазові установки [3], [4]. Саме використання біогазових установок, що являються спеціальними резервуарами, які називаються біогазовими реакторами є найбільш економічно та екологічно вигідним рішенням для отримання енергії та екологічно чистих добрив з органічних відходів тваринництва та рослинництва [5].

На сьогоднішній день, біогазові технології посідають одну із головних ролей у формуванні енергетичної системи у різних країнах та кліматичних умовах [6], [7]. Про це свідчать різні державні системи підтримки направлені на зацікавлення до використання біогазових технологій та інших джерел альтернативної енергетики [6], [7]. Тому, розповсюдження біогазових технологій є важливим та актуальним завданням світового рівня.

Використання біогазових реакторів для переробки органічних відходів пов'язано з необхідністю встановлення та підтримки параметрів температурних режимів зброджування у заданих межах [8], [9]. Після проведення очистки біогазу можна отримати біометан та у подальшому використовувати, як замінник природного газу у власних або виробничих цілях.

зброджуванні При органічних відходів у біогазових реакторах циліндричної форми спостерігається розподіл речовини на фракції. У нижній частині біогазового реактора спостерігається скупчення твердих частин та осаду, тоді як легка частини фракція, рідина та легкі сировини розміщуються у верхній частині речовини i утворюють кірку, яка перешкоджає вивільненню газу. Середина між осадом та верхнім шаром органічної сировини заповнена рідиною з найменшою кількістю поживних речовин для метано- та кислоутворюючих бактерій [10], [11]. Це все має негативний вплив на інтенсивність утворення біогазу та призводить до зниження рентабельності використання біогазових реакторів.

Ще одним суттєвим фактором є те, що процес зброджування речовини у анаеробному середовищі є довготривалим, тому використовують різноманітні системи для його інтенсифікації. Серед таких методів є перемішування [12], [13] та підігрів [14], [15].

Перемішування сировини яка зброджується дозволяє забезпечити рівномірний розподіл фракцій по об'єму сировини, зруйнувати кірку та забезпечити рівномірне розповсюдження температурних полів по об'єму сировини. Таким чином, основне завдання перемішування полягає у створенні однорідної речовини з рівномірною температурою та зваженістю легкої і твердої фракції по всьому об'єму реактора [16].

Зважаючи, що на перемішування сировини у

біогазовому реакторі необхідно витрачати електричну енергію, це впливає на формування кінцевої вартості утвореного біогазу. Рентабельність використання біогазових установок безпосередньо залежить від енергетичної ефективності методів пришвидшення зброджування органічної сировини, тому, підчас вибору типу перемішуючого пристрою важливим є енергетичні витрати, які залежать від багатьох факторів. Через це, у світі проводиться безліч наукових досліджень у напрямку створення енергоефективного типу перемішування органічних відходів у біогазових реакторах.

П.АНАЛІЗ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Типи перемішування речовин у резервуарах поділяють на: гідравлічне, пневматичне [16], використовуючи електромеханічні перетворювачі [17], заглибні двигуни [18], а також механічне перемішування [19], [20]. Найперспективнішим обладнанням для перемішування відходів тваринництва та рослинництва є механічні змішувачі [21], [22].

Розглянувши специфіку розповсюдження потоків у реакторах циліндричної форми при використанні механічних змішувачів виявлено, що виникає тангенціальний, осьовий та радіальний рухи речовини, що позитивно впливає на розповсюдження колоній бактерій [19], [23]. У першу чергу, енергоефективність виробництва біогазу 3 використанням біогазових реакторів залежить від енергетичних витрат на перемішування органічної речовини. У роботах [12], [21] вказано, що суттєвий вплив на енергоспоживання перемішуючим пристроєм відіграють його геометричні параметри, а також фізико-хімічні властивості речовини яка перемішується. Враховуючи вищезазначене, з метою енергоефективної створення системи для відходів перемішування органічних потрібно дослідити та визначити найбільш раціональне поєднання площі проекції на речовину, шо перемішується та споживаної енергії на перемішування.

Враховуючи інформацію з [19], [24] найбільш часто у реакторах використовують механічні мішалки різних конструкцій та модифікацій.

приводів V якості мішалок найбільшого розповсюдження мають трифазні та однофазні асинхронні електричні двигуни у поєднанні з редукторами для зниження обертів робочого органу мішалки та підвищення моменту. Також, в залежності від особливостей режиму роботи мішалки, можливе регулювання швилкості обертання валу за допомогою перетворювачів частоти [25], [26] або за використання прямого пуску. Електрична схема прямого пуску однофазного асинхронного електричного двигуна при керуванні від мікроконтролера наведена на рис. 1. До складу електричної принципової схеми (рис. 1) входять наступні елементи: М – електродвигун; КМ1

– електромагнітний пускач; QF – автоматичний вимикач; КК – струмове електротеплове реле; KL1 – проміжне реле; DA1 – електро-обчислювальний мікроконтролер.

Керування частотою обертання валу двигуна з використанням частотних перетворювачів буває: векторне та скалярне [26]. У електричних приводів з векторним керуванням закладається математична модель двигуна, використання якої дозволяє визначати момент на валу двигуна і швидкість обертання його валу з використанням зворотного сигналу із датчика струму [25].

Перемішування речовини у біогазових реакторах відбувається повторно-короткочасно. Один цикл перемішування складає 20 хвилин, з подальшою паузою, яка необхідна для перетравлювання колоніями бактерій поживних речовин. Тому, при побудові систем перемішування сировини у біогазових реакторах найбільшого розповсюдження набули електричні машини з режимами роботи: короткочасним (S2) та повторно-короткочасним (S3).

~1N, 50Гц, 220B



Рисунок 1. Електрична принципова схема прямого пуску однофазного асинхронного електричного двигуна.

Вітчизняними та зарубіжними науковцями все більше приділяється уваги до енергетичної ефективності процесів інтенсифікації біогазового виробництва. Проводяться дослідження різноманітних перемішуючих пристроїв з метою зниження енергоспоживання на перемішування, формування векторів потоків різноманітними мішалками. У роботі [11] наведено результати досліджень впливу мішалок на створення потоків у біогазових реакторах. У [11], [20] досліджено процес створення воронки при турбулентному режимі перемішування, що дало змогу встановити, що перемішування у середині воронки відсутнє.

Таким чином, турбулентні потоки з погляду ефективності перемішування органічної речовини у

резервуарах є недоцільним. Отримані наукові результати підтверджують необхідність проведення подальших досліджень направлених на зниження енергетичних витрат на виробництво біогазу.

III. МЕТА РОБОТИ

Дослідження витрат енергії механічними мішалками та обрання енергетично ефективного пристрою для перемішування із забезпеченням зменшення витрат енергії на процес вироблення біогазу та зростання зацікавленості у подальшій його переробці в інші види енергії.

IV. ВИКЛАДЕННЯ ОСНОВНОГО МАТЕРІАЛУ ТА АНАЛІЗ ОТРИМАНИХ РЕЗУЛЬТАТІВ

У роботі [27] вказано, що при використанні механічних лопатевих мішалок, тільки окремі лопаті при запуску мішалки стикаються з осадом, а решта лопатей контактують з рідкою фракцію та плаваючою кіркою, тому не виникає затяжних піків моментів зрушення. Тому, при дослідженнях, час встановлення номінального режиму роботи механічних мішалок приймався рівним 2 секунди, у подальшому навантаження мішалки залишається постійним, аж до моменту припинення подачі живлення на електричний привод мішалки.

Для встановлення залежності витрат енергії, а також обрання енергетично ефективної конструкції перемішуючого пристрою, згідно з метою роботи проведено порівняльний аналіз витрати енергії для механічних мішалок. Для досліджень використовувалися наступні початкові умови: густина органічної речовини, шо зброджується $\rho = 1024 \ \kappa r / m^3$, а динамічна в'язкість становить $\mu = 0.048 \ \Pi a \cdot c$ Геометричні [28]. розміри біогазового реактора наступні: реактор виконаний із сталі, форма реактора – циліндрична; загальний об'єм становить $V_{peak} = 5 \ m^3$, рівень органічної сировини, що знаходиться у біогазовому реакторі H = 2 M, діаметр D = 1.8 м. Відстань від нижньої частини лопаті до дна біогазового реактора становить $s = 0.3 \, \text{м}$; діаметр механічної мішалки $d_{\text{M}} = 1.5 \, \text{м}$; висота однієї лопаті h = 0.2 *м*; коефіцієнт запасу по потужності електродвигуна $K_{3an} = 1.3$; коефіцієнт корисної дії (ККД) електричного двигуна становить $\eta_{\partial 6} = 0.8$; коефіцієнт корисної дії (ККД) передачі моменту від валу двигуна до валу перемішуючого пристрою становить $\eta_n = 0.8$ [28].

У роботі [11] приведено результати, що стверджують про позитивний вплив обережного перемішування відходів у замкнених резервуарах – біогазових реакторах. Оскільки, обережне перемішування створює рівномірне розповсюдження

колоній бактерій по об'єму реактора, тому при проведені досліджень частоту обертання механічної мішалки прийнято n = 40 об / $x \epsilon$.

Режим руху речовини у замкнених резервуарах має значний вплив на споживання електричної потужності електричним приводом робочого органу мішалки. Оцінка режиму руху виконується за допомогою відцентрового критерію Рейнольдса, що є безрозмірною величиною [28], [29]:

$$Re_{M} = \frac{\rho \cdot n_{c} \cdot d_{M}^{2}}{\mu}; \qquad (1)$$

де Re_{M} – модифікований критерій Рейнольдса; ρ – густина органічної сировини, $\kappa c/M^{3}$; n_{c} – частота обертів робочого органу мішалки, ob/c; μ – динамічна в'язкість органічної сировини, Па с.

Після визначення критерію Рейнольдса, проводиться розрахунок критерію гідродинамічної подоби Ейлера, що залежить від констант, які встановлені експериментальним шляхом і залежать від типу та конструкції мішалки. Критерій подоби Ейлера розраховується за формулою [28]:

$$Eu_{M} = A / Re_{M}^{m}; \qquad (2)$$

де *А*, *т* – константи, отримані експериментальним шляхом для різних форм механічних мішалок.

У роботі [29] представлено результати експериментальних досліджень впливу критерію Рейнольдса на зміну критерію гідродинамічної подоби Ейлера. Константи A та m для знаходження числа Ейлера для механічних мішалок: дволопатевої листової, лопаті під кутом 90^0 A = 14.35; m = 0.31; рамної A = 6.2; m = 0.25; дволопатевої двоярусної, лопаті встановлені під кутом 90^0 A = 13.6; m = 0.2.

Мішалки, що спроектовані окремо під певний технологічний процес або геометричну форму реактора і їх геометричні форми не співпадають із типовими мішалками, потребують врахування поправочних коефіцієнтів. Поправочні коефіцієнти для кожного типу мішалки розраховуються за рівняннями [28]:

$$\begin{split} f_1 = & \left(\frac{D}{\alpha \cdot d_M}\right)^a; \ f_2 = & \left(\frac{H}{D}\right)^c; \ f_3 = & \left(\frac{h}{\beta \cdot d_M}\right)^e; \\ f_4 = & \left(\frac{s}{d_M}\right)^r; \ f_5 = 1.2...1.5; \end{split}$$

де α – відношення D/d_{M} ; β – відношення h/d_{M} ; D – діаметр, M; h – висота лопаті, M; H – висота речовини у реакторі, M; s – відстань від дна реактора до нижньої частини лопаті, M; a, c, e, r – постійні величини; f_1 – поправочний коефіцієнт діаметру реактора до діаметру мішалки; f_2 – поправочний коефіцієнт висоти речовини у реакторі; f_3 – поправочний коефіцієнт відношення висоти лопаті до діаметру мішалки; f_4 – коефіцієнт, що враховує зміну відстані розташування спроектованої мішалки від дна реактора, в залежності від модельної мішалки; f_5 – коефіцієнт шорсткості поверхонь лопаті та стінок реактора. Постійні величини для лопатевих та рамних мішалок: a = 1.1; c = 0.6; e = 0.3; r = 0.

Критерій Ейлера з врахуванням поправочних коефіцієнтів розраховується за рівнянням [28]:

$$Eu'_{\mathcal{M}} = Eu_{\mathcal{M}} \cdot \sum (f_i); \qquad (4)$$

Потужність електричного двигуна розраховується за робочою потужністю мішалки (P_p) , при врахуванні ККД передачі (η_n) та коефіцієнту запасу по потужності, який знаходиться у межах (k = 1.2...1.5), для проведення досліджень коефіцієнт запасу по потужності електродвигуна прийнятий $K_{san} = 1.3$:

$$P_{\partial e} = k \frac{P_p}{\eta_n}; \qquad (5)$$

$$P_{p} = Eu'_{M} \cdot n^{3} \cdot d^{5}_{M} \cdot \rho ; \qquad (6)$$

Результати порівняльного аналізу наведено у вигляді гістограми, на якій зображена витрата електричним приводом мішалки потужності, в залежності від типу досліджуваної мішалки, рис. 2.



Рисунок 2. Витрата потужності електричним приводом робочого органу мішалки: 1 – дволопатева листова, лопаті під кутом 90⁰; 2 – дволопатева двоярусна, лопаті під кутом 90⁰; 3 – Рамна.

Розраховані критерії гідродинамічної подоби Ейлера з врахуванням поправочних коефіцієнтів для спроектованих мішалок мають наступний вигляд: для дволопатевої двоярусної де лопаті під кутом 90^0 $Eu'_{_{M}} = 0.58$, рамної $Eu'_{_{M}} = 0.63$, дволопатевої

листової, де лопаті під кутом $90^{0} Eu'_{M} = 0.56$. Для дволопатевої двоярусної мішалки де лопаті встановлені під кутом 90^{0} визначено зміну споживаної потужності електричним приводом від швидкості обертання органу змішувача. Результати наведено у вигляді графіку на рис. 3.

Провівши аналіз графічної залежності (рис. 3) встановлено, що зі збільшенням частоти обертання відбувається збільшення споживаної потужності. Використовуючи поліноміальну залежність, виведено рівняння, що описує зміну потужності від зміни частоти обертання робочого органу дволопатевої двоярусної мішалки у якої лопаті встановлені під кутом 90⁰:

 $y = -0.0006 \cdot (x^{4}) + 3.6088 \cdot (x^{3}) + 1.9286 \cdot (x^{2}) -$ -30.908 \cdot (x) + 29.441 ; (7)



Рисунок 3. Витрата потужності електричним приводом від частоти обертання робочого органу дволопатевої двоярусної мішалки.

Використовуючи рівняння (7) можна визначити кількість споживаної потужності механічної дволопатевої двоярусної мішалки при використанні у біогазовому реакторі з геометричними параметрами у відповідності до початкових умов. При розрахунку потрібно враховувати, що величина (X) у рівнянні (7) має крок 5 об/хв, тобто X=0 об/хв, 2X=5 об/хв і так далі. Для прикладу, проведено розрахунок споживаної потужності при частоті обертання мішалки 40 об/хв, відповідно (9X=40 об/хв).

 $-0.0006 \cdot (9^4) + 3.6088 \cdot (9^3) + 1.9286 \cdot (9^2) - 30.908 \cdot (9) +$

$$+29.441 = 2534.34 Bm \cdot cod$$

При проведених дослідженнях (рис. 2) потужність споживана дволопатевою двоярусною мішалкою, у якої лопаті встановлені під кутом 90⁰ становила 2534 Вт·год, тоді як розрахована величина за рівнянням (7) становить 2534,34 Вт·год, що на 0,01% більше. Це свідчить про адекватність отриманого рівняння.

Різні критерії Ейлера пояснюються тим, що форма механічного змішувача створює значний вплив на картину розповсюдження потоків органічної

сировини у реакторі, відповідно це призводить до збільшення гідравлічного опору обертання перемішуючого пристрою, і як наслідок, підвищенню витрат енергії на перемішування, що призводить до зниження енергоефективності вироблення біогазу, а також подальшої його переробки [28].

Проаналізувавши графічні залежності наведені на рис. 2 та рис. 3 зроблено висновок, що двоярусна дволопатева мішалка, з лопатями під кутом 90⁰ споживає найменше значення енергії серед розглянутих типів, згідно з заданими початковими умовами.

V. ВИСНОВКИ

Для встановлення залежності витрат енергії, а також обрання енергетично ефективної конструкції перемішуючого пристрою, згідно з метою роботи проведено порівняльний аналіз витрати енергії для механічних мішалок. Проаналізовано типи електричних машин, що використовуються у якості електричних приводів перемішуючих пристроїв. Враховуючи системи керування електричними приводами та циклограми їх роботи, а також особливості перемішування речовини, зміну критерію гідродинамічної подоби Ейлера для різних типів механічних змішувачів при однакових геометричних параметрах біогазових реакторів, рівні органічної сировини та однакового швидкісного режиму руху робочого органу мішалки встановлено споживану потужність на технологічний процес перемішування. Проведено порівняльний аналіз впливу типу та геометричних розмірів механічних мішалок на витрату енергії для перемішування об'єму речовини у замкненому резервуарі при використанні однофазного асинхронного двигуна у якості приводу мішалки.

Виведено рівняння, що описує зміну потужності електричного приводу від зміни частоти обертання робочого органу дволопатевої двоярусної мішалки у якої лопаті встановлені під кутом 90⁰.

Наведені роботі результати y можна використовувати для підвищення енергетичної ефективності біогазових установок. Встановлено напрямок проведення подальших досліджень, щодо споживання реактивної потужності електричними двигунами за час технологічного циклу роботи мішалки, що дозволить визначити картину зміни споживання реактивної потужності та окреслити напрямки руху до її зменшення. Це дозволить підвищити енергоефективність утворення біогазу та рентабельності подальшої його переробки.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- [1] WBA. Global Potential of Biogas; World Biogas Association: London, UK, 2019.
- [2] EBA. EBA Statistical Report 2023; European Biogas Association: Brussels, Belgium, 2023.
- [3] Ward, A.J., Hobbs, P.J., Holliman, P.J., Jones, D.L.

(2008). Optimisation of the anaerobic digestion of agricultural resources. *Bioresour. Technol.* 99, 7928-7940.

- [4] Ратушняк, Г.С., Лялюк, О.Г., Кощеєв, І.А. Біогазові установки з відновлюваними джерелами енергії термостабілізації процесу ферментації біомаси/ Г.С. Ратушняк, О.Г. Лялюк, І.А Кощеєв: монографія. Вінниця, ВНТУ, 2017. 88 с.
- [5] Marks, S., Dach, J., Fernandez Morales, F.J., Mazurkiewicz, J., Pochwatka, P., Gierz, Ł. (2020). New Trends in Substrates and Biogas Systems in Poland. *Journal of Ecological Engineering*, 21, 4, 19-25.
- [6] Balussou D. McKenna R., Möst D. Fichtner W. A model-based analysis of the future capacity expansion for German biogas plants under different legal frameworks. Renew. Sustain. Energy Rev. 2018, no. 96, pp. 119–131.
- [7] Holub S., Shinkaruk N. Principles of legal regulation of bioenergy use in the European Union. Law. Human. Environment, Kyiv, 2021, 12(4), pp. 72-77.
- [8] Zablodskiy, М., Spodoba, М., & Spodoba, О. Експериментальне дослідження енергетичних втрат біогазового реактора в навколишнє середовище при мезофільному режимі зброджування. Енергетика і автоматика, (2), 18-32.
- [9] M. Zablodskiy, M. Spodoba, O. Spodoba. "Experimental investigation of energy consumption for the process of initial heating of a substrate for the use of electric heat-mechanical system." Electrical Engineering and Power Engineering, №1, 2022, pp. 49–59.
- [10]Zablodskiy M.M., Spodoba M.O. Rationale for creating an electrothermomechanical system for mixing and heating biomass. Energy and Automation, Kyiv, no. 5, pp. 136-148, 2020. <u>http://dx.doi.org/10.31548/energiya2020.05.136</u>
- [11]Foukrach, M., Bouzit, M., Ameur, H. (2020). Effect of Agitator's Types on the Hydrodynamic Flow in an Agitated Tank. Chin. J. Mech. Eng. 33, 37.
- [12]Червоний, І.Ф., Куріс, Ю.В. Дослідження пристроїв та удосконалення процесів перемішування в біогазових установках. – Х.: Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит, 2012. – №2, 96.
- [13]Куріс, Ю.В. Біоенергетичні установки. Обладнання та технології переробки органовмісних енергоресурсів [Текст]/ Ю.В. Куріс: монографія. – Запоріжжя: ЗДІА, 2012. – 348 с.
- [14]M. Spodoba and O. Spodoba, "Mathematical Model of Changes in Energy Costs for Thermostabilization of the Substrate and Objects in a Biogas Reactor," 2023 IEEE 5th International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES), Kremenchuk, Ukraine, 2023, pp. 1-6, <u>https://doi.org/10.1109/MEES61502.2023.10402431</u>
- [15]D. Deublein and A. Steinhauser, "Biogas from Waste and Renewable Resources. An Introduction" in, Weinheim: KGaA, pp. 450, 2008.

- [16]Ратушняк, Г.С., Анохіна, К.В., Джеджула, В.В. Дослідження параметрів процесу перемішування органічної маси в біогазовій установці з вертикальним пропелерним перемішувачем. – Вінниця: ВНТУ, 2010. – 170 с.
- [17]Сподоба, М.О., Заблодський, М.М., Радько І.П. Основні складові методології побудови заглибного електромеханічного перетворювача біогазових комплексів// V Міжнародна для науково-практична конференція присвячена Віктора пам'яті професора Михайловича Синькова «Проблеми та перспективи розвитку енергетики, електротехнологій та автоматики в АПК», – К.: НУБіП, 2019.
- [18]Marks, S., Jeżowska, A., Kozłowski, K., Dach, J., Wilk, B., Fudala-Książek, S. (2017). Review of mixing systems of fermentation liquid used in biogas plants. *Technika Rolnicza Ogrodnicza Leśna*, 6, 24-26.
- [19]Закоморний, Д.М., Поводзинський, В.М., Шибецький, В.Ю. Класифікація та аналіз роботи ферментерів з механічними перемішуючими пристроями в аеробних процесах біотехнології. *ScienceRise*, 2015. 5, №2, 24-32.
- [20]Луняка, К., Вус, Д., Чумаков, Г. Дослідження масопередачі при перемішуванні турбінною мішалкою в посудинах з відбивними перегородками// Вісник Тернопільського державного технічного університету, 2008. – 13, №1. – 171-176 с.
- [21]Ameur, H. (2016). Mixing of complex fluids with flat and pitched bladed impellers: effect of blade attack angle and shear-thinning behavior. *Food Bioprod. Process.* 99, 71-77.
- [22]Ameur, H. (2018). Modifications in the Rushton turbine for mixing viscoplastic fluids. J. Food Eng. 223, 117-125.
- [23]M. Zablodskiy and M. Spodoba, "Determination of energy efficient level of the speed of mixing body of electromechanical system", Kremenchuk: Electromechanical and energy saving systems, vol. 4, no. 52, pp. 17-26, 2020.<u>http://dx.doi.org/10.30929/2072-</u> 2052.2020.4.52.17-26
- [24]Луняка, К.В., Вус, Д.Н., Русанов, С.А., Клюев, О.І. Розчинення твердої речовини при перемішуванні мішалками в посудинах з вертикальними перегородками. «Теорія і практика сучасного природознавства». Збірник наукових праць. – Херсон: 2009. – 36-39 с.
- [25]Квітка С.О., Безменнікова Л.М., Вовк О.Ю., Квітка О.С. Методи управління та апаратна реалізація сучасних перетворювачів частоти. Праці Таврійського державного агротехнологічного університету: наукове фахове видання. Мелітополь: ТДАТУ, 2013. Вип. 3, т. 2. С. 164-171.
- [26]Пересада С.М., Ковбаса С.М., Димко С.С., Благодір В.О. Порівняльний аналіз енергетичної ефективності алгоритмів прямого векторного керування моментом асинхронних двигунів з максимізацією співвідношення момент-струм.

Технічна електродинаміка. – 2015. № 4. С. 36-40. http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED_2015_4_8.

- [27]A. G. Skliar, R. V. Skliar (2019). Analysis of methods and means for mixing the substrate in the methane kit of biogas plants. *Machinery & Energetics*, 10(4), 19-26.
- [28]Spodoba M. Zabłodskiy M. Dependence of energy costs on the type of mechanical stirrer used in a biogas reactor. *Electrical engineering and power* engineering, 2021, (1), 26-33.

https://doi.org/10.15588/1607-6761-2021-1-3

[29]Черевко, О.І., Поперечний, А.М. Процеси і апарати харчових виробництв [Текст]/ О.І. Черевко, А.М. Поперечний: підручник 2-е видання, доп. та випр. Х.: Світ Книг, 2014. 495 с.

> Надійшла (Received) 15.04.2025; Прийнята (Accepted) 05.05.2025; Опублікована (Published) 14.06.2025;

RESEARCH OF ENERGY EXPENDITURES FOR MECHANICAL MIXING OF RAW MATERIALS IN A BIOGAS REACTOR

SPODOBA M.O.	Doctor of Philosophy (Ph.D), Assistant, Department of Electrical Engineering,
	Electromechanics and Electrotechnology, National University of Life and
	Environmental Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine. e-mail: spmisha@ukr.net, ORCID:
	https://orcid.org/0000-0001-6179-0825;
SDODODA O O	Destar of Philosophy (Ph.D.) Soniar lastyrar Department of Design of Machines and

Purpose. Study of energy consumption by mechanical mixers and selection of an energy-efficient mixing device to ensure reduction of energy consumption for the biogas production process and increase interest in its further processing into other types of energy.

Methodology. Comparative analysis and use of mathematical modeling methods to determine the amount of energy consumed for mixing, generalization of the results obtained.

Findings. The formation of the energy system consists in including renewable alternative energy systems, including biogas technologies. The energy efficiency of which depends on the amount of energy consumed for the processes of intensification of the fermentation of raw materials. One of the main means of intensification is careful and frequent mixing of raw materials during fermentation. The presence of various types of devices for mixing substances in reactors confirms the relevance of the issue of developing energy-efficient means to accelerate fermentation and increase the profitability of further actions with biogas and its processing. The most rational ways to increase the energy efficiency of mixing are to establish the dependences of energy consumption by mechanical mixing devices, to choose a rational type of mixer, which includes the search for rational mass-dimensional characteristics that ensure uniform flows of raw materials in the biogas reactor and at the same time spend the least amount of energy for mixing. Performing the above actions ensures the determination of rational mass-dimensional characteristics of the mixer, which significantly reduces energy consumption for mixing and increases the profitability of implementing biogas technologies into the energy system.

Originality. The types of electric machines used as electric drives of mixing devices are analyzed. Taking into account the control systems of electric drives and the cycle diagrams of their operation, as well as the features of mixing the substance, the change in the Euler hydrodynamic similarity criterion for different types of mechanical mixers with the same geometric parameters of biogas reactors, the levels of organic raw materials and the same speed mode of movement of the working body of the mixer, the power consumption for the technological process – mixing is established. A comparative analysis of the influence of the type and geometric dimensions of mechanical mixers on the energy consumption for mixing the volume of the substance in a closed tank when using a single-phase asynchronous motor as a mixer drive is carried out. Using a polynomial dependence, an equation was obtained that describes the change in the power of the electric drive from the change in the frequency of rotation of the working body of a two-tier mixer in which the blades are installed at an angle of 900.

Practical value. The results presented in the work can be used to increase the energy efficiency of biogas plants. The direction of further research on the consumption of reactive power by electric motors during the technological cycle of the mixer operation has been established, which will allow determining the pattern of changes in reactive power consumption and outlining the directions of movement towards its reduction.

Keywords: Reynolds criterion; comparative analysis; energy efficiency; Euler's criterion; mechanical mixing; electric motor power; energy consumption.

REFERENCE

- [1] WBA. Global Potential of Biogas; World Biogas Association: London, UK, 2019.
- [2] EBA. EBA Statistical Report 2023; European Biogas Association: Brussels, Belgium, 2023.
- [3] Ward, A.J., Hobbs, P.J., Holliman, P.J., Jones, D.L. (2008). Optimisation of the anaerobic digestion of

SPODOBA O.O. Doctor of Philosophy (Ph.D), Senior lecturer, Department of Design of Machines and Equipment, National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine, e-mail: sp1309@ukr.net, ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0001-8217-866X;</u>

agricultural resources. *Bioresour. Technol.* 99, 7928-7940.

- [4] Ratushnyak, G.S., Lyalyuk, O.G., Koshcheev, I.A. (2017) Biogazovi ustanovki z vidnovlyuvanimi dzherelami energiï termostabilizatsiï protsesu fermentatsiï biomasi. Vinnitsya: VNTU, 88.
- [5] Marks, S., Dach, J., Fernandez Morales, F.J., Mazurkiewicz, J., Pochwatka, P., Gierz, Ł. (2020). New Trends in Substrates and Biogas Systems in Poland. *Journal of Ecological Engineering*, 21, 4, 19-25.
- [6] Balussou D. McKenna R., Möst D. Fichtner W. A model-based analysis of the future capacity expansion for German biogas plants under different legal frameworks. Renew. Sustain. Energy Rev. 2018, no. 96, pp. 119–131.
- [7] Holub S., Shinkaruk N. Principles of legal regulation of bioenergy use in the European Union. Law. Human. Environment, Kyiv, 2021, 12(4), pp. 72-77.
 [8] Zablodskiy M., Spodoba M., Spodoba O. (2022).
- [8] Zablodskiy M., Spodoba M., Spodoba O. (2022). Experimental study of energy losses of a biogas reactor to the environment in the mesophilic mode of fermentation. *Energy and automation*, 2, 18-32. <u>http://dx.doi.org/10.31548/energiya2022.02.018</u>
 [9] M. Zablodskiy, M. Spodoba, O. Spodoba.
- [9] M. Zablodskiy, M. Spodoba, O. Spodoba. "Experimental investigation of energy consumption for the process of initial heating of a substrate for the use of electric heat-mechanical system." Electrical Engineering and Power Engineering, №1, 2022, pp. 49–59.
- [10]Zablodskiy M.M., Spodoba M.O. Rationale for creating an electrothermomechanical system for mixing and heating biomass. Energy and Automation, Kyiv, no. 5, pp. 136-148, 2020. <u>http://dx.doi.org/10.31548/energiya2020.05.136</u>
- [11]Foukrach, M., Bouzit, M., Ameur, H. (2020). Effect of Agitator's Types on the Hydrodynamic Flow in an Agitated Tank. *Chin. J. Mech. Eng.* 33, 37.
 [12]Chervoniy, I.F., Kuris, Yu.V. (2012) Doslidzhennya
- [12]Chervoniy, I.F., Kuris, Yu.V. (2012) Doslidzhennya pristroïv ta udoskonalennya protsesiv peremishuvannya v biogazovikh ustanovkakh. Kh.: Energosberezheniye. Energetika. Energoaudit. 2, 96.
- [13]Kuris, Yu.V. Bioyenergetichni ustanovki. Obladnannya ta tekhnologii pererobki organovmisnikh energoresursiv. Zaporizhzhya: ZDIA, 348.
- [14]M. Spodoba and O. Spodoba, "Mathematical Model of Changes in Energy Costs for Thermostabilization of the Substrate and Objects in a Biogas Reactor," 2023 IEEE 5th International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES), Kremenchuk, Ukraine, 2023, pp. 1-6, https://doi.org/10.1109/MEES61502.2023.10402431
- [15]D. Deublein and A. Steinhauser, "Biogas from Waste and Renewable Resources. An Introduction" in, Weinheim:KGaA, pp. 450, 2008.
 [16]Ratushnyak, G.S., Anokhina, K.V., Dzhedzhula, V.V.
- [16]Ratushnyak, G.S., Anokhina, K.V., Dzhedzhula, V.V. (2010) Doslidzhennya parametriv protsesu peremishuvannya organichnoï masi v biogazoviy ustanovtsi z vertikalnim propelernim peremishuvachem. Vinnitsya: VNTU, 170.
- [17]Spodoba, M.O., Zablodskiy, N.N., Radko, I.P. (2019) Osnovni skladovi metodologiï pobudovi zaglibnogo elektromekhanichnogo peretvoryuvacha dlya

biogazovikh kompleksiv. V Mizhnarodna naukovopraktichna konferentsiya prisvyachena pam'yati profesora Viktora Mikhaylovicha Sinkova «Problemi ta perspektivi rozvitku energetiki. elektrotekhnologiy ta avtomatiki v APK». K.: NUBiP.

- [18]Marks, S., Jeżowska, A., Kozłowski, K., Dach, J., Wilk, B., Fudala-Książek, S. (2017). Review of mixing systems of fermentation liquid used in biogas plants. *Technika Rolnicza Ogrodnicza Leśna*, 6, 24-26.
- [19]Zakomorniy, D.M., Povodzinskiy, V.M., Shibetskiy, V.Yu. (2015) Klasifikatsiya ta analiz roboti fermenteriv z mekhanichnimi peremishuyuchimi pristroyami v ayerobnikh protsesakh biotekhnologii. ScienceRise, 5 (2), 24-32.
- [20]Lunyaka, K., Vus, D., Chumakov, G. (2008) Doslidzhennya masoperedachi pri peremishuvanni turbinnoyu mishalkoyu v posudinakh z vidbivnimi peregorodkami. Ternopil: Visnik Ternopilskogo derzhavnogo tekhnichnogo universitetu, 13,171-176.
- [21]Ameur, H. (2016). Mixing of complex fluids with flat and pitched bladed impellers: effect of blade attack angle and shear-thinning behavior. *Food Bioprod. Process.* 99, 71-77.
- [22]Ameur, H. (2018). Modifications in the Rushton turbine for mixing viscoplastic fluids. *J. Food Eng.* 223, 117-125.
- [23]M. Zablodskiy and M. Spodoba, "Determination of energy efficient level of the speed of mixing body of electromechanical system", Kremenchuk: Electromechanical and energy saving systems, vol. 4, no. 52, pp. 17-26, 2020.<u>http://dx.doi.org/10.30929/2072-</u> 2052.2020.4.52.17-26
- [24] Lunyaka K.V., Vus D.N., Rusanov S.A., Klyuyev O.I. (2009) Rozchinennya tverdoï rechovini pri peremishuvanni mishalkami v posudinakh z vertikalnimi peregorodkami. Kherson, 36-39.
- [25]Kvitka S.O., Bezmennikova L.M., Vovk O.Yu., Kvitka O.S. Control methods and hardware implementation of modern frequency converters. Proceedings of the Tavria State Agrotechnological University: scientific professional publication. Melitopol: TGATU, 2013. Issue 3, vol. 2. P. 164-171.
- [26]Peresada S.M., Kovbasa, S.M., Dymko, S.S., Blagodir, V.O. Comparative analysis of energy efficiency of algorithms for direct vector torque control of asynchronous motors with maximization of the torque-current ratio. Technical Electrodynamics. 2015. No. 4. P. 36-40. Access mode: http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED_2015_4_8.
- [27]A. G. Skliar, R. V. Skliar (2019). Analysis of methods and means for mixing the substrate in the methane kit of biogas plants. *Machinery & Energetics*, 10(4), 19-26.
- [28]Spodoba M. Zablodskiy M. Dependence of energy costs on the type of mechanical stirrer used in a biogas reactor. *Electrical engineering and power engineering*, 2021, (1), 26-33. <u>https://doi.org/10.15588/1607-6761-2021-1-3</u>
- [29]Cherevko, O.I., Poperechniy, A.M. (2014) Protsesi i aparati kharchovikh virobnitstv: pidruchnik 2-e vidannya. dop. ta vipr. Kh.: Svit Knig, 495

UDC 621.382

RESEARCH OF THERMAL PROCESSES OF AN IGBT MODULE-BASED INVERTER

LUSHCHIN S.P. Ph.D, Associate professor, Associate professor of the department of physics of the National University "Zaporizhzhia Polytechnic", Zaporizhzhia, Ukraine, ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0003-2135-0520</u> e-mail: <u>luschin@zntu.edu.ua</u>;

PAXAR D.P. Student of the Faculty of Electrical Engineering of the National University "Zaporizhzhia Polytechnic", Zaporizhzhia, Ukraine, ORCID: <u>https://orcid.org/0009-0009-2180-1089</u>, email: <u>megaflopa3000(@gmail.com;</u>

Purpose. Study of thermal processes of an inverter based on an IGBT module for used in a frequency converter to control the operation of an asynchronous motor.

Methodology. Analytical and computational methods to analyse thermal processes of an inverter based on an IGBT module.

Findings. The study of thermal processes of the SKM200GB12T4 inverter based on the IGBT module was performed using the SemiSel program. A mathematical model of the cooling process of the SKM200GB12T4 inverter was developed. The dependence of the dynamic thermal impedance Zth(s-a) on time, which is described by an exponential function, was obtained. The value of the time constant for this dependence, which characterizes the rate of change in the cooler temperature, i.e. the quality of its operation, has been calculated. The thermal time constant $\tau = 1.44$ s indicates the time required to reach a temperature difference of approximately 63% of its stationary value. This low value reflects the effective cooling due to the high air flow velocity (7 m/s) and air flow rate (426.43 m³/h), which is critically important for maintaining the IGBT junction temperature below 175 °C during overload.

The values of the inverter temperature maxima during overload were obtained. For an overload of 10.94 seconds, the maximum temperature for IGBT transistors is 120.85 °C, and for diodes – 123.4 °C. The case temperature Tc = 71.21 °C and the radiator temperature Ts = 63.56 °C remain the same for transistors and diodes and do not exceed the maximum operating temperature of the module due to the stability of the cooling system. However, overheating can increase with prolonged loading, resulting in the degradation of semiconductor devices.

The temperature and power variation processes at nominal load and in overload mode for one period have been studied using the SemiSel program. The temperature change graphs reflect the stability of the temperature at various points, such as the transitions of IGBT transistors and reverse diodes, due to effective thermal control. The power graph indicates cyclical changes in losses, with peaks in the phases where current and voltage are maximum. These data confirm the suitability of the module for use in control circuits.

Originality. Based on the graphical analysis of the kinetic dependencies of temperature and inverter power, a mathematical model of the cooling process of the SKM200GB12T4 inverter was developed, that describes the dependence of the dynamic thermal impedance Zth(s-a) on time. The thermal time constant for this dependence, which characterises the rate of change of the cooler temperature, was calculated.

Practical value. The results of the study of the thermal characteristics of the SKM200GB12T4 inverter can be used to optimize the operating modes of the frequency converter for controlling the operation of an asynchronous motor. *Keywords: thermal processes; inverter; IGBT module; frequency converter.*

I. INTRODUTION

The control system with a frequency-controlled drive is the simplest and most economical from a technical point of view. An integral part of a regulated electric drive is a controlled power converter, which provides smooth speed control of electric motors by converting fixed values of voltage and frequency of the network into variable values [1].

The number of revolutions of the motor is proportional to the frequency of its supply. If the electric motor is powered from a 50 Hz network, then its number of revolutions will be maximum and constant. When the electric motor is powered from a frequency converter (adjustable output frequency 0-50 Hz), its number of revolutions can vary from zero to the maximum value.

When changing the engine speed, it is possible to control the power consumption and energy losses.

In addition, the use of frequency converters allows you to reduce reactive power consumption and starting currents, which has a positive effect on the service life of technological equipment and energy infrastructure.

Modern electronic switches based on IGBT transistors, due to their positive properties, are used to create power keys of inverters in the production of frequency converters for electric drives [2] - [3].

Today, frequency converters using a power

© Lushchin S.P., Paxar D.P., 2025

Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0 International License (CC-BY-CA 4.0) DOI: <u>https://doi.org/10.15588/1607-6761-2025-2-3</u>

transistor module based on IGBT transistors, which consists of a set of insulated gate bipolar transistors and reverse current diodes, are widely used.

The study of thermal processes of an inverter based on an IGBT module for use in a frequency converter is important to ensure its reliable operation in high power systems, such as traction inverters. This process involves the evaluation and analysis of thermal parameters (thermal resistance, temperature and power) to prevent overheating and increase efficiency.

II. ANALYSIS OF LAST RESEARCHES

The data sheet for the SKM200GB12T4 power transistor module [4], available on the Semikron Danfoss website (Semikron Danfoss), presents the basic thermal parameters required for calculations. These include: junction-to-case thermal resistance ($R_{th(j-c)}$); case-to-heat sink thermal resistance ($R_{th(c-s)}$). These parameters are critical for estimating the temperature rise from the transistor junction to the environment [5].

In the article [6], an analysis of the most commonly used IGBT modules for voltages from 600 V to 6500 V is made and a methodology for determining the quality criteria of modules for a given voltage, current and frequency is developed.

The article [7] describes the use of the RC (resistance-capacitance) approach to predict the junction temperature of modules mounted on a liquid cooled heatsink. Finite element modelling (FEM) is used for detailed thermal analysis, taking into account the thermal interaction between modules and the influence of heatsink materials. A comparison of single and dual phase cooling systems is presented. Different thermal interface materials (TIMs) are evaluated, indicating the reduction in junction temperature. These methods can be adapted to the SKM200GB12T4 module, especially in the context of traction applications, where thermal modelling accuracy is important.

Article [8] describes a thermal resistance model and an equivalent thermal circuit for IGBT modules, including the calculation of transistor and diode losses using the pulse width modulation (SVPWM) method.

Article [9] emphasises the importance of calculating the junction temperature for multi-chip devices and suggests that the calculations should be separated for each chip, taking into account differences in thermal resistance.

In [10], the power loss of the IGBT module under nominal operating conditions was theoretically estimated. The temperature field of the heat sink under typical operating conditions was simulated by ICEPAK, and the heatsink was parameterised. The simulation results show that under the condition of forced cooling and heat dissipation, the optimised heat sink meets the heat dissipation requirements of the motor controller.

In [12], thermal management studies for IGBT modules are reviewed. The thermal resistances of IGBT modules are studied. It is stated that the junction-to-case

thermal resistance usually decreases inversely with the total thermal power. In addition, IGBT cooling solutions are also considered, and the performance of different solutions is compared. A fast and efficient method for IGBT thermal management is proposed depending on the junction-to-case thermal resistance requirements and the equivalent heat transfer coefficient of the test samples.

In [13], experimental methods for determining the thermal characteristics of IGBT power modules are reported. Three different systems were used: the first performs a "temporary" characteristic to monitor the most significant device parameters during normal operation or stress tests; the second performs a complete and dynamic thermal characterization; finally, an infrared optical analysis was performed to verify the results.

In [14], different thermal models of the IGBT power module are presented and compared. A three-dimensional finite element method (FEM) model is simulated in COMSOL. And then a thermal model with lumped parameters is derived taking into account various aspects (heat propagation and thermal coupling).

In the book [15] the author describes experimental and numerical methods, tools used in a typical thermal design process. Information is provided on some advanced methods of cooling electronic devices.

An analysis of research and publications devoted to the thermal characteristics of power transistor modules based on IGBT transistors allows us to consider the development and improvement of control circuits using IGBT transistors as relevant.

III. FORMULATION OF THE WORK PURPOSE

The purpose of this work is to study the thermal processes of the SKM200GB12T4 inverter based on the IGBT module for use in a frequency converter in an electric circuit to control an asynchronous motor.

IV. EXPOUNDING THE MAIN MATERIAL AND RESULTS ANALYSIS

We investigated the thermal characteristics of the SKM200GB12T4 inverter based on IGBT transistors and reverse diodes (Fig. 1).

The simulation and calculations of the inverter were carried out using the SemiSel program, which is available on the manufacturer's website [1]. The SemiSel program is used to simulate and analyse the operation of electronic devices, such as the SKM200GB12T4 inverter module manufactured by Semikron. Typical values for calculating the inverter in the SemiSel program are given in Table 1.



Figure 1. SKM200GB12T4 inverter diagram

Table 1. Typical values for calculating an inverter in the

 SemiSel program

Input voltage (V_{in})	650 V
Output current (I_{out})	86,4 A _{rms}
Power factor ($\cos \varphi$)	0,866
Switching frequency (f_{sw})	5 kHz
Additional losses per heat sink $(P+_{HS})$	0 W
Overload current (I_{over})	$130 A_{rms}$
Minimum output frequency (<i>f</i> _{out(min}))	2 Hz
Duration (t_{over})	10 s
Output voltage (V_{out})	$380 V_{rms}$
Output power (P_{out})	40,1 kW
Output frequency (<i>f</i> _{out})	50 Hz
Modulation (M)	М
Sinus triangle PWM	PWM
Overload factor	1,5
Minimum output voltage $(V_{out(min)})$	51,7 V _{rms}

Fig. 2 shows graphs of the dependence of voltage, current, and frequency on time during overloads of the SKM200GB12T4 module.

Analysis of the voltage, current and frequency curves during overloads (Fig. 2) indicates that at the moment of switching on and off, the change in these quantities follows a linear law. After an initial increase in current and a decrease in voltage and frequency, they reach the set value and the module operates in the operating mode. The physical process by which these quantities change during power-up is related to the dynamics of the charge and discharge of the gate node, as well as to the distribution of the electric field in the IGBT structure, which affects the switching speed and heat dissipation. It has been demonstrated that when the module is deactivated, there is an increase in both voltage and frequency, whilst concurrently there is a decrease in current. The rate of current decrease is related to the slow recombination of minority carriers in the drift region. This effect increases turn-off time and switching losses.

Typical values for calculating the thermal characteristics of the SKM200GB12T4 inverter in the SemiSel program are given in Table 2.

Table 2. Typical values for calculating the thermal characteristics of the inverter in the SemiSel program

	Т	D
I _{ref}	200 A	200 A
V _{ref}	600 V	600 V
$T_{i opt}$	150 °C	150 °C
$T_{j max}$	175 °C	175 °C
V _{f@25°C} , Iref	1,8 V	2,2 V
V _{f@Tjopt} , Iref	2,2 V	2,12 V
R_{gOn}	4,75 Ohm	
R_{gOff}	4,75 Ohm	4,75 Ohm
E_{on}	21 mJ	
E_{off}	20 mJ	13 mJ
$R_{th(j-c)}$	0,14 K/W	0,26 K/W
$R_{th(c-s)}$	0,045 K/W	0,057 K/W

The use of the SemiSel program allowed us to determine the main thermal characteristics of the cooling system of the SKM200GB12T4 inverter. The radiator parameters are given in Table 3.

The mathematical model of cooling processes for the SKM200GB12T4 inverter is based on Newton's law of cooling and the radiator parameters from Table 3. Convective heat transfer is carried out by transferring heat from a heated body to a cooling gas. The heat transfer process is described by Newton's law of cooling [16]:

$$dQ = \alpha \Delta TS dt, \tag{1}$$

where dQ - the amount of heat transferred from a heated body to a cooling medium; α is the heat transfer coefficient; *S* is the area of the cooling surface; ΔT is the temperature excess of the heated body over the ambient temperature.

The heat transfer rate *P* is given by:

$$P = \frac{dQ}{dt} = \alpha \Delta TS,$$
 (2)



Figure 2. Graphs of voltage, current, frequency versus time during overloads of the SKM200GB12T4 module

Table 3.	Basic	thermal	characteristics	for	the	inverter
cooling s	ystem					

Cooling method	Air cooling	
Mounting surface width	345.34 mm	
Mounting surface length	244.14 mm	
Fin length	70 mm	
Coolant speed	7 м/с	
Coolant flow rate	426.43 m ³ /h	
Distance between products	5 mm	
Coolant temperature	40 °C	
$R_{th(s-a)}$, steady state	0.0352 K/W	

The change in the temperature excess during heating of the body is described by an exponential law:

$$\Delta T = \frac{P}{\alpha S} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = \Delta T_s (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \qquad (3)$$

where ΔT_s is the set temperature excess; τ is the thermal time constant.

The thermal time constant of a body is defined as follows:

$$\tau = \frac{cm}{\alpha S},\tag{4}$$

where c is the specific heat capacity of the body, m is the mass of the body, α is the heat transfer coefficient, S is the cooling surface area.

The value of the thermal time constant characterizes the rate of change in body temperature; it depends on the ratio between the heat capacity of the body c*m and the heat transfer conditions α *S. Increases in cooling intensity, owing to elevated heat dissipation (increasing α), result in a reduction of the thermal time constant.

The thermal resistance is defined as

$$R_{th(s-a)} = \frac{\Delta T}{P}.$$
 (5)

The thermal resistance is related to the heat transfer coefficient:

$$R_{th(s-a)} = \frac{1}{\alpha S}.$$
 (6)

Transforming formula (3) taking into account (5) and (6), we obtain:

$$R_{th} = \frac{1}{\alpha S} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = R_{ths} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \tag{7}$$

where R_{th} is the thermal resistance of convection; R_{ths} is the value of the thermal resistance of convection that has been established.

Fig. 3 indicates the dependence of the dynamic thermal impedance $Z_{th(s-a)}$ on time, obtained using the SemiSel program.



Figure 3. Dependence of dynamic thermal impedance $Z_{th(s-a)}$ on time

The parameter $Z_{th(s-a)}$ is interpreted as the dynamic thermal impedance at transient regimes, which is used in the analysis of the thermal characteristics of electronic components or cooling systems. The units K/W indicate the ratio of temperature change to power, which is characteristic of thermal resistance.

The dependence graph of dynamic thermal impedance $Z_{th(s-a)}$ on time utilises a logarithmic scale on the time axis, which allows you to cover a wide range of values (from 0.01 to 10,000 seconds), which is not always obvious when analysing such data. The value of $Z_{th(s-a)}$ increases to a value of 0.032 at 400 seconds, and after this time the growth slows down, gradually approaching a plateau of approximately 0.035 K/W.

The graph illustrates an exponential growth pattern, with an initial value and a gradual approach to the limiting value, which corresponds to formula (7). The initial value of 0.005 K/W can reflect the instantaneous thermal resistance, while the limit value of 0.035 K/W can be considered as the stationary thermal resistance that results after a significant duration.

Mathematical analysis allowed us to obtain a regression formula that describes the graph of the dependence of the parameter $Z_{th(s-a)}$ on time, as illustrated in Fig. 3. The dynamic thermal impedance $Z_{th(s-a)}(t)$ is determined by formula (8) with initial value $Z_{th(s-a)}(0) = 0.005$ K/W and steady-state value $Z_{th(s-a)}(\infty) = 0.035$ K/W:

$$Z_{th}(t) = 0.005 + 0.03(1 - e^{-\frac{t}{1.44}}).$$
 (8)

The value of the thermal time constant is $\tau = 1.44$ s. At $t = \tau$ the exponent in equation (3) becomes $e^{\frac{t}{\tau}} = e^{-1} \approx 0.3679$. So, we obtain

 $\Delta T = \Delta T_s (1 - e^{-1}) = \Delta T_s (1 - 0.3679) = \Delta T_s \cdot 0.6321$. This means, that when the time equals the thermal time constant $t = \tau$, the temperature difference reaches approximately 63% of its final steady-state value ΔT_s .

Thus, the thermal time constant indicates the time required to achieve a temperature difference of $\approx 63\%$ of its stationary value. This low value reflects effective cooling due to the high air flow velocity (7 m/s) and air flow rate (426.43 m³/h), which is critically important for maintaining the IGBT junction temperature below 175 °C during overload.

The radiator uses air cooling with a steady-state thermal resistance $R_{th(s-a)} = 0.0352$ K/W. Radiator area S = 345.34 mm $\cdot 244.14$ mm = 0.08436 m². Thus, the heat transfer coefficient is:

$$\alpha = \frac{1}{R_{th(s-a)}S} \approx 336.7 \ \Omega/\mu^2 \text{K.}$$
(9)

The results of the calculation of the cooling system in the SemiSel program are shown in figures: 4, 5, 6, 7, 8. As illustrated in Figure 4, the results of the calculation of temperature and power for the inverter at nominal load are presented.

Розділ «Електротехніка»



Figure 4. Results of calculating the temperature and power of the inverter at rated load

Research has demonstrated that the total losses are 585 W, which requires effective heat dissipation for reliable operation of the module. The losses in IGBT transistors are higher than in diodes, which is typical for such systems.

The simulation displays the maximum operating junction temperature for the transistor $(T_{j max})$ as 80.21 °C, and the minimum $(T_{j min})$ as 72.57 °C. The case temperature (T_c) is 64.7 °C, and the heat sink temperature (T_s) is 60.6 °C. These values indicate how effectively heat is removed from the module, preventing overheating. The higher junction temperature is explained by the fact that this is where the main conversion of energy to heat occurs.

The maximum operating junction temperature $(T_j _{max})$ of the diode is 72.14 °C, while its the minimum $(T_j _{min})$ is 68.48 °C, the case temperature (T_c) is 64.7 °C, and the heat sink temperature (T_s) is 60.6 °C.

These temperature values indicate that the cooling system is effectively removing heat, thereby maintaining

the junction temperature of the transistor and diode below the maximum allowable level (typically 150 °C for such modules).

The total system losses are 585 W, and the efficiency is 98.83%. The losses in IGBT transistors per device (87.98 W: losses in conduction mode 43.85 W, when turned on 17.48 W, when turned off 16.65 W) and diodes per device (19.54 W: losses when turned on - 0.00 W, and when turned off - 8.83 W). It is imperative that these losses are distributed by the cooling system in order to ensure that the temperature remains within safe limits.

The simulation results demonstrate that the cooling system of the SKM200GB12T4 module is is capable of maintaining safe temperatures at its rated load, with a dissipation of 585 W of heat.

Fig. 5 illustrates the results of calculating the temperature and power of single output period for the IGBT transistors of the inverter at its rated load.



Single output period results for T



The graphs presented herein consist of two primary components: the first component illustrates the temperature of the various components, whilst the second component illustrates the power losses over a period corresponding to a full AC cycle.

The first graph illustrates the temperatures of key parts of the system. The junction temperature (T_j) fluctuates slightly, remaining below 75 °C, and does not reach the critical threshold of 150 °C, indicating safe operation.

It is evident that the case temperatures (T_c) remain stable at approximately 66 °C, and the heat sink temperatures (Ts) remain stable at around 60 °C.

The maintenance of stable temperatures is indicative of effective control of diode heat dissipation, with the cooling system playing a pivotal role in preventing overheating, a critical factor in ensuring the device's durability.

The second graph illustrates three categories of losses. The conduction losses (P_{cond}) exhibit a sinusoidal pattern, reaching a maximum of approximately 53 W at 110 degrees, which is concomitant with the peak current.

The on-state losses (P_{off}) reach a maximum of approximately 25 W at 60 degrees, indicating a substantial energy expenditure during the switching process. The off-state losses (P_{on}) are practically zero.

The graphs indicate that the cooling system for the diodes of the SKM200GB12T4 module at nominal load works effectively, keeping all temperatures within safe limits. However, the high off-state losses (P_{off}) are an important aspect that may require optimization for long-term reliability, particularly in scenarios involving heavy duty operations.

Temperature maxima





Figure 6. Inverter temperature peaks during overload

Fig. 6 illustrates the results of the calculation of the maximum temperature for the inverter under overload.

The analysis of the results indicates that the maximum and minimum temperatures of the transistor (T = 120.85 °C) are the same. The maximum and minimum temperatures of the diode (T = 123.4 °C) of the SKM200GB12T4 module are also the same.

For an overload of 10.94 seconds, the maximum temperature for the transistors is 120.85 °C, and for the diodes is 123.4 °C.

Other temperatures, case temperature $T_c = 71.21$ °C and the heat sink temperature $T_s = 63.56$ °C remain the same for transistors and diodes and do not exceed the maximum operating temperature of the module due to the stability of the cooling system. However, with longer load times, overheating may increase, which will cause degradation of semiconductor devices. This is a confirmation of the effectiveness of the cooling system to ensure the reliability of the module.

Fig. 7 illustrates the results of calculating the temperature and power of single output period for the IGBT transistors of the inverter during overload.

Loadcycle results for T



Figure 7. Results of calculating the temperature and power of one output period for IGBT transistors of the inverter (T) during overload

These graphs illustrate the response of the SKM200GB12T4 module reacts to overload when operating with an asynchronous motor.

The junction temperature reaches approximately 120 °C during periods of peak operation, remaining within safe limits (maximum 150 °C). The temperature graph demonstrates that the junction temperature (T_{jmax} and T_{jmin}) reaches peaks of approximately 105 °C at the 2nd and 120 °C at the 11th second of the test. This is due to the increased current that the motor consumes during overload, which increases power losses and heating of the IGBT module.

The case temperature (T_c) and the heat sink temperature (T_s) also increase, but remain below the limit (peaks around 65 °C).

The critical range (above 150 °) indicates the zone where the module experiences stress but remains operational, while the fatal threshold (175 °C) is the limit beyond which failure is possible.

The power loss increases sharply during overload, reaching 400 W. The power loss (P_{total}) peaks at 400 W at 2 and 11 seconds, corresponding to the temperature peaks. The bulk of the loss is the loss (P_{cond} , about 180 W) that occurs when the IGBT conducts under high load.

Switching losses (P_{on} around 25 W and P_{off} around 25 W) are lower, indicating that conduction losses are the primary influence in this test.

The peak values of temperature and power loss reflect the moments when the motor requires a greater current flow, thereby leading to an increase in the module's temperature.

Thus, the temperature of the IGBT transistors remains below 150 ° C, thereby confirming that the module is operating within safe limits. The low heatsink temperature (≈ 63 °C) indicates that the cooling system is effectively removing heat, thereby preventing the

accumulation of excess heat and the subsequent occurrence of overheating.

The graphs in Fig. 7 demonstrate that the SKM200GB12T4 module effectively copes with loads, remaining within safe temperature limits thanks to thermal management.

Fig. 8 illustrates the results of calculating the temperature and power of single output period for the inverter diodes under overload.

Studies demonstrate that the overload graphs for the SKM200GB12T4 module diodes illustrate its capacity to withstand short-term overloads while remaining within safe temperature limits.

The junction temperature reaches 123 °C, which is far from the critical range, and does not exceed it.

Power losses of 225 W are primarily attributable to conduction losses, with a lesser contribution from switching losses.

Temperature graphs demonstrate how the maximum junction temperature $(T_{j max})$ peaks at approximately 110 °C at 2 seconds and around 120 °C at 12 seconds, indicating significant thermal stress during overload. The case and heatsink temperatures remain stable (approximately 70 °C and 65 °C, respectively). The module does not fall into the critical range (150 °C – 175 °C), and does not exceed the fatal threshold (175 °C).

The power loss graphs demonstrate that the total losses reach 225 W at overload peaks, with the main contribution of conduction losses (50 W), while switching losses (20 W at turn-on and 0 W at turn-off) play a smaller role. It can be deduced from the evidence presented that the primary function is contingent upon the magnitude of the current that is flowing through the module.

Розділ «Електротехніка»





Figure 8. Results of calculating the temperature and power of one output period for the inverter diodes (D) during overload

Consequently, the simulation utilising the SemiSel program furnishes comprehensive data on the thermal and power characteristics of the SKM200GB12T4 module at both nominal load and overload conditions.

V. CONCLUSION

1. Based on the study of the kinetic dependences of temperature and power of the inverter, a mathematical model of the cooling process of the SKM200GB12T4 inverter was developed.

2. The utilisation of the SemiSel program for the SKM200GB12T14 inverter facilitated the acquisition of the dynamic thermal impedance $Z_{th(s-a)}$ as a function of time, which was found to be described by an exponential function.

3. The value of the thermal time constant for the dependence of the dynamic thermal impedance $Z_{th(s-a)}$ on time was calculated. The value of the thermal constant $\tau = 1.44$ s characterises a sufficient speed of the cooling system, which ensures safe operation of the SKM200GB12T4 inverter.

4. The thermal processes of the SKM200GB12T4 inverter based on the IGBT module were studied using the SemiSel program. Based on the data obtained, an analysis of the processes of temperature and power changes at nominal load and in overload operation mode for one period was carried out. The temperature change graphs demonstrate the stability of the temperature at various points, such as the junctions of IGBT transistors and reverse diodes, due to effective thermal control. The power graph displays cyclic changes in losses, with peaks in the phases where the current and voltage are at their maximum. The findings of this study corroborate the hypothesis that the module is suitable for utilisation in control circuits.

5. The values of the inverter temperature peaks during overload are obtained. For an overload of 10.55

seconds, the maximum temperature for IGBT transistors is 112.72 °C, and for diodes - 124.18 °C. The case temperature T_c and the heat sink temperature T_s remain the same for transistors and diodes and do not exceed the maximum operating temperature of the module due to the stability of the cooling system.

REFERENCE

- [1] Zagirnjak, M. V., Koren'kova, T. V., Kalinov, A. P., Gladyr, A. I., Koval'chuk, V. G. (2017). Suchasni peretvorjuvachi chastoty v systemah elektropryvoda : navch. posibnyk. Harkiv: Vydavnyctvo «Tochka», 206. ISBN 978-617-7470-78-5.
- [2] Pressman, A. I. (1999). Switching Power Supply Design. New York: McGraw-Hill, Inc., 677.
- [3] Shishkin I. R., Lushchin S. P. (2023). Controlling electrical circuit of electric motor on IGBT transistors. Electrical Engineering and Power Engineering, 1, 30-35. DOI: https://doi.org/10.15588/1607-6761-2023-1-3
- [4] <u>www.semikron-danfoss.com</u>
- [5] https://assets.danfoss.com/documents/latest/444048/ AB501651003501en-000201.pdf
- [6] Ostrenko V.S., Kulinich Je.V. (2012). Vyznachennja krashhogo typu IGBT modulja dlja zastosuvannja v peretvorjuvachi chastoty. Naukovyj visnyk NGU. Elektrotehnichni kompleksy i systemy, 5, 80-85.
- [7] Mohammad Shahjalala et al. Thermal Analysis of Si-IGBT based Power Electronic Modules in 50kW Traction Inverter Application. Preprint. <u>https://ssrn.com/abstract=4091251</u>.
- [8] Chen, Xi & Huang, Shenghua & Li, Bingzhang & Xiang, Yangxiao. (2018). Losses and thermal calculation scheme of IGBT and FWD and its application in PWM inverters for electric engineering maintenance rolling stock: LOSSES AND THERMAL CALCULATION SCHEME OF

IGBT AND FWD. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering. 13. 10.1002/tee.22744. DOI:10.1002/tee.22744

- [9] <u>https://www.edn.com/using-igbt-thermal-</u> calculations-to-optimize-power-designs/
- [10] Xinyu Fan et al. (2020). IGBT Heat Dissipation Design and Optimization. J. Phys.: Conf. Ser. 1635 012024. doi:10.1088/1742-6596/1635/1/012024
- [11] Bahman, Amir & Ma, Ke & Blaabjerg, F. (2014). Thermal Impedance Model of High Power IGBT Modules Considering Heat Coupling Effects. Proceedings - 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, IEEE PEAC 2014. 10.1109/PEAC.2014.7038066. DOI:10.1109/PEAC.2014.7038066
- [12] C. Qian et al., (2018). Thermal Management on IGBT Power Electronic Devices and Modules, in *IEEE Access*, 6, 12868-12884. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2793300.
- [13] Cova, Paolo & Ciappa, Mauro & Franceschini, Giovanni & Malberti, P. & Fantini, Fausto. (1997). Thermal characterization of IGBT power modules.

Microelectronics Reliability. 37. 1731-1734. 10.1016/S0026-2714(97)00150-9. DOI:10.1016/S0026-2714(97)00150-9

- [14] Tang, C., Thiringer, T. (2019). Thermal modelling of a mutlichip IGBT power module. 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2019 ECCE Europe. http://dx.doi.org/10.23919/EPE.2019.8914769
- [15] Younes Shabany. Heat transfer. Thermal Menegment of Electronics. (2011), CRC Press, 524 p. ISBN 9781439814673.
- [16] Lienhard, J.H. IV and Lienhard, J.H.V. (2019). A Heat Transfer Textbook. 5th Edition. Dover Pub., 784. ISBN-13: 978-0486837352.

Received 07.04.2025; Accepted 26.05.2025; Published 14.06.2025;

ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ ІНВЕРТОРА НА БАЗІ IGBT МОДУЛЯ

```
ЛУЩИН С.П. канд. фіз.-матем. наук, доцент кафедри фізики Національного університету «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна, ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0003-2135-0520</u>,e-mail: <u>luschin@zp.edu.ua;</u>
```

ПАХАР Д.П. студент електротехнічного факультету Національного університету «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна, ORCID: <u>https://orcid.org/0009-0009-2180-1089</u>, е-mail: <u>megaflopa3000@gmail.com;</u>

Мета роботи. Дослідження теплових процесів інвертора на базі IGBT модуля для застосування в перетворювачі частоти для керування роботою асинхронним двигуном.

Методи дослідження. Аналітико-розрахункові методи для аналізу теплових процесів інвертора на базі IGBT модуля.

Отримані результати. Дослідження теплових процесів інвертора SKM200GB12T4 на базі IGBT модуля було виконано за допомогою програми SemiSel. Розроблено математичну модель процесу охолодження інвертора SKM200GB12T4. Отримано залежність динамічного теплового імпедансу $Z_{th(s-a)}$ від часу, яка описується експоненціальною функцією. Розраховано значення сталої часу для цієї залежності, яка характеризує швидкість зміни температури охолоджувача, тобто якість його роботи. Теплова стала часу $\tau = 1,44$ с показує час, необхідний для досягнення різниці температур $\approx 63\%$ від її стаціонарного значення. Таке низьке значення теплової сталої відображає ефективне охолодження завдяки високій швидкості повітряного потоку (7 м/с) та витраті повітря (426,43 м³/год), що є критично важливим для підтримки температури переходу IGBT нижче 175 °C під час перевантаження.

Отримано значення температурних максимумів інвертора при перевантаженні. Для перевантаження за 10,94 секунд максимальна температура для IGBT транзисторів становить 120.85 °С, а для діодів – 123.4 °С. Температура корпусу $T_c = 71.21$ °С та температура радіатора $T_s = 63.56$ °С залишаються однаковими для транзисторів та діодів і не перевищують граничну температуру роботи модуля завдяки стабільності системи охолодження. Але при більшому часі навантаження перегрів може зростати, що буде спричиняти деградацію напівпровідникових приладів.

Проведено дослідження процесів зміни температури і потужності при номінальному навантаженні і в

режимі роботи при перевантаженні для одного періоду за допомогою програми SemiSel. Графіки зміни температури відображає стабільність температури в різних точках, таких як переходи IGBT транзисторів і зворотних діодів, завдяки ефективному тепловому контролю. Графік потужності показує циклічні зміни втрат, з піками у фазах, де струм і напруга максимальні. Ці дані підтверджують придатність модуля для використання в схемах управління.

Наукова новизна. На основі графічного аналізу кінетичних залежностей температури і потужності інвертора розроблено математичну модель процесу охолодження інвертора SKM200GB12T4, яка описує залежність динамічного теплового імпедансу Zth_(s-a) від часу. Розрахована теплова стала часу для цієї залежності, яка характеризує швидкість зміни температури охолоджувача.

Практична цінність. Результати дослідження теплових характеристик інвертора SKM200GB12T4 можуть бути застосовані для оптимізації режимів роботи частотного перетворювача для керування роботою асинхронного двигуна.

Ключові слова: теплові процеси; інвертор; IGBT модуль; перетворювач частоти.

UDC621.316.13

IMPROVING THE PROTECTIVE PROPERTIES OF ELECTRICAL EQUIPMENT IN LOW-VOLTAGE CABINETS OF COMPLETE TRANSFORMER SUBSTATIONS AUXILIARIES NPP

SEREDA O.G.	Sci.D, Associate professor, Professor of the electrical apparatuses department of the National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine, ORCID: <u>https://orcid.org/0009-0003-5243-3828</u> , e-mail: <u>oleksandr.sereda@khpi.edu.ua;</u>
ZHORNIAK L.B.	Ph.D, Associate professor, Associate professor of the electrical and electronic apparatuses department of the National University "Zaporizhzhia Polytechnic", Zaporizhzhya, Ukraine, ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0002-1417-4859</u> , e-mail: zproton@zp.edu.ua;
SEREDA O.G.	Ph.D, Associate professor, Associate professor of the electrical apparatuses department of theNational Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine, ORCID: https://orcid.org/0000-0003-4658-9554, e-mail: olena.korol@khpi.edu.ua;

Purpose. Analyze the existing problems in the relay-current protection system of electrical installations of 0.4 kV auxiliary substations of nuclear power plants, which do not allow the implementing the "long-range backup" mode, as well as to increase the sensitivity of relay protection devices to remote short-circuit currents by using additional criteria for identifying emergency modes in order to ensure selectivity and protection against remote redundancy failures.

Methodology. Method of system analysis and synthesis, as well as the theory of electromagnetic transient processes in electric power systems for diagnostics of emergency modes of operation of distribution electrical circuits.

Findings. The article shows the need and provides scientific and technical justification for proposals to modernize relay-current protection systems for 0.4 kV electrical installations using digital technologies to implement the requirements of "long-range backup". A scientifically sound technical solution is provided for upgrading circuit breakers using microprocessor protection devices, the output circuits of which affect independent electromagnetic tripping devices of these circuit breakers. This solution allows for an in-depth analysis of processes in electrical circuits and the implementation of "long-range backup" by building high-speed selective protection and increasing the sensitivity of the protection to short-circuit currents. As a result of modernization of electrical installations of 0.4 kV NPP auxiliary substations due to implementation of new types of relay-current protection, the following is possible: significant reduction of protection response time at all stages between the source and receiver of electric power, both in the normal mode and in the "long-range backup" mode, and, accordingly, significant reduction of thermal effects on elements of electrical installations both from the flowing short-circuit currents, which will eliminate both cases of possible protection failure and its false operation. After modernization of the entire protection system due to the use of microprocessor protection devices, the existing structure of the protection system will be completely preserved without replacing switches of all stages es, which will allow significant savings in time and financial costs compared to other modernization options.

Originality The article presents a technical solution for upgrading circuit breakers with microprocessor protection devices, in which the output circuits act on independent electromagnetic releasing mechanisms of these devices.

Practical value. The development allows increasing the reliability of emergency protection automation, as well as fire safety of auxiliary substations of nuclear power plants with a voltage of 0.4 kV.

Keywords: circuit breaker; reliability; microprocessor protection device; long-range backup; microprocessor release unit; remote backup; operate time.

I. INTRODUTION

Uninterrupted operation of electrical equipment is possible only with the presence of protective devices that respond to disruptions in the normal operation of electrical installations and promptly disconnect damaged elements from undamaged ones. Circuit breakers, widely used both in urban power grids and in electrical installations of industrial enterprises, serve these purposes. The high sensitivity of circuit breakers allows detecting emergency modes at an early stage of occurrence, limiting emergency current, thermal, electrodynamic and other undesirable types of impact to a minimum. This ensures the integrity of the power system, minimizes the consequences of an accident - unacceptable downtime of electrical equipment, violations of the technological cycle, etc.

Increasing the reliability of protection of 0.4 kV electrical networks is considered a pressing issue due to the fact that automatic circuit breakers in operation and installed in existing networks, in most cases, do not meet

© Sereda O.G., Zhorniak L.B., Sereda O.G., 2025

Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0International License(**CC-BY-CA 4.0**) DOI: https://doi.org/10.15588/1607-6761-2025-2-4

Розділ«Електротехніка»

modern reliability requirements both in terms of the number of implemented protections and in terms of failurefree operation indicators. Expanding the protective functions and increasing reliability is possible due to new promising technologies, which include microprocessor devices used for extended analysis of emergency processes during the distribution of nuclear power plant (NPP) capacity across the main power flows of the country's energy systems [1] - [3].

Such analysis allows moving from simple criteria for protection operation, such as instantaneous current value, to more complex integrated criteria that combine several parameters of the electric circuit: power factor, asymmetry and nonlinear distortions of phase currents, type of excitation current, etc. Integrated criteria created in real time allow timely identification of the type of emergency situation and determination of the protection operation algorithm. For NPP electrical equipment in general and, in particular, for substation auxiliary electrical installations (AEI) with a voltage of 0,4 kV, the most relevant is to increase the reliability indicators of protection and, due to this, reduce the probability of fire in such installations, which, in turn, leads to the adoption of more stringent requirements for their protection systems [4] [6].Electrical installation elements (such as cables and buses) must be protected in the event of failure of the circuit breaker to the output terminals of which they are connected.To realize this requirement, called "long-range redundancy", it is necessary that the sensitivity of upstream circuit breakers to short-circuit current (SCC) be sufficiently high. This means that in the existing and operating system of "step" selective protection, all elements of the electrical installation must be thermally stable with a longer protection operate time than calculated during design, namely, with the operate time of the upstream selective circuit breaker.

The essence of long-range redundancy (LRR) is that in the event of failure of any switch, backup protection of the emergency section of the electric circuit is carried out by a circuit breaker located at a higher protection stage [7]. The reliability of protection of a section of the electric network is determined by the probability of failure-free operation of the circuit breaker protecting this section. The value of 0,95 of the probability of failure-free operation of the CB when performing protective functions guaranteed by the manufacturer does not meet modern requirements. Therefore, an important direction for increasing reliability is the transition to protection not by one, but by a system of two devices. According to [8], with the probability of failure-free operation of each device equal to 0,95, the probability of failure-free operation of a protection system of two such devices is 0,9975. Thus, when implementing LR, the probability of protection failures is significantly reduced. To ensure such a high reliability indicator, it is necessary to ensure close response times of the upper and lower protection stages. This means that at all protection stages, the circuit breakers must have the same sensitivity to short-circuit currents, especially remote ones. With the step-time principle of selective protection, the operate time of a selective circuit breaker installed closer to the source may be unacceptably longer than the response time of a circuit breaker installed closer to the load. In this connection, the requirement for high operate speed of selective protection necessary to increase the level of fire safety of electrical installations and the reliability of current protection is difficult to meet.

The operate time of the upstream device is usually two or more times longer than that of the failed downstream device. That is, due to the limited possibilities of the sensitivity increasing to remote short-circuit currents of the existing equipment, the reduction in the protection operate time has not been achieved when implementing the "long-distance backup" mode. The time-current characteristic of the total selective protection system has not changed. The elements of the electrical installation that experience critical thermal load in emergency mode continue to exist. Thus, the existing protection system does not fully ensure reliable protection of electrical installations 0,4 kV substation auxiliary due to the implementation of "long-distance backup". In this regard, further improvement of the relay-current protection system in terms of sensitivity increasing to remote short-circuit currents is considered relevant.

II. ANALYSIS OF LAST RESEARCHES

The need to increase the reliability of electrical installations with the most problematic busbars in terms of reliable provision of "long-range backup" of relay-current protection is appropriately illustrated by a fragment of the generalized basic diagram of the electrical installation of 0.4 kV auxiliary services of one NPP unit (Fig. 1). Here, there are several sections of branched electrical circuits with a different number of protection stages between the source and receiver of electric power. The largest number of protection stages is in the circuits with cabinets for relay-current protection of equipment (RCPE), where at the 1st stage (I) after the current source with the Active power relay (APR), microprocessor current protection (MCP) and the 6/0.4 kV power transformer (PT), an "Electron" circuit breaker is installed, at the 2nd stage (II) - A3790C circuit breakers, at the 3rd stage (III) -BA55A31 circuit breakers, and at the last 4th (IV) (lowest) stage - AII-50b ones. Each stage has parameters of the circuit breaker operating current I_r , current settings

 I_{sd} , remote short-circuit or reserving current I_{sd} , parameters of the time delay for disconnection under the selectivity condition t_{sd} , short-circuit currents I_{sc} . The diagram also shows microprocessor protection devices (MPD) with current sensors (CS), starting currents of motors I_{st} , and the cross-sectional dimensions S of cable lines.

With such a multi-stage protection system, each of the circuit breakers installed at the highest stage must ensure, on the one hand, selectivity of operation with the

Розділ«Електротехніка»

downstream device, and on the other hand, backup of a possible failure of the downstream circuit breaker. The listed requirements are largely contradictory, which significantly complicates the implementation of the "longrange backup" mode and does not allow for a full increase in the reliability of protection. Let's analyze what problems caused by the imperfection of the protective characteristics of existing devices still require solutions.

As can be seen from the diagram (Fig. 1), the sections of the circuits behind the A3790C and AII50E circuit breakers (stages II and III) will be unprotected in the event of their failure (shaded sections of the busbar). This necessitates increasing the sensitivity to remote shortcircuit currents when implementing the "long-range backup" mode of circuit breakers of stages I and III of protection ("Electron" and BA55A31, respectively). To increase the sensitivity of the "Electron" circuit breaker of stage I to short-circuit currents, in contrast to the starting current of the electric motor (EM), which is close in magnitude, the value of the power factor $\cos \phi$ of the circuit is used as a criterion for detecting short circuits. As is known, in the case of a short circuit on an extended cable line, the value of $\cos \varphi$ is $0, 6 \div 0, 7$, whereas during acceleration of the electric motor, the value of $\cos \varphi$ is $0, 2 \div 0, 3$ [8] –[9]. However, due to the fact that the release mechanism units of existing circuit breakers, including the "Electron" device, do not have a function for determining the value of $\cos \varphi$ of the protected circuit, the sensitivity of the circuit breaker of the first protection stage is increased using relay equipment on the side of high-voltage circuits, which includes maximum current protection (MCP) with two current settings (Fig. 1). In this case, the operating of the lower setting current value occurs only from the current determined by the active power value.

The imperfection of such a technical solution for increasing sensitivity to short-circuit currents is that highvoltage equipment can be used only for the first stage of protection, monitoring the current on the high side of the transformer. It is impossible to use such relay equipment for third-stage circuit breakers. But if such a technical solution were possible in a similar device for 0,4 kV, another disadvantage would appear – insufficient protection operating speed. Indeed, an accurate determination of $\cos \varphi$ by the shift angle between the current and voltage in the phase is possible only after the end of the transient process, after $60 \div 80$ ms.

However, such a protection operate time is unacceptable when implementing high-speed selective protection. To solve this problem, an alternative option was proposed – in the event of failure of the AII-50E circuit breakers, to protect 1.5 mm² and 2.5 mm² cables when emergency current flows through them, the current protection sensitivity in the overload zone in the BA55A31 circuit breakers was increased.

This technical solution allows the protective time-

current characteristic of the overload zone to be formed in accordance with the formula $5 \cdot I^2 \times 4(A^2 \times s) = const$ of the previously instead used one $6 \cdot I^2 \times (A^2 \times s) = const$, which in the "long-distance" backup" mode will ensure the thermal stability of cables located behind the AII-50E circuit breakers [10] - [12]. However, in the case of an "arc" short circuit (90% of all short circuits are "arc") in the "long-distance backup" mode, the arc burning time increases significantly from 25 msup to 550 ms. Such a solution for protection against remote short circuits cannot be considered technically exhaustive, but rather forced, due to the lack of appropriate protective means in which increased sensitivity in the short circuit zone is realized due to the identification of the type of overcurrent.

Another problem that reduces the efficiency of the "long-range backup" is the insufficient operate time of the "step-time" selectivity, when a technically incorrect timecurrent characteristic of the entire protection system is formed. The incorrectness is that the closer the protection stage is to the current source (meaning the higher the short-circuit current), the longer the protection operate time at this stage (Fig. 2a). Curve 1 (Fig. 2a) displays the time-current characteristic of the "step-time" selective protection, consisting of 4 stages, for the case when all protection devices operate in the normal mode (without failures). At the IV protection stage, where the shortcircuit current is no more than 1,5 kA, the operate time is about 15ms, and at the first stage, where the emergency current is 20 kA, the operate time is significantly longer - $550 \div 700 \text{ ms.}$ With such long protection operate times, the elements of the electrical installation, especially at the first stage of protection, experience significant thermal and dynamic loads [10] - [11].

However, even greater thermal loads are experienced by buses and cables when the protection operates in the "long-distance backup" mode, when, in the event of a failure of a downstream device, protection is provided by an upstream circuit breaker. Curve 2 reflects the timecurrent characteristic of the protection in the "longdistance backup" mode (Fig. 2a). In this mode, the elements of the electrical installation, primarily cables with a cross-section of $S \ge 95$ mm, protected by second-stage circuit breakers (Fig. 1), experience an increase in the thermal load from the current flowing through them by more than 2 times. The protection operate time *t* at the second stage increases up to $\Delta t_{op} = 0.3$ s (from 0.25 s up to 0.55 s), and at the third stage – up to $\Delta t_{op} = 0.15$ s (from 0.1 s up to 0.25 s) [10] – [12].



Figure 1. Fragment of the generalized diagram of the 0.4 kV auxiliary electrical installation NPP

The specified increase in the operate time of the stage II protection in case of failure of the A3790C circuit breaker in the cabinets of auxiliary complete transformer substations (ACTS) and RCPE creates a problem of thermal resistance of cables in cable compartments after the specified circuit breakers. A partial solution is possible by increasing the cable cross-section and using enhanced fire extinguishing means in the "problem" cabinets. However, it should be taken into account that 90-95% of short circuits occur not through "dead" metal, but through a short electric arc. In this case, with a long protection operate time, the problems of thermal resistance of cables and fire safety of the cabinet are not completely eliminated, and the specified solutions cannot be considered exhaustive and technically correct. Such forced solutions are used due to the lack of equipment in which fast-acting selective protection can be implemented.

The results of the analysis of the problems with the

implementation of the "long-range backup" mode showed that in order to improve the reliability of the RCPE system, it is necessary to increase the sensitivity to remote short-circuit currents. The currently used method of increasing sensitivity is forced, both from the point of view of technical implementation and instrumental execution. Low sensitivity and insufficient speed cause instability in the operation of the main busbar, as well as the IV stage due to the significant operate times of protective devices for cables with a cross-section of 1,5 mm² and 2,5 mm² in redundancy mode. When using "step" selective protection, the operate times of the protection in the redundancy mode are unacceptably long. Therefore, cables after the A3790C circuit breakers in the redundancy mode experience critical thermal loads[12].

ISSN 2521-6244 (Online)

Stage number, protection operate current (A) "Electron" I 20 kA A3790C $\Delta t_{\rm ave}$ II 16 kA BA55A31 Ш Λt_{c} 1,5 kA Realizing mechanism IV of load 1.5 kA 0 0.1 0.2 0,3 0.4 0,5 0,6 t, s АП50Б a Stage number, protection operate current (A) 'Electron"+MCP I 20 kA A3790C+MPD Π 16 kA 1 BA55A31 ш 1,5 kA IV 1,5 kA 0 0,1 0,2 0,3 0,4 0,5 0,6 *t*, s АП50Б b

Figure 2. The Time-current characteristic of selective protection:

a – before modernization "step-time" selectivity; b-after modernization fast-acting integral selectivity; 1 - curveattributes to the standard mode; 2 - curve attributes to the "long-range backup" mode

An analysis of the existing problems in realization the "long-range backup" protection in the electrical installations of the auxiliary substations of 0,4 kV NPP substations showed:

- due to low sensitivity to remote short-circuit currents, the required accuracy and reliability of the protection of the section of the electrical installation at the end of the main busbar is not ensured:

- technically incorrect protective characteristics of the existing "step-time" selectivity cause to the fact that the operate time of the protection is longer, the closer the device is to the current source, and the thermal resistance of the cables in the cable compartments does not meet the fire safety requirements.

III. FORMULATION OF THE WORK PURPOSE

This paper presents a scientific and technical solution for upgrading relay-current protection systems for 0,4 kV electrical installations using digital technologies. This solution will allow for a deep analysis of processes in electrical circuits and the implementation of "longrange redundancy" by building high-speed selective protections and increasing the sensitivity of protections to short-circuit currents. As a result, the protection reliability of electrical installations for auxiliaries of 0,4 kV NPP substations will increase.

IV. EXPOUNDING THE MAIN MATERIAL AND **RESULTS ANALYSIS**

The sensitivity of protection devices to short-circuit currents can be increased by adjusting the starting currents of powerful asynchronous electric motors, the values of which can be greater than the values of remote shortcircuit currents. To do this, it is necessary to promptly determine the type of interference current, whether it is a remote short-circuit current at the end of the protected line or the starting current of an electric motor of an adjacent feeder. In the operation algorithm of the circuit breaker release, it is necessary to add an additional setting I_{sd} to the existing setting of the short-circuit zone current I_{sd} , which is selected based on the value of the direct starting current of the EM, which is less than I_{sd} and corresponds to the expected current of the remote shortcircuit. The lower setting should be blocked during EM starts and activated during a remote short-circuit.

The short-circuit surge current in any phase will be greatest if the short circuit occurs at the moment the phase EMF passes through zero. For this case, the change in phase current over time *t* is described by the equation:

$$i = I_m[\sin(\omega t + \psi - \varphi) + \sin(\varphi - \psi) \cdot e^{-t/\tau}]$$
(1)

where I_m – is the amplitude value of the periodic component of the short-circuit current in the phase; $\varphi = \arctan(\omega L / R) - is$ the shift angle by which the periodic component of the phase current lags behind the phase EMF; L, R- are the inductance and active resistance of the phase; $\tau = L / R = tg\phi / \omega = sin\phi / (\omega \cdot cos\phi)$ – is the time constant of the electric circuit; $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ – is the angular frequency of the network; f- is the operating frequency of the network; ψ – is the moment of occurrence of the short-circuit.

The nature of the change in time of the current in any phase of the electric circuit depends significantly on such a random factor as the moment of occurrence of the disturbance current, characterized by the angle ψ . Therefore, it is not impossible to analyse the nature of the transient process of disturbance of the electric circuit based on the instantaneous values of current $i_{j(a,b,c)}$ in each phase a, b, c, obtained from the current sensors DT (Fig. 1). We used the power function of the electric circuit S(t), which characterizes the total electrodynamic forces in a three-phase current system and represents the dependence on time of the sum of the squares of the instantaneous values of all three phases currents [8]:



$$S(t) = \Sigma i_{j}^{2} = i_{a}^{2}(t) + i_{b}^{2}(t) + i_{c}^{2}(t), \qquad (2)$$

where i_j – is instantaneous (discrete) value of current; $i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)$ – are instantaneous values of currents in phases a, b, c respectively:

$$i_{a} = I_{m} [\sin(\omega t + \psi - \varphi + \frac{2}{3} \cdot \pi) - -\sin(\psi - \varphi + \frac{2}{3} \cdot \pi) \cdot e^{-t/\tau}];$$
(3)

$$i_b = I_m[\sin(\omega t + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi +) \cdot e^{-t/\tau}]; \qquad (4)$$

$$i_{c} = I_{m} [\sin(\omega t + \psi - \varphi - \frac{2}{3} \cdot \pi) - -\sin(\psi - \varphi - \frac{2}{3} \cdot \pi) \cdot e^{-t/\tau}];$$
(5)

where ψ – is the initial angle of the EMF in phase *b* (the moment of occurrence of the disturbance current).

After substituting equations (3)-(5) into (2) and transforming the obtained expression, the equation for the force function takes the following form:

$$S(t) = 3I_{ph}^{2} \left[1 - 2e^{-\frac{1}{\tau}} \cdot \cos \omega t + e^{-\frac{2t}{\tau}} \right]$$
(6)

where I_{ph} – is an effective value of the periodic current component.

From equation (6) it follows that the nature of the change in time of the function S(t) in the transient mode of occurrence of the disturbance current of the electric circuit does not depend on the angle ψ , but depends significantly on the power factor $\cos \varphi$.

Fig. 3 shows a family of curves of the power function constructed according to equation (6) for cases of three-phase disturbance of the electric circuit with different $\cos \varphi$, but the same value of I_{ph} , equaled to 1. The smaller the $\cos \varphi$ of the electric circuit, the greater the value of the S(t) function in the first period of the transient mode. Thus, by calculating in real time the maximum S_{min} and minimum S_{max} values of the power function in the first period of the occurrence of a disturbance in the electric circuit, it is possible to quickly determine $\cos \varphi$ and identify the type of disturbance current. In [13], the identification of the disturbance current is based precisely on the analysis of the S(t) function. Selective protection is ensured by the operation of the circuit breakers from the integral setting Q_{sd} . In this case, the calculation of the integrals $Q_{(a,b,c)}$ of the squares of the disturbance currents $\Delta i_{i(a,b,c)}^2$ begins after the activation of the setting I_{sd}' .



Figure 3. The time-current characteristic of selective circuit

When the electric circuit is under load, the disturbance current is not the total value of the current in the phase I_{ph} , and the current increment ΔI_{ph} , defined as the difference between the total current I_{ph} in the phase, recorded by the sensors, and the previouscurrent I_{pr} , which flowed in the electric circuit (load) before the occurrence of the disturbance current:

$$\Delta I_{ph} = I_{ph} - I_{pr} \,. \tag{7}$$

The calculation of the value of ΔI_{ph} is carried out using the function S(t), the nature of the change of which, as already noted, does not depend on ψ , but significantly depends on the value of $\cos \varphi$ and the component ΔI_{ph} . If we substitute instantaneous discrete values of the disturbance currents $\Delta i_{j(a,b,c)}$ into equation (2), it can be determined the value of ΔI_{ph} quickly. Therefore, the value of the disturbance current ΔI_{ph} is introduced into the complex criterion for the operation of the protection, which allows, due to the ability to tune out overload currents, to significantly increase the sensitivity of the protection to remote short circuits, and rapid identification of the type of disturbance current of the electric circuit (remote short circuit or EM starting) allows increasing the speed of protection at higher stages.

The measurement of instantaneous values of current $i_{j(a,b,c)}$ in each phase of the electric circuit and their analog-to-digital conversion is carried out at equal time intervals Δt . With a shift in the time interval by Δt , the calculation of instantaneous values of disturbance currents $\Delta i_{j(a,b,c)}$ is carried out.

«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА» №2 (2025)

ISSN 1607-6761 (Print) ISSN 2521-6244 (Online)

$$\Delta i_{j(a,b,c)} = i_{j(a,b,c)T_1} - i_{j(a,b,c)T_0}$$
(8)

where i_{jT_1} – are the instantaneous values of each phase current of the electric circuit during the current period T_1 of current change; i_{jT_0} are the instantaneous values of current in the previous period of current change T_0 (previous current).

Calculation of the integrals $Q_{(a,b,c)}$ of the squares of the instantaneous values of the increment in each phase is performed according to the formula:

$$Q_{(a,b,c)} = \int_{0}^{T} \Delta i^{2}{}_{j(a,b,c)} dt = \sum_{0}^{T} \Delta i^{2}{}_{j(a,b,c)} \Delta t, \qquad (9)$$

The value of $Q_{(a,b,c)}$ is compared with the value of the integral setting Q_{sd} of the circuit breaker release unit. The moment of time corresponding to $Q_{(a,b,c)} = Q_{sd}$ is used to form the release time delay of the integral selective protection t_Q . The calculation of the integrals $Q_{(a,b,c)}$ begins at the moment of time when the instantaneous value of the disturbance current $\Delta i_{j(a,b,c)}$ in one of the phases becomes greater than the value of $\sqrt{2I'_{sd}}$, where I_{sd} is the value of the current setting selected taking into account the protection against remote short circuits. If the disturbance current is three-phase, then the total integral of all three phases during the period of current change *T* is equal to:

$$Q_{\Sigma} = \sum_{0}^{T} Q_{(a,b,c)}.$$
 (10)

By dividing the value of Q_{Σ} by the maximum value S_{max} of the sum of the squares of the instantaneous values of the currents $\Delta i_{j(a,b,c)}(2)$ the time is determined:

$$t_{sm} = Q_{\Sigma} / S_{max} \,. \tag{11}$$

The value of t_{sm} is used to determine the value of the power factor $\cos \varphi$ of the electric circuit. The time t_{sm} is the time during which the equivalent thermal effect of the disturbance currents, the sum of the squares of which is equal to S_{max} , is equal to the actual thermal effect of the disturbance currents during the period of the current change. That is, this is the time of the equivalent thermal effect on the network of the maximum sum of the squares of the currents of all three phases, which depends on the value of $\cos \varphi$.

Mathematically, the time t_{sm} is determined from the equation:

$$\int_{0}^{T} S\left[\Delta i^{2}_{j(a,b,c)}(t)\right] = \int_{0}^{t_{sm}} S_{max}.$$
 (12)

At $\cos \varphi = 0.3$, typical for EM starting, and $\cos \varphi = 0.7$, typical for remote short circuit, the t_{sm} values differ significantly from each other (12,2 ms and 16,4 ms, respectively), which indicates the importance of the t_{sm} time for reliably determining the $\cos \varphi$ value [13]. Thus, by analyzing the S(t) function in the first period of disturbance current occurrence, it is possible to quickly identify the type of overcurrent and tune out the EM starting currents.

The dependence of the power factor $\cos \varphi$ on time t_{sm} is also used to determine the value of ΔI_{ph} from the formula:

$$S_{max} = 3\Delta I_{ph}^2 \cdot K_{sh}^2 \tag{13}$$

where K_{sh} is the shock factor of short-circuit current in an electric circuit, the value of which is determined by the known dependence $K_{sh} = f(L/R)$ [8, 14].

Here it is empirically calculated:

$$\Delta I_{ph} = \sqrt{\frac{S_{max}}{3 \cdot K_{sh}}} \tag{14}$$

The necessary correction of such a possible factor as overload current in adjacent feeders, increasing the phase current of the protective device, is carried out due to fast continuous monitoring of the ΔI_{ph} value, when the ΔI_{ph} value in the microprocessor memory is updated every period T of current change. The load current of the set of consumers connected to the protected line cannot be greater than the operating current of the line I_r . This means that the disturbance current of the electric circuit caused by the connection of one consumer also cannot be greater than I_r . Since the probability of simultaneous connection of several consumers to the line during the time interval T = 20 ms is extremely small [15], then in the current zone the short-circuit does not respond to overload currents. That is, the use of the ΔI_{ph} current as one of the criteria for the operation of the current protection eliminates the negative effect of previously existing load currents on the accuracy of the protection operation. The determination of the $\cos \varphi$ value, and then the ΔI_{ph} value is based on the analysis of integrals (9). Therefore, the calculation of the integrals $Q_{(a,b,c)}$ is performed before determining the value of ΔI_{ph} , namely at the moment when the instantaneous value of the current $\Delta i_{j(a,b,c)}$ in one of the phases becomes greater than the

value of $\sqrt{2I'_{sd}}$. This allows ensuring the response time of the integral selective protection of less than 20 ms, i.e. increasing the protection response speed compared to [14].

Using a complex protection operate criterion that combines several parameters allows simplifying the operation algorithm of the microprocessor release unit when implementing high-speed current protection with high sensitivity to remote short-circuit currents, since the calculation of the integrals (9) is simultaneously used both for implementing the integral selective protection and for protecting against remote short-circuits. Thus, the MPD of the circuit breaker forms a more advanced time-current characteristic of the protection, shown in Fig. 4.

Tosolve theabove problemsofprotecting 0,4k Velectricalins tallations, it washa vedeveloped microprocessorprotection devices with improve dprotecti vecharacteristics:

improved protection based on selective increase in sensitivity to remote short-circuit currents;

- high-speed integral selective protection, when implemented, the operate time of the protection of the upper (closer to the source) stages of protection can be reduced or remain at the level necessary for the protection of the lower stages of protection (further from the source).

The essence of these solutions is reliable, regardless of the moment of occurrence of the electric circuit interference current, and fast, within the first 10 ms, identification of the interference current type (start of electric motors, short circuit or short-term overload), as well as determination of its effective value[7], [12] - [13]. This, in turn, allows to correctly construct the required protection response algorithm:

-instantaneous shutdown, if the effective value of the current in the phase I_{ph} is greater than the value of the current "cutoff" setting $I_i : I_{ph} > I_i$;

-selective shutdown by the downstream device when a short-circuit current occurs, if the current value If is greater than the sensitivity setting $I_{sd}^{'}: I_{ph} > I_{sd}^{'}$;

–automatic increase of the current setting to the I_{sd} value, sufficient for reliable starting and acceleration of the electric motor.

Such an algorithm, implemented by a microprocessor device, allows to significantly improve the protective time-current characteristic of each device of all protection stages and the entire system as a whole. Devices with new protections can be implemented both in the form of electronic tripping units of circuit breakers and in the form of separate microprocessor protection devices, which are advisable to use when upgrading existing electrical installations, since in this case their structure is completely preserved, and the financial costs of upgrading are significantly reduced [12] - [14].

Fig. 1 shows the microprocessor-based protection devices (MPDs) installed into separate blocks near the A3790C and "Electron"circuit breakers. The MPD output circuits act on the independent electromagnetic release devices (IERDs) of these circuit breakers. Thus, the principle of adding missing types of protection adopted for the Electron switches is proposed to be applied to the A3790C switches as well.

Fig. 4 shows the protective time-current characteristic of the switch operating in conjunction with the MPDs, obtained as a result of modernization. The solid lines show the protective characteristics generated by the device itself. The dotted lines show the protective characteristics illustrating the MPD operation. The current setting I_{sd} , selected based on the motor starting condition, is

supplemented by a smaller setting I'_{sd} , ensuring high sensitivity to short-circuit currents. Before the modernization, the transition from the overload zone *L*to the short-circuit zone *S*occurred along trajectory 2-3. In the new protection, this transition, depending on the cause of the circuit failure, can occur either along line 2-3 (setting I_{sd}) or

along trajectory 2-7-8 (setting I'_{sd}). The protection can operate at a time determined by both the conventional time setting t_{sd} and the "integral" Q_{sd} , due to which the operate time at high short-circuit currents is significantly reduced. This makes the new protection fast-acting and highly sensitive to short-circuit currents.

On the abscissa axis, the protective characteristic has two parameters: the total phase current I_{ph} , to the value of which the circuit breaker release reacts in the overload zone, and its increment – the circuit disturbance current ΔI_{ph} , to the value of which the MPD reacts in the shortcircuit zone. This increases the reliability of detecting small short-circuit currents, since the $\cos \varphi$ value is determined only for the circuit disturbance current ΔI_{ph} : starting the electric motor or short-circuit, and not for the total current I_{ph} , which can contain both reactive starting currents and small active short-circuit or short-term overload currents.

Section 1-2 (Fig. 4) of protection against overload currents is formed in the existing tripping units of automatic circuit breakers. Here, the operate time t is inversely dependent on the value of the total current I_{ph} in the phase.



Figure 4. Time-current protective characteristic of the breaker operating together with the MPD after modernization:

- L overload zone protection;
- *S* short-circuit zone protection;
- S_1 remote short-circuit protection or backup
- S_2 high-speed integral selective protection;
- *I* protection in the "cutoff" zone

The MPD is "tuned" to overload currents due to the fact that the phase currents I_{ph} represent the sum of the currents of all consumers connected to the line, and the value of the load current of each of the connected consumers cannot be greater than the operating current I_r of the protected line. Consequently, the disturbance current ΔI_{ph} of the electric circuit caused by the connection of

one consumer also cannot be greater than the current I_r . The probability of simultaneous connection of several consumers to the line during a period of 20 ms is very small, and the MPD in the short-circuit current zone does not respond to overload currents. Continuous monitoring of the current ΔI_{ph} ensures "zeroing" of the history after each period of current change (every 20 ms). As a result of the "adjustment", whatever the value of the total current, the MPD protection does not react to it when it increases from point 1 to point 2 in zone L (Fig. 4). The transition from the overload zone L to the short-circuit zone S, depending on the type of interference current ΔI_{ph} , is carried out either along the 2-3 path when $I_{ph} > I_{sd}$, taking into account the guaranteed start and acceleration of the electric motor, or along the 2-7-8 path in the case of a "long-range reserve" during a remote short circuit. If the current ΔI_{ph} is identified as a starting current for the electric motor, then the current protection setting increases from the remote short-circuit setting I_{sd}

to the I_{sd} value selected based on the condition of starting and acceleration of the electric motor. The section between the current I'_{sd} and the current I_i , which determines the "cutoff" setting, is formed by the time and integral modules of the MPD. These modules form the operate time of the selective protection in parallel according to two different dependencies. The operate time generated by the time module $t = t_{sd} = const$ does not depend on the magnitude of the electric circuit current, and the operate time t_Q generated by the integral module is inversely proportional to the magnitude of the effective value of the current flowing in the phase. High-speed integral selectivity is ensured by parallel generation of operate times. If a small short-circuit current occurs ($\cos \varphi = 0, 6 \div 0, 7$), the MPD operates even at a current $I_{ph} = I'_{sd}$, close in mag-

nitude to the operating current I_r of the device (section 1-7 on the MPD characteristic). The operate time in this case is limited by the value of the fixed time delay t_{sd} = const (trajectory 8-4, or 9-4). At significant shortcircuit currents, the operate time t decreases (trajectory 9-10) due to the fact that the integral setting Q_{sd} , which ensures selectivity, takes into account the reaction of the breaker located downstream in the circuit. In this case, the integral of the electrical circuit release by the upstream breaker turns out to be significantly less than the integral of the same circuit release by the downstream switch with a fixed release time delay. In other words, if the MPD has an integral setting Q_{sd} , the value of which is chosen to be twice as large as the integral of the electric circuit tripping by the downstream device, then the operate time of the selective protection will be significantly less than the expected operate delay t_{sd} . The reduction in the operate time of the selective protection is characterized by Section 4-10. The selectivity of downstream and upstream devices is preserved, and the selective operate time is significantly shorter than with the "step-time" selectivity. For example, with the "step-time" selectivity, the operate time setting of the upstream A3790C circuit breaker of the RCPE cabinet should be $t_{sd(d)} = 0.2$ s with the operate time setting of the downstream BA55A31circuit breaker $t_{sd(up)} = 0,1$ s. When the MPD is operating, the operate time of the A3790C circuit breaker from the integral setting Q_{sd} decreases. If the operate integral of the downstream BA55A31 circuit breaker at a maximum short-circuit current of 1,5 kA for the place of its installation is $Q_{sd(d_1)} = (1,5 \text{ kA})^2 \times 0.1 \text{ s} = 2,25 \times 10^5 \text{ A}^2 \times \text{s}$, then with the integral setting of the upstream circuit breaker $Q_{sd(up)} = 4.5 \times 10^5 \text{A}^2 \times \text{s}$, the MPD operate time at a short-circuit current at the place of installation of the A3790C circuit breaker equal to 16 kA will be 6 ms. The operate time of the A3790C circuit breaker on the com-

Розділ«Електротехніка»

mand of the MPD, taking into account the mechanism's own operate time and the duration of the arc extinction process, will be no more than 20 ms, which is an order of magnitude less than the "step-time" selectivity setting $t_{sd} = 0.2$ s from the circuit breaker itself. If the interference current ΔI_{ph} exceeds the value of the cut-

offsetting I_i , the protection will operate without a deliberate operate delay (trajectory 10-5-6).

It should be especially noted that the technical essence of the fast-acting integral selective protection is not limited to the introduction of an additional integral setting Q_{sd} , which allows reducing the protection operate time even at high short-circuit currents. To implement the possibility of reducing the protection operate time at high short-circuit currents, it is necessary to determine the steady-state value of the circuit disturbance current ΔI_{ph} as quickly and, at the same time, as accurately as possible. The setting I_{sd} , as is known, is set by the effective value of the current, which can be determined only after the end of the transient process of changing the disturbance current, after $40 \div 60$ ms. To avoid false tripping when implementing integral selective protection, the calculation of the integral of the current flowing through the device should be started only after establishing the fact that the current ΔI_{ph} is actually greater than the setting I_{sd} . However, if $40 \div 60$ ms are required to determine the effective value of the current, then such protection can be considered integral, but not fast acting. Therefore, in the proposed integral selective protection, due to the use of microprocessor technology, the effective value of the current is determined very quickly, in the first 10 ms after the occurrence of the current ΔI_{ph} disturbance of the circuit. At the same time, high accuracy of determining the effective value of the steady-state current long before the end of the transient process is ensured by a technical solution that allows "tuning out" from such a random parameter affecting the accuracy of measuring the current ΔI_{ph} , as the phase of occurrence of the disturbance current [6] -[8]. Fig. 2b shows the time-current protective characteristics of the protection system of 0,4 kV substation auxiliary electrical circuits after modernization in normal mode

without failures (curve 1) and in the "long-range backup" mode (curve 2). From the given dependencies of the protection operate time *t* on the protection stage number, i.e., t = f (stage number), it is evident that along with the increase in the sensitivity of the protection to short-circuit currents, the high speed of operate of the protection devices in the "long-range backup" mode is also maintained. The protection operate time in the "long-range backup" mode in case of failure of the A3790C circuit breaker is $50 \div 60$ ms, which is an order of magnitude less than with "step" selective protection. Due to a significant in-

crease in the protection, operate speed, thermal shocks on the elements of the electrical installation in the ACTS and RCPE cabinets are significantly reduced. The destructive effect (deformation from the resulting pressure) of the arc energy on the walls of the cabinets during an "arc" short circuit is also significantly reduced.

It must be recognized that another format of modernization is also possible, caused by the need to extend the service life of the existing protection system. An alternative modernization technology involves an audit of the existing state of individual units and elements of the protection devices. Based on the results of such an audit, a decision is made on the need to replace the device with a new one, or on the absence of such a need. The use of MPDs for modernization of the protection system allows you to avoid replacing circuit breakers. To do this, the list of MPD protections must be supplemented with those types of protection that are available in the A3790C circuit breakers. This means that the proven example of similar use of Electron circuit breakers can be extended to A3790C ones. Obviously, the time and financial costs of modernizing the 0,4 kV electrical installations for auxiliaries NPP protection system in order to extend the service life with this approach will be minimized compared to the third option of such modernization by replacing existing circuit breakers with circuit breakers from Schneider Electric [17]. Provision of fast-acting, so-called "energy" selective protection based on Compact NS circuit breakers is guaranteed only when using specific types of circuit breakers from Schneider Electric at all lower and higher protection levels [18]. This means that it is necessary to completely change the entire protection structure electrical installations for auxiliaries. Obviously, the financial and time costs for such modernization will be significant.

V. CONCLUSIONS

As a result of upgrading the automation system of 0.4 kV substation auxiliary NPP electrical installations through the use of microprocessor devices with new types of protection:

- theoperate times of protections at all stages have been significantly reduced, both in normal mode and in the "long-range backup" mode, and, accordingly, the thermal effects on the elements of the electrical installation from both the flowing short-circuit current and the effect of an electric arc have been significantly reduced;

- the sensitivity of the protection to remote shortcircuit currents has been significantly increased, which eliminates both cases of possible protection failure and its false operation with a certain combination of interference current parameters;

- the modernization of the entire protection system of 0.4 kV substation auxiliary NPP electrical installations through the use of MPDs completely preserves the existing structure of the protection system without replacing the circuit breakers of all stages.

Taking into account the above considerations, it can

be stated that the proposed modernization of electrical installations of 0.4 kV substation auxiliary NPPs due to the use of microprocessor devices with new types of protection will require significantly less time and financial costs, whereas modernization with the same final technical indicators due to the use of circuit breakers from foreign manufacturers (for example, Schneider Electric [17] - [18]or ABB[19] - [20]) leads to a complete or partial replacement of the entire composition of electrical installations for the NPP's 0.4 kV substation auxiliary (the need to replace devices of all stages and cabinets).

REFERENCE

- [1] Voronovsky, G.K., Denysiuk, S.P., Kyrylenko, O.V., Stogniy, B.S., Shydlovsky, A.K. (2005). Energyof the World and Ukraine. Figuresand Facts. K. Ukrainian Encyclopedic Knowledge, 404. (in Ukranian)
- [2] Levakin, V., Yefimova, K., Polyvoda, S., &Iokst, V. (2017). Regulatory requirements fornucl earandradia tionsafetyforpowersupply systems of nuclear power plants. Nuclear and Radiation Safety, 3(75), 46-49. (in Ukranian) DOI: 10.32918/nrs.2017.3(75).08
- [3] Regulatoryact of the State Emergency Service 306.2.205-2016 Requirements for power supply system simpor tantforth esaf etyofnuclear power plants. (2016). Official Gazette of UkraineNo. 10. (in Ukranian)
- [4] Rules for the arrangemen to felectrical installations. (2017). K. Ministry of Energy and CoalIndustry of Ukraine, 617. (in Ukranian)
- [5] Rezvik, I., Yefimova, K., Polyvoda, S., &Iokst, V. (2017). Modernization off ireextin guishing installations at Ukrainian nuclear power plants. Nuclearandra diationsafety, 4(76), 56-62. (in Russian) DOI: 10.32918/nrs.2017.4(76).09
- [6] Soskov, A. G., Kobozev, A.S. (2010). Modernization of the protection system of urbanelectricnet works of 0.4 kV dueto the use of microprocessor technology in circuitb reakerreleases. Lighteng ineerin gandelectric alengineering,2, 53–63. (inRussian)
- [7] Chang, C.S., Feng, T., Khambadkone, A.M., Kumar, S. (2000), "Remote short-circuit current determination in DC railway systems using wavelet transform", Electric Power Applications IEE Proceedings, Vol. 147, iss. 6, pp. 520-526. ISSN 1350-2352.
- [8] Sereda, O.G., Varshamova, I.S., Litvinenko, V.V., Morgun, V.V. (2013). Technical analysis of modern methods for improving the protective properties of circu it breakers. Bulletinof NTU "KhPI". Series: Problems of improvingelectricalmachinesanddevices. Theoryandpractice. NTU "KhPI", 65 (1038). 61-92. (in Ukranian)DOI: 10.20998/%25x
- [9] Ostashevsky, M.O., Yuryeva, O.Yu., ed. Mi-lykh, V.I. (2018). Electric machines and transformers: a

textbook. K. Karavela,452. (in Ukranian)

- [10]Circuit breakers AP-50B URL: https://svitog.com.ua/product/avtomaticheskijvykljuchatel-ap-50b-3mt-25-a/
- [11]Circuit breakers VA URL: https://www.rimk.biz/va50-41-va50-43-va50-39va51-35-va50-31-va57-35-va08-08-va09-09-va50-35-avtomaticheskie-vyklyuchateli-(va5000)
- [12]Circuit breakers A3700 (VA3700) URL: <u>https://www.rimk.biz/avtomaticheskie-vyklyuchateli-a3700-(va3700)</u>
- [13]Pat. 101084 of the Ukrainian MPK (2013.01) H02N 3/08 (2006.01), H02N 7/00, H01N 73/00. Method off ast-acting maximum current protection with high sensitivity toremoteshort-circuitcurrents / O.S. Kobozev, O.G. Sereda. No. a201109057; filedon 19.07.2011; publishedon 25.02.2013, Bull. No. 4. 6.(in Ukranian)
- [14]Pat. 73195 ofUkraine MPK H 02 H 3/08 Method of maximum current protection of electrical installations /G.M. Gaponenko, Y.M. Agafonov, S.G. Rassomakhin, V.M. Shlokin. No. 2003010807. Filedon 30.01.2003; Publ. 15.06.2005, Bull. No. 6. 6.(in Ukranian)
- [15]Horbachuk, V. M., Kushlyk-Dyvulska O. I. (2023). Probability Theory and Mathematical Statistics K. Igor Sikorsky Polytechnic Institute, 351. (in Ukranian)
- [16]Garlapati, S., Hua Lin, Sambamoorthy, S., Shukla, S.K., Thorp, J.S. (2010), "Agent Based Supervision of Zone 3 Relays to Prevent Hidden Failure Based Tripping", IEEE International Conference on Smart Grid Communications, 4-6 October 2010, 256-261. ISBN 978-1-4244-6510-1.
- [17]Manual on the arrangement of electrical installations. Schneider Electric technical solutions. Technical collection Schneider Electric. (2019). Schneider Electric, 596.
- [18]Coordination of low voltage protection. Technicalcollection Schneider Electric. (2008). 4. 49. https://www.electrocentr.com.ua/files/documentation/ SE/TechLibrary/Vipusk4-Koordinacia_zashit.pdf
- [19]Technical Application Papers No.1 Low Voltage selectivity with ABB circuit-breakers (2024). 56. https://library.abb.com/r?q=technical%20application %20papers
- [20]Technical Application Papers No.4–ABB circuitbreakers inside LV switchboards (2012). 56. https://library.abb.com/d/1SDC007103G0202

Received 17.04.2025; Accepted 23.05.2025; Published 14.06.2025;

ПІДВИЩЕННЯ ЗАХИСНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ В ШАФАХ НИЗЬКОЇ НАПРУГИ КОМПЛЕКТНИХ ТРАНСФОРМАТОРНИХ ПІДСТАНЦІЙ ВЛАСНИХ ПОТРЕБ АЕС

СЕРЕДА О.Г.	<i>д-р техн. наук, доцент, професор кафедри електричних апаратів Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут», Харків, Україна, <u>https://orcid.org/0009-0003-5243-3828,</u> e-mail: oleksandr.sereda@khpi.edu.ua;</i>
ЖОРНЯК Л.Б.	канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри електричних та електронних апаратів Національного університету Запорізька політехніка, Запоріжжя, Україна, <u>https://orcid.org/0000-0002-1417-4859,</u> e-mail: zproton@zp.edu.ua;
СЕРЕДА О.Г.	канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри електричних апаратів Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут», Харків, Україна, <u>https://orcid.org/0000-0003-4658-9554</u> , e-mail: olena.korol@khpi.edu.ua;

Мета роботи. Проаналізувати існуючі проблеми в системі релейно-струмового захисту електроустановок підстанцій власних потреб 0,4 кВ атомних електростанцій, які не дозволяють реалізувати режим "далекого резервування", а також підвищення чутливості пристроїв релейного захисту до струмів короткого замикання шляхом використання додаткових критеріїв для ідентифікації аварійних режимів з метою забезпечення селективності та захисту від відмов дистанційного резервування.

Методи дослідження. Метод системного аналізу та синтезу, а також теорія електромагнітних перехідних процесів в електроенергетичних системах для діагностики аварійних режимів роботи розподільних електричних кіл.

Отримані результати. У статті показано необхідність та наведено науково-технічне обґрунтування пропозицій щодо модернізації систем релейно-струмового захисту електроустановок 0,4 кВ з використанням цифрових технологій для реалізації вимог «далекого резервування». Запропоновано науково обґрунтоване технічне рішення щодо модернізації автоматичних вимикачів з використанням мікропроцесорних пристроїв захисту, вихідні кола яких впливають на незалежні електромагнітні розчіпні пристрої цих автоматичних вимикачів. Таке рішення дозволяє провести поглиблений аналіз процесів в електричних колах та реалізацію «далекого резервування» шляхом побудови швидкодіючого селективного захисту та підвищення чутливості захисту до струмів короткого замикання. В результаті модернізації електроустановок підстанцій власних потреб 0,4 кВ АЕС завдяки впровадженню нових типів релейно-струмового захисту можливе наступне: значне скорочення часу спрацьовування захисту на всіх етапах між джерелом та приймачем електроенергії, як у нормальному режимі, так і в режимі «далекого резервування», і, відповідно, значне зменшення теплового впливу на елементи електроустановок як від протікання струму короткого замикання, так і від впливу електричної дуги; значне підвищення чутливості захисту до струмів дистанційного короткого замикання, що виключить як випадки можливого збою захисту, так і його помилкового спрацьовування. Після модернізації всієї системи захисту за рахунок використання мікропроцесорних пристроїв захисту, існуюча структура системи захисту буде повністю збережена без заміни вимикачів усіх ступенів, що дозволить суттєво заощадити час та фінансові витрати порівняно з іншими варіантами модернізації.

Наукова новизна. У статті представлено технічне рішення для модернізації автоматичних вимикачів з мікропроцесорними пристроями захисту, в якому вихідні кола діють на незалежні електромагнітні механізми розблокування цих пристроїв.

Практична цінність. Розробка дозволяє підвищити надійність протиаварійної автоматики, а також пожежну безпеку підстанцій власних потреб атомних електростанцій напругою 0,4 кВ.

Ключові слова: автоматичний вимикач; надійність; мікропроцесорний пристрій захисту; резервування на далеку відстань; блок розблокування мікропроцесора; дистанційне резервування; час спрацьовування UDC004.94: 621.314

ADAPTIVE MODELS OF THE FOUR-SWITCH BUCK-BOOST CONVERTER

VASYLENKO O.V. Ph.D, Associate professor, Associate professor of the department of information security and nanoelectronics, National University "Zaporizhzhia Polytechnic", Zaporizhzhia, Ukraine, e-mail: <u>drvasylenkoolga@gmail.com</u>, ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0001-6535-3462;</u>

SNIZHNOI G.V. Sci.D, Professor, Professor of the department of information security and nanoelectronics, National University "Zaporizhzhia Polytechnic", Zaporizhzhia, Ukraine, e-mail: snow@zp.edu.ua, ORCID: https://orcid.org/0000-0003-1452-0544.

Purpose. development of an economic adaptive model for the power stage of a four-switches buck-boost converter (FSBB) together with a control system that adequately simulates all modes of its operation.

Methodology. The main research method is mathematical modeling; empirical formulas are used to calculate the model parameters; a behavioral programming approach is used for the structural synthesis of the converter model.

Findings. The prospects for using a FSBB converter in energy conversion systems where the input and output voltages vary relative to each other are shown. The advantages of using computer-aided design (ECAD) programs for modeling converters together with control systems as multi-domain systems are identified. Approaches to modeling converters together with control systems are analyzed and limitations of using models based on "state space averaging" for studying electromagnetic characteristics and temperature management in the power stage of the converter are indicated.

A method for forming a dynamic FSBB model forECAD program Micro-Cap12based on simulating the behavior of power switches over time and replacing them with programmable resistors is proposed. To control the rigidity of the model and accelerate the simulation, optimal values of the resistances of these resistors are obtained. A converter model was developed for the PSIM program too and a comparative analysis of modeling and simulation quality indicators in the Micro-Cap and PSIM programs was conducted. Recommendations for the fields of use of the developed models have been formed.

Originality. The scientific novelty of the work lies in the way of presenting an economical Spice-compatible dynamic model of FSBB, in which the power stage and the control system are integrated through the use of behavioral models for power switches. In these behavioral elements, the switching conditions are programmed by comparing the carrier signal with the reference of the PWM control subsystem; both signals are normalized and the reference is proportional to the duty cycle. By dynamically redefining the duty cycle parameter, the model is adapted for any converter mode (buck, boost, and transition), which makes it universal. A simple converter model was also developed together with a control system for the PSIM program, which makes it possible not only to analyze electromagnetic characteristics, but also to import SmartControl the necessary transfer functions for optimal controller synthesis.

Practical value. The proposed models allow analyzing dynamic processes in the FSBBconverter, optimally combining such contradictory indicators of simulation quality as accuracy and efficiency. The model for Micro-Cap allows to adequately simulate the transient processes of the power stage of the converter, since it is obtained without prior linearization and averaging, in addition, it can be supplemented with temperature coefficients, this option is absent for the PSIM model. The PSIM model makes it possible to obtain a transfer function for the synthesis of the control system.

Keywords: FSBB converter; ECAD programs; Switching models; programmable behavioral elements, model quality indicators.

I. INTRODUTION

There are many electronic systems that must operate in both DC/DC step-down and step-up modes, and with increasing demands on the quality and controllability of energy transmission and conversion within the Industry 4.0 paradigm, the list of systems and devices that require the use of such converters is only expanding every day.Modern electronic energy conversion systems that adapt to variations in voltages and their ratios at the input and output are widely used in electric vehicles, in particular for hybrid vehicles that use combinations of fuel cells, batteries and supercapacitors, in photovoltaics and other sustainable development industries [1]. Some systems such as USB Type-CTM ports have a variable output voltage that can be higher or lower than the input voltage (USB Type-C has port voltages selectable from 5 V to 20 V).

To coordinate the parameters of electric energy in systems where the equipment is powered by a battery (or uses battery as a backup power source), it is necessary to use converters that can implement Buck or Boost mode

© Vasylenko O.V., Snizhnoi G.V., 2025

Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0 International License(CC-BY-CA 4.0) DOI: https://doi.org/10.15588/1607-6761-2025-2-5

depending on whether the battery voltage is higher or lower than the operating voltage on the load side and to maintain the control of energy flow [2].

Converting input voltage into a regulated output voltage can be really hard in case if the input voltage varies from a level below to a level above the desired output voltage. For example, when the battery is fully charged, its voltage is higher, but then it becomes lower than the load voltage as the battery voltage drops during discharge, therefore, the converter must be capable of functioning as a boost (step-up) converter at low input voltages and as a buck (step-down) converter at high input voltages. At the same time, it must provide transition modes between buck and boost and vice versa.

Practical noninverting buck-boost solutions, those needed in automotive battery stabilization, industrial computers, USB power delivery and variable supplies for amplifiers, often consist of a two-stage approach, where a boost followed by a buck, or a two-winding approach such as the single-ended primary-inductor converter (SEPIC), Zeta or Flyback [3].

One of the promising converters that can meet the high requirements for switching from buck to boost mode and vice versa is a bidirectional single-stage non-inverting converter with one inductor and four switches (four-switch Buck-Boost, FSBB), it has a smaller size and higher efficiency [4, 5].

FSBB design requires advanced mathematical support, an essential part of which are mathematical models of varying degrees of accuracy, versatility, and cost-effectiveness. Designing electricity conversion systems based on FSBB requires modeling at different stages and levels of abstraction to make optimal decisions, which in turn requires the development of a wide range of models for FSBB.

To simplify the designer's work, it is desirable to use universal models, the accuracy (and, accordingly, complexity) of which can be changed depending on the research tasks: from basic, the simplest for assessing the initial circuit reliability, to the most accurate (physical) for detailed calculations of phase variables, organization of temperature management, and so on.

II. ANALYSIS OF LAST RESEARCHES

Analysis of publications that provide methods for modeling the converter showed that two approaches are mainly used for modeling of converters.

In the first approach, the so-called Switching models are used and the converter model is obtained in the form of a system of nonlinear algebraic-differential equations.Switching models simulate the behavior of an electrical circuit in the time domain almost as if it were built on a breadboard with all its nonlinearities. Usually, accurate models are used for semiconductor components and inductive elements, parasitic parameters of the components are added too. Since the transient process of establishing a steady state lasts a long time (tens and hundreds of milliseconds), and the processes associated with parasitic components, on the contrary, are very fast, the model of the entire converter is rigid due to the large difference in the time constants. Therefore, during the simulation, convergence problems (at the linearization stage) and stability (at the discretization stage) are possible, and, as a result, the simulation time can be very long if there is no loss of adequacy [6].

Switching models unfortunately do not allow for adequate modeling of frequency characteristics, so a second approach is used, based on Averaged models, which do not contain switching components. Instead, they contain an equation of state that describes the average behavior of the system. Very briefly, this modeling technique boils down to three steps: obtaining equations for different operating states, obtaining equations for the averaged state space by applying weighted averaging to each variable in these equations, and adding small signal perturbations to the small signal model of the switching converter [7].

In fact, the technique of "state-space averaging" consists of smoothing out the discontinuity associated with the switch transitions between ON and OFF states. The result is a set of continuous algebraic nonlinear equations in which the coefficients of the state equation now depend on the duty cycles D and D'=(1-D). The linearization process ultimately results in a set of continuous linear equations with complex coefficients, which allows obtaining characteristics in the frequency domain in small-signal analysis on alternating current to identify low-frequency models of power converters.

For programs based on Spice solvers, averaged PWM models were developed in the form of sources whose output voltage is proportional to the duty cycle [8]. It has been shown to provide excellent experimental correlation, even in the neighborhood of the Nyquist frequency (usually 1/2 the switching frequency) [9].

The second approach is convenient for the synthesis of a converter as an automatic control system (ACS), for a quick analysis of the steady state of the system in the time or frequency domain. The main variables in the statespace model, called state variables, are associated with memory or energy storage mechanism. For converters, this is the input signal (for example, source voltage and source current), phase variables at the output, and control path parameters. But to obtain a model in state space, it is necessary to make a number of serious assumptions: the converter operates in a steady state without any external disturbances, the switch models are ideal, i.e. there is no voltage drop during the ON state and no current during the OFFstate. This makes it impossible to almost realistically analyze power profiles, both active and reactive.

In the article [10] an averaged linearized smallsignal model for FSBB with the ability to model inductance energy was proposed, which allows to correctly describe the dynamics associated with phase shift, in addition to those associated with duty cycles. The energy properties of the converter were not considered.

In the article [11], FSBB was modeled using block diagrams with models of the ACS blocks obtained by the Laplace transform in steady state mode (Averaged models).The dynamic model of the FSBB was presented in the article [12]. It was developed to study system dynamics and the power request of a proton exchange membrane fuel cell (PEMFC).The converter model takes into account the transition mode between Buck and Boost modes, but the power stage model is averaged and linearized by removing higher order terms to obtain the equivalent topology of the FSBB converter, since the power stage is considered only as a control object (Plant).The article [13] also adopts the state space averaging method to build the converter model [14].

There are also specific approaches to modeling FSBB. For example, the article [15]presents a behavioral model of the converter for comparing energy management strategies in photovoltaic systems. To approximate the power loss profiles of each switching cell of the converter based on regression equations (polynomials of many variables), coefficients were found, including using neural networks. Then, components (RCL) were added to these macromodels that emulate power losses by power switches to form a complete converter model. Thus, this model allows solving only one specific energy problem.Analysis of the equivalent circuit of this behavioral model showed that it is a composition of block diagrams with transfer functions and RCL components [16], which is a convenient approach for studying the stability of the converter as an automatic control system.

III. FORMULATION OF THE WORK PURPOSE

Optimal design of power conversion systems requires preliminary modeling, which includes a model development stage (modeling) and a simulation stage, during which directions for system optimization should be obtained. For a comprehensive study of FSBB, a model is needed that would allow analyzing electromagnetic characteristics in the power stage, therefore the aim of the work is to develop universal FSBB models that are capable of providing reliable simulation of all its modes in the appropriate software, i.e. it should be adaptive.

FSBB models presented in various publications either require expensive software or are a trade secret of manufacturers. Since the model should provide the opportunity for detailed study of electromagnetic processes in the power stage of the converter, preliminary linearization and averaging are unacceptable here. The aim of the research is to develop a model that will allow analyzing dynamic processes in the converter, optimally combining such contradictory quality indicators as accuracy and cost-effectiveness.

IV. EXPOUNDING THE MAIN MATERIAL AND RESULTS ANALYSIS

Definition of basic parameters and functions for modeling FSBB.

The simple electrical circuit of the FSBB converter is obtained by connecting buck and boost stages along with the combining of an inductance coil, as shown in Fig. 1. Therefore, merging and simplifying cascaded buck and boost converters creates a single-inductor system. Despite the addition of two switches, the elimination of one inductor provides a significant reduction in the size of the converter, and an increase in efficiency. The fourswitch structure allows selecting transistors based on the output voltage instead of the input voltage, which also makes the design cheaper and reduces the stress on the transistors. Also, selecting boost-leg switches based on the output voltage instead of the input voltage allows using devices with a lower gate charge. Moreover, it is possible to use a common control system, which increases the reliability and consistency of the system's operation.

The four-switch buck-boost power stage (Fig. 1) consists of a buck leg (IGBTs S_1 , S_2 and switch-node SW1) at the high side (HS-indexes), a boost leg (IGBTs S_3 , S_4 and switch node SW2) at the low side (LS-indexes), an inductor L between the two switch nodes and capacitors (input C_{in} and output C_{out}).



Figure 1. Electrical circuit of the FSBB converter

The FSBB has three operating modes depending on the relative levels of input and output voltages: buck mode ($V_{HSmin} > V_{LSmax}$), boost mode ($V_{HSmin} > V_{LSmax}$) and buck-boost (transition) mode (Fig.2).



Figure 2. The FSBB operating modes

ISSN 1607-6761 (Print)	«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА» № 2 (2025)
ISSN 2521-6244 (Online)	Розділ «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»

A single PWM controller can drive the power switches in all operating modes including buck, boost and the transition region, during which the input and output voltages are nearly identical. This system allows energy to flow in both directions, meaning FSBB is bidirectional. When the input voltage (V_{HS}) is higher than the desired output voltage (V_{LS}), the buck leg switches operate (buck mode) and the boost switches are static (100 % duty cycle). The switching pattern is identical to a buck converter.

In the transition region, all four switches must operate with a blend of buck and boost action at the inductor to maintain the desired regulated voltage across the load. Therefore, the buck-boost mode consists of alternating buck and boost cycles. In boost mode, the buck high-side switch is always turned on and the boost leg transistors are switching. The switching pattern is identical to a boost converter.

To validate the model, we need to determine the main parameters of the system. We are going to use them later to estimate the accuracy of the model. The main parameters of the power stage of the converter are the maximum I_{Lmax} and average current through the inductance I_{LAVG} and ripples of this current Δi_L . These parameters are determined based on the following functions: output current I_{0} , high-side current I_{HS} and voltage V_{HS} , low-side current I_{LS} and voltage V_{LS} (Fig.1).

$$I_{LSAVG} = I_0 \Longrightarrow I_{LAVG} \cdot T_{OFF} = I_0 \cdot T$$

$$I_{LAVG} = \frac{I_0 \cdot T}{T_{OFF}} = \frac{I_0}{1 - D}$$

$$I_{Lmax} = I_{LAVG} + \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$\Delta i_L = \frac{V_{HS}}{L} \cdot T_{ON} = \frac{V_{LS}}{L} \cdot T_{OFF}$$
(1)

Where T_{ON} and T_{OFF} are the ON state and OFF state durations of switch S_1 , respectively and D is a duty cycle.

Maximum current through the inductor L could be obtained like this

$$I_{L max} = \frac{I_0}{l - D} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{LS}}{L} \cdot T_{OFF}$$

The transfer function has been obtained through a volt-second balance:

$$V_{HS} \cdot T_{ON} = V_{LS} \cdot T_{OFF}, \quad \frac{V_{LS}}{V_{HS}} = \frac{D}{1 - D}$$
(2)

Where V_{LS} is the output voltage V_0 .

Choosing a program for design

We tested two programs for the choosing the optimal one: Spice-compatible ECAD program Micro-Cap 12 (https://archive.org/details/mc12cd_202110) and Altair® PSIMTM (https://altair.com/psim). Micro-Cap12

was chosen due to the fact the models of power switches are accurate and even could take into account temperature dependence and the type of case. The full professional version is absolutely free. Another advantage of Micro-Cap is that the post-processor makes it possible to analyze a wide range of circuit functions, from flux coupling, charges and conductances to reactive power and so on. That is, it is possible to conduct a deep analysis of the physics of processes. Instead, PSIM provides very limited possibilities in this field: only phase variables are available for visualization. At the same time, the PSIM program has been specially developed for the simulation of converters and provides high simulation speed (mostly because of simplified models), which provides a reliable, stable and efficient solution. PSIM is an Altair Group product and now the Altair provides ukranian users with the opportunity to use student versions for free, or, after registering an educational institution in the Altair database, to use the full version for a year, or to purchase this program in the functional set that suits you.

Simulations through a graphical interface allow us drawing the circuits through different menus that contain all the necessary elements. Both programs allows us to obtain the electromagnetic characteristics of power electronics systems by performing analysis in the time and frequency domains, obtaining graphs of transient processes and Bode graphs. The search for optimization directions is carried out using multivariate analysis, when the internal and external parameters of the schemes change.

All switched-mode power supplies (SMPS) are nonlinear, time varying (dynamic) systems, due to the switching actions. However, they can be modeled with an averaged small signal, linearized model, which is valid up to the power supply switching frequency $f_{SW}/2$, with the maximum bandwidth of an SMPS is about 1/10 to ~1/5 of the switching frequency f_{SW} . Therefore, the linear control loop stability analysis using Nyquist and Bode plots also can be applied.

In Micro-Cap12 and PSIM, there are enough blocks in the library to build an analog or digital control circuit. But there is another way, which allows us to obtain more specific characteristics by performing the stability analysis of converters as the automated systems, for example, by analysis of Phase Margin. To design converters compatible with control systems, we can use (https://altair.com/SmartControl) SmartControl а program for optimal synthesis of controllers and not only. This software specifically designed for power electronics applications (https://powersimtech.com). There is no student version of SmartControl, you need to purchase a full license, but with SmartControl, it's easy to understand how to adjust the control requirements in terms of stability and bandwidth. In addition, SmartControl is seamlessly integrated with simulation tools of PSIM. SmartControl provides detailed information about the designed compensator (resistor,

capacitors or z-domain coefficients), and about the power stage and steady-state waveforms [1].

Of course, there are Micro-Cap12, PSIM and SmartControl user manuals, but the development of a converter simulation technique where programs must be used for simulation at certain stages is of considerable interest. It is also of interest to develop a methodology that maximally simplifies the design of FSBB with a control scheme.

Power stage modeling and simulation

Consider the modeling stage of the power stage of the converter with parameters: $V_{in}=250V$; $L=500\mu H$; D=0.706 (referred to S1 on Fig.1); $I_0=2A$; f=100kHz. Given that the FSBB operates in continuous conduction mode, all the necessary parameters to validate the simulation results were calculated by the formulas 1 and 2:

On-state inductor voltage

$$V_{Lon} = V_{in}, V_{Lon} = 250V$$
.

Off-state inductor voltage

$$V_{Loff} = -V_0, V_{Loff} = -600.34V$$

Inductor average current

$$I_L = \frac{I_0}{l - D} = 6.803A \,.$$

Inductor current ripples

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} \cdot D}{L \cdot f_{SW}} = 3.53A \; .$$

Maximum inductor current

$$I_{L max} = I_L + \frac{1}{2} \cdot \varDelta i_L = 8.568A$$

Minimum inductor current

$$I_{Lmin} = I_L - \frac{l}{2} \cdot \varDelta i_L = 5.038A$$

We are assuming ideal components in this example, but the software allows users to define parasitic values and temperature effects, as well.

We have developed a behavioral model of the FSBB converter for the Micro-Cap 12, which is shown on Fig.3.



Figure 3. The behavioral Spice-model of the FSBB

This compact and original model combines a pulse width modulation (PWM) system with the properties of electronic switches to change their resistance. That is, the control subsystem is included to the model in an adapted form, which is not tied to the type of PWM (analog or digital), since it only provides a control algorithm, setting the law of changing the resistance of the switches, thereby turning them into behavioral elements. Such modulated, programmable resistors can emulate any power transistors, so this model is universal. We replaced the transistors with resistors to speed up the simulation, because with physical models of transistors, even such a simple scheme is rigid and requires dozens of iterations of solving nonlinear algebraic equations at each time step.

With such a large inductance, the Micro-Cap required about 100.000 steps to simulate in *Transient* mode. We also suggest using the duty cycle value as a reference signal (given by the Vref source). It is possible to program the trend of its change depending on the

selected profile of consumed power, which greatly simplifies the model.

The value of resistances is programmed as follows:

Alorithm for diagonal R1-R4: If V(Vtri)<V(Vref) Then R=1e-4 [Ohm] Else R=1e6 [Ohm]

That is, when the amplitude of the triangular (carrier) signal emulated by the Vtri source is less than the amplitude of the reference signal, the R1-R4 diagonal resistors (aka transistors) are turned on (their resistance drops to 0.1mOhm). At the same time, the R2-R3 resistors (aka transistors) are turned off and have a high resistance (1Meg Ohm).

Alorithm for diagonal R2-R3: If V(Vtri)<V(Vref) Then R=1e-4 [Ohm]

Розділ «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»

Else R=1e6 [Ohm]

That is, when the amplitude of the triangular signal becomes greater than the amplitude of the reference signal, the transistors of the diagonal R2-R3 are turned on. At the same time, the R1-R4 diagonal transistors are turned off.

So, in these behavioral elements, the switching conditions are programmed by comparing the carrier signal with the reference of the PWM control subsystem; both signals are normalized and the reference is proportional to the duty cycle. By dynamically redefining the duty cycle parameter, the model is adapted for any converter mode (buck, boost, and transition), which makes it universal.

The difference between the maximum and minimum values of transistor resistances determines the stiffness/rigidity of the model and, accordingly, affects the simulation time. At the same time, the minimum conductivity should not be less than a fixed parameter G_{min} .

The results of the simulation of the main variables (current through the inductance and voltage across the inductance) of boost mode FSBB in Micro-Cap 12 are shown in Fig.4.





These results were compared with the theoretical calculation at Duty Cycle 0.7, input voltage $V_{in} = 250 V$, performed according to the above formulas. There is an error in determining the Off-state inductor voltage of 12 %, due to the fact that with such a large inductance, the transient process lasts for several seconds. The inductance current is determined quite accurately.

Fig.5 shows the FSBB converter model, obtained in the PSIM program. Ideal models for switches are selected here (in fact, this is the same approach used to build the behavioral model in Micro-Cap). All connections (wires) in the power cascade are marked in red, in the control subcircuit they are marked in green, the color is related to the features of their modeling and simulation in PSIM.The clock icon corresponds to the menu for setting the simulation parameters, in particular the step and time interval for visualization in the SimView post-processor (launched automatically after error checking at the modeling stage and solving the differential-algebraic equations of the model at the simulation stage). To make the circuit look cleaner (without wires crossings), we used remote*G*-connectors to tie the power stage with the control one.

The PWM modulator is constructed by comparing a ramp (triangular signal) at the switching frequency and a DC voltage (DC signal). For controlling, the simple PWM model is designed, where the duty cycle is formed automatically by comparing the carrier triangle signal of 100 kHz with the reference signal. If the ramp is defined between 0 and 1 V voltage, then the value of the continuous signal corresponds with the value of the duty cycle. Therefore, as a reference, we again suggest using the *duty cycle* value, which can then be automatically varied, imitating the operation of control systems. This simple PWM controller generates two different trains of control pulses for transistors, in this case for each diagonal separately (in antiphase to each other). The results of the simulation are shown in Fig.6.

Unfortunately, even with a significant simplification of the model, the simulation in Micro-Cap12 lasted much longer than in PSIM.

The upper graph shows the inductor voltage, the lower graph shows the inductor current. The averaged inductor current can be obtained through a special dynamic averaging function (in the upper right corner). With the given Data, the converter works in boost mode, continuous current mode.

As you can see, the developed model is adequate: the error is within 5%. The variation of the duty cycle in the sweep parameter subroutine (block Param Sweep, shown in Fig. 6) allows us to examine the converter in all modes.

The advantages and disadvantages of the programs used for FSBB modeling are summarized in Table 1.

But this comparison will not be complete if we do not take into account the possibility of mutual import and export of data between PSIM and SmartControl Altair programs. This potential, as well as the high speed of simulation determined our choice of PSIM for further research.Currently, our university is at the stage of signing an agreement to receive full versions of Altair group programs.

The comparative table makes it possible to determine the appropriate software depending on the research tasks. If your goal is the analysis of electromagnetic characteristics with subsequent temperature management, we recommend using the model for Micro-Cap (Fig. 3). If your task is the synthesis of an optimal control system, we recommend using a model for PSIM followed by importing the transfer function into SmartControl [1].

V. CONCLUSION

For research into energy systems in the photovoltaic and electric transport industries, it is necessary to have a simple but adaptive (for each operating mode) model of the FSBB converter together with its control system.We propose two approaches here.

In Spice-compatible programs, you can use the adaptive model of Fig. 3, which allows us to explore the converter with PWM in any mode of operation by simple

reprogramming of behavioral elements. If necessary, resistors are replaced with accurate models of transistors (which the professional version of Micro-Cap provides for free) and deeply analyze the physics of the processes in the system. It is also possible to analyze the temperature dependence of phase variables for better temperature management of the converter. For the compensator (we recommend here to use Type3) it's possible to use the



Figure5. The FSBB converter model, obtained in the PSIM program



Figure6. The results of the simulation FSBB in PSIM

\ Criterion	Micro-Cap	PSIM	
\ Physicality of models	great variability and complexity of models up to ultra-precise physical ones	simple empirical models	
\ Post-processor capabilities	very high	very low	
\ Assignment of functions for analysis	automatically, all possible functions are available	very limited capabilities, needs manual definition	
\ Possibility of programming the behavioral functions of the elements	wide	limited	
\ Problems with stiffness of models during simulation	possible	absent	
\ Simulation time	very long	very fast	
\ Cost of professional version	free of charge	high if used for business	

Table 1. Comparative analysis of modeling and simulation

model developed by Christophe Basso [17] from the Micro-Cap library.

Simulation of FSBB converters and other electronic circuits of power electronics together with the controlling circuits is more convenient to perform using a combination of programs PSIM and SmartControl. We used a simple adaptive FSBB converter model (Fig.5) and developed a methodology to ensure easy combination of these programs within the framework of similar studies[1]. This programs allow us to import the parameters of the converter and carry out the synthesis of the controller (including feed-forward) based on the optimal Phase Margin.

REFERENCE

- Vasylenko, O.V., Snizhnoi, G.V. (2024). Pidkhodi u modelyuvanni sistem peretvorennya yelektroenergii v gibridnikh transportnikh zasobakh [Approaches in modeling electrical energy conversion systems in hybrid vehicles]. *Elektrotehnika i elektroenergetika*, 4, 36-47. (in Ukrainian) DOI: https://doi.org/10.15588/1607-6761-2024-4-4
- [2] Camara, M.B., Gualous, H., Gustin, F., Berthon, A., Dakyo, B. (2010). DC/DC Converter Design for Supercapacitor and Battery Power Management in Hybrid Vehicle Applications - Polynomial Control Strategy. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* 57, 2, 587-597. DOI:10.1109/TIE.2009.2025283
- [3] Soedibyo, Amri, B., Ashari, M. (2015). The comparative study of Buck-boost, Cuk, Sepic and Zeta converters for maximum power point tracking photovoltaic using P&O method. 2nd International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE), 327-332. DOI: 10.1109/ICITACEE.2015.7437823.

- [4] Ma, Y., Wang, S., Zhang, S., Fan, X. (2013). An automatic peak-valley current mode step-up/stepdown DC-DC converter with smooth transition. *Proceedings of International Conference on ASIC*. 1-4. DOI: 10.1109/ASICON.2013.6812054.
- [5] Malou, A., Allard, B., Hijazi, A., lin shi, Xuefang. (2018). 4-Switch Buck-Boost DC–DC Converter: A Case Study. *Journal of Low Power Electronics*. 14. 558-581. DOI:10.1166/jolpe.2018.1583.
- [6] Vasylenko, O., Reva, V., Snizhnoi, G. (2019). Simulation of ACS for magnetic susceptibility measurements in ECAD based on time domain functions. *Proceedings of the Second International Workshop on Computer Modeling and Intelligent Systems (CMIS-2019)*, 2353, 689-701. Access mode: http://ceur-ws.org/Vol-2353/paper55.pdf
- [7] Plesnik, M. (2006). Use of the State-Space Averaging Technique in Fast Steady-State Simulation Algorithms for Switching Power Converters. *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. 2224-2227. DOI:10.1109/CCECE.2006.277579
- [8] Vasylenko, O., Snizhnoi, G. (2018). PWM controller's models for investigation ACS in SPICE-family ECAD programs. *Elektrotehnika i elektroenergetika*, 1, 64-71.
- [9] Hymowitz, C.E. (1998). Power specialist's app note book. San Pedro. CA 90733-0710 USA, intusoft, 171.
- [10]Gallo, E., Biadene, D., Cvejić, F., Spiazzi, G., Caldognetto, T. (2024). An Energy-Based Model of Four-Switch Buck-Boost Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1-11. DOI: 10.1109/TPEL.2023.3349327.
- [11]Zhang, W., Lin, H., Zhang, Y., Jin, J. (2017). Modeling and Controlling Strategy of Four-Switch

Розділ «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»

Buck-boost Convertor with Smooth Mode Transitions. *The Open Electrical & Electronic Engineering Journal.* 11. 57-67. DOI: 10.2174/1874129001711010057.

- [12]Qi, Z., Tang, J., Pei, J., Shan, L. (2020). Fractional Controller Design of a DC-DC Converter for PEMFC. *IEEE Access*, 8, 120134-120144, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3005439
- [13]Feng, H., Liu, Y., Guo, C., Li, Y., Li, T. (2025). Graphical Smooth Switching Control Method of Four-Switch Buck-Boost Converter in Fuel Cell Systems. *IEEE Access.* 1-1. DOI: 10.1109/ACCESS.2025.3535562.
- [14] Wu, C., Si, G., Zhang, Y., Yang, N. N. (2014). The fractional-order state-space averaging modeling of the Buck-Boost DC/DC converter in discontinuous conduction mode and the performance analysis.

Nonlinear Dynamics, 79, 1, 889–703. DOI: 10.1007/s11071-014-1695-4

- [15]Dupe, V., Jammes, B., Seguier, L., Alonso, C. (2013). Behavioral modeling of power losses in FSBB converters. *PCIM Europe Conference Proceedings*.
- [16] Torrey, D., Selamogullari, U. (2002). A Behavioral Model for DC-DC Converters using Modelica. 2 International Modelica Conference, Proceedings, 167-172.
- [17]Basso, C. Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs. (2008). McGraw-Hill Professional, ISBN: 978-0-07-158935-2. 117.

Received 12.05.2025; Accepted 06.06.2025; Published 14.06.2025;

АДАПТИВНІ МОДЕЛІ ДЛЯ FSBB ПЕРЕТВОРЮВАЧА

ВАСИЛЕНКО О.В.

канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри інформаційної безпеки та наноелектроніки. Національний університет «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна, e-mail: <u>drvasylenkoolga@gmail.com</u>, ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0001-6535-3462;</u>

СНІЖНОЙ Г.В. д-р техн. наук, професор, професор кафедри інформаційної безпеки та наноелектроніки, Національний університет «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна, е-mail: <u>snow@zp.edu.ua</u>, ORCID: <u>https://orcid.org/0000-0003-1452-0544.</u>

Мета роботи. розробка економічної адаптивної моделі силового каскаду чотириключового перетворювача знижувально-підвищувального типу (FSBB) разом із системою керування, яка адекватно моделює всі режими його роботи.

Методи дослідження. Основним методом дослідження є математичне моделювання; для розрахунку параметрів моделі використані емпіричні формули; для структурного синтезу моделі конвертера застосовано підхід поведінкового програмування.

Отримані результати. Показано перспективи використання FSBB конвертера в системах перетворення енергії, де вхідна та вихідна напруга варіюються відносно одна одної. Визначені переваги використання програм автоматизованого проектування (ECAD) для моделювання перетворювачів разом із системами керування як багатодоменних систем. Підходи до моделювання конвертерів спільно із системами керування провані та зазначені обмеження використання моделей на базі "усереднення простору станів" для дослідження електромагнітних характеристик та температурного менеджменту в силовій ступені перетворювача.

Запропоновано метод формування динамічної моделі FSBB для ECAD програми Micro-Cap12 на основі імітації поведінки силових ключів в часі та заміни їх програмованими резисторами. Для контролю жорсткості моделі та прискорення симуляції отримано оптимальні занчення опорів цих резисторів. Розроблено також модель конвертера для програми PSIM і проведено порівняльний аналіз показників якості моделінгу та симуляції в програмах Micro-Cap та PSIM. Сформовані рекомендації по галузям використання розроблених моделей.

Наукова новизна. Наукова новизна роботи полягає в способі представлення економічної Spice-сумісної динамічної моделі FSBB, в якій інтегруються силова ступінь та система керування завдяки використанню поведінкових моделей для силових ключів. В цих поведінкових елементах запрограмовані умови комутації шляхом порівняння несучого сигнала із референсним контролюючої підсистеми ШІМ; обидва сигнали нормовані і референсний пропорційний до показника dutycycle. Шляхом динамічного перевизначення параметра dutycycle, модель адаптується для будь-якого режиму конвертера (знижувального, підвищувального і транзитного), що робить її універсальною. Розроблено також просту модель конвертера спільно із системою керування для програми PSIM, яка дає можливості не тільки аналізувати електромагнітні характеристики, але й імпортувати необхідні передаточні функції для оптимального синтезу контролерау Smart Control.

Практична цінність. Обидві запропоновані моделі дозволяють аналізувати динамічні процеси в FSBB перетворювачі, оптимально поєднуючи такі суперечливі показники якості симуляції, як точність і економічність. Модель для Micro-Cap12 дозволяє адекватно симулювати перехідні процеси силової ступені конвертера,

ISSN 1607-6761 (Print) «ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА» № 2 (2025) ISSN 2521-6244 (Online) Розділ «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»

оскільки її отримано без попередньої лінеаризації та усереднення, крім того вона може бути доповнена температурними коефіцієнтами, ця опція відсутня для моделі PSIM. Модель PSIM дає можливість отримання передаточної функції для синтезу системи керування.

Ключові слова: FSBB перетворювач; ECAD програми; Switching моделі; програмовані поведінкові елементи; показники якості моделі.