

ISSN 2074-272X

науково-практичний  
журнал

2021/2



# **EIE** Електротехніка і Електромеханіка

**Electrical Engineering**

**& Electromechanics**

**Електричні машини та апарати**  
**Електротехнічні комплекси та системи**  
**Силова електроніка**  
**Теоретична електротехніка**  
**Електричні станції, мережі і системи**

**Журнал включено до найвищої категорії «А»**  
**Переліку фахових видань України**

**З 2015 р. журнал індексується у міжнародній**  
**наукометричній базі Web of Science**  
**Core Collection: Emerging Sources**  
**Citation Index**



# «ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА» «ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

Науковий журнал. Засновано у 2002 р.

Видання засновано Національним технічним університетом «Харківський політехнічний інститут» (НТУ «ХПІ») та Державною установою «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України» (ДУ «ІТПМ НАНУ») Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації, серія КВ № 21021-10821ПР від 07.10.2014

## EDITORIAL BOARD

- Sokol Ye.I.** Editor-in-Chief, Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Rector of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute» (NTU «KhPI»), Ukraine
- Korytchenko K.V.** Deputy Editor, Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Rozov V.Yu.** Deputy Editor, Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Director of State Institution «Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine» (SI «ITPM NASU»), Kharkiv, Ukraine
- Abu-Siada A.** Professor, Curtin University, Perth, Australia
- Aman M.M.** Professor, NED University of Engineering & Technology, Karachi, Pakistan
- Baltag O.** Professor, Grigore T. Popa University Medicine and Pharmacy, Faculty of Medical Bioengineering, Iasi, Romania
- Baranov M.I.** Professor, Research and Design Institute «Molniya» of NTU «KhPI», Ukraine
- Batygin Yu.V.** Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, Ukraine
- Bíró O.** Professor, Institute for Fundamentals and Theory in Electrical Engineering, Graz, Austria
- Bolyukh V.F.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Bouktir T.** Professor, Ferhat Abbas University, Setif 1, Algeria
- Buriakovskiy S.G.** Professor, Director of Research and Design Institute «Molniya» of NTU «KhPI», Ukraine
- Butkevych O.F.** Professor, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine (IED of NASU), Kyiv, Ukraine
- Colak I.** Professor, Nisantasi University, Istanbul, Turkey
- Doležel I.** Professor, University of West Bohemia, Pilsen, Czech Republic
- Féliachi M.** Professor, Technological Institute of Saint-Nazaire, University of Nantes, France
- Grinchenko V.S.** PhD, SI «ITPM NASU», Kharkiv, Ukraine
- Guerrero J.M.** Professor, Aalborg University, Denmark
- Gurevich V.I.** PhD, Honorable Professor, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
- Ida N.** Professor, The University of Akron, Ohio, USA
- Kildishev A.V.** Associate Research Professor, Purdue University, USA
- Klepikov V.B.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Korovkin N.** Professor, Peter the Great Saint-Petersburg Polytechnic University, Russia
- Korzeniewska E.** Professor, Lodz University of Technology, Poland
- Ktena A.** Professor, National and Kapodistrian University of Athens, Greece
- Kuznetsov B.I.** Professor, SI «ITPM NASU», Ukraine
- Kyrylenko O.V.** Professor, Member of NAS of Ukraine, Director of IED of NASU, Kyiv, Ukraine
- Levin B.M.** Professor, Holon Institute of Technology, Tel Aviv-Yafo, Israel
- Malik O.P.** Professor, University Of Calgary, Canada
- Maslov V.I.** Professor, National Science Center «Kharkiv Institute of Physics and Technology», Ukraine
- Mi Zou** PhD, Chongqing University of Posts and Telecommunications, China
- Mikhailov V.M.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Miljavec D.** Professor, University of Ljubljana, Slovenia
- Milykh V.I.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Nacke B.** Professor, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität, Institute of Electrotechnology, Hannover, Germany
- Petrushin V.S.** Professor, Odessa National Polytechnic University, Ukraine
- Podoltsev A.D.** Professor, IED of NASU, Kyiv, Ukraine
- Rainin V.E.** Professor, Moscow Power Engineering Institute, Russia
- Reutskiy S.Yu.** PhD, SI «ITPM NASU», Kharkiv, Ukraine
- Rezinkin O.L.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Rezinkina M.M.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Shcherbak Ya.V.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Shkolnik A.A.** PhD, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
- Sikorski W.** Professor, Poznan University of Technology, Poland
- Suemitsu W.** Professor, Universidade Federal Do Rio de Janeiro, Brazil
- Trichet D.** Professor, Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique, France
- Vaskovskiy Yu.M.** Professor, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine
- Vazquez N.** Professor, Tecnológico Nacional de México en Celaya, Mexico
- Vinnikov D.** Professor, Tallinn University of Technology, Estonia
- Yagup V.G.** Professor, O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv, Ukraine
- Yatchev I.** Professor, Technical University of Sofia, Bulgaria
- Zagirnyak M.V.** Professor, Member of NAES of Ukraine, Rector of Kremenchuk M.Ostrohradskiy National University, Ukraine
- Zgraja J.** Professor, Lodz University of Technology, Poland
- Grechko O.M.** Executive Managing Editor, PhD, NTU «KhPI», Ukraine

## Адреса редакції / Editorial office address:

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», вул. Кирпичова, 2, м. Харків, 61002, Україна  
National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Kyrpychova Str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine

тел. / phone: +380 57 7076281, +380 67 3594696, e-mail: a.m.grechko@gmail.com (Гречко Олександр Михайлович / Grechko O.M.)

ISSN (print) 2074-272X

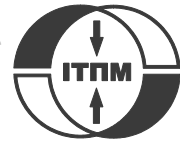
© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2021

ISSN (online) 2309-3404

© ДУ «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України», 2021

Підписано до друку 05.04.2021 р. Формат 60 x 90 ½. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,0.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-02-2021. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



## **ЗМІСТ**

### **Електричні машини та апарати**

- Любарський Б.Г., Овер'янова Л.В., Рябов Є.С., Якунін Д.І., Островерх О.О., Воронін Ю.В. Оцінка головних розмірів тягового синхронно-реактивного електродвигуна з постійними магнітами..... 3
- Маляр В.С., Гамола О.Є., Мадай В.С., Васильчишин І.І. Математичне моделювання пускових режимів асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором..... 9

### **Електротехнічні комплекси та системи**

- Буряковський С.Г., Маслій А.С., Асмолова Л.В., Гончарук Н.Т. Математичне моделювання перехідних процесів в електроприводі стрілочного переводу моношпального типу з вентильно-індукторним двигуном..... 16
- Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kolomiets V.V., Kobylanskiy B.B. Overhead power lines magnetic field reducing in multi-story building by active shielding means..... 23

### **Силова електроніка**

- Крылов Д.С., Холод О.И. Эффективность работы активного управляемого выпрямителя в режиме искажения напряжения питающей сети..... 30
- Шавєлкін А.А., Gerlici J., Шведчикова І.О., Кравченко К., Крухляк Г.В. Управление энергопотреблением подключенной к сети с многозонной тарификацией фотоэлектрической системы с аккумулятором для обеспечения собственных нужд локального объекта..... 36

### **Теоретична електротехніка**

- Vasetsky Yu.M. Penetration of non-uniform electromagnetic field into conducting body ..... 43

### **Електричні станції, мережі і системи**

- Benchouia N., Saaidia M. Optimization and reliability of the power supply systems of a compressor station..... 54
- Mehdi M.F., Ahmad A., Ul Haq S.S., Saqib M., Ullah M.F. Dynamic economic emission dispatch using whale optimization algorithm for multi-objective function ..... 64

## **TABLE OF CONTENTS**

### **Electrical Machines and Apparatus**

- Liubarskyi B.G., Overianova L.V., Riabov Ie.S., Iakunin D.I., Ostroverkh O.O., Voronin Y.V. Estimation of the main dimensions of the traction permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor..... 3
- Malyar V.S., Hamola O.Ye., Maday V.S., Vasylyshyn I.I. Mathematical modelling of starting modes of induction motors with squirrel-cage rotor..... 9

### **Electrotechnical Complexes and Systems**

- Buriakovskiy S.G., Maslii A.S., Asmolova L.V., Goncharuk N.T. Mathematical modelling of transients in the electric drive of the turnout of the mono-sleeper type with switched-inductor motor..... 16
- Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kolomiets V.V., Kobylanskiy B.B. Overhead power lines magnetic field reducing in multi-story building by active shielding means..... 23

### **Power Electronics**

- Krylov D.S., Kholod O.I. The efficiency of the active controlled rectifier operation in the mains voltage distortion mode ..... 30
- Shavelkin A.A., Gerlici J., Shvedchykova I.O., Kravchenko K., Kruhliak H.V. Management of power consumption in a photovoltaic system with a storage battery connected to the network with multi-zone electricity pricing to supply the local facility own needs ..... 36

## Theoretical Electrical Engineering

Vasetsky Yu.M. Penetration of non-uniform electromagnetic field into conducting body ..... 43

## Power Stations, Grids and Systems

Benchouia N., Saaidia M. Optimization and reliability of the power supply systems of a compressor station ..... 54

Mehdi M.F., Ahmad A., Ul Haq S.S., Saqib M., Ullah M.F. Dynamic economic emission dispatch using whale optimization algorithm for multi-objective function ..... 64

### ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

*Науковий журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2021 рік – 777,24 грн., на два місяці – 129,54 грн., на чотири місяці – 259,08 грн., на шість місяців – 388,62 грн., на вісім місяців – 518,16 грн., на десять місяців – 647,70 грн. Передплатний індекс у каталозі ПАТ «УкрПошта»: 01216.*

### ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

*Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 науковий журнал «Електротехніка і Електромеханіка» внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук та перереєстровано Наказом МОН України № 1328 від 21 грудня 2015 р. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.*

*Згідно Наказу МОН України №1412 від 18.12.2018 р. науковий журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включено до найвищої категорії «А» Переліку фахових видань України з технічних наук.*

*Починаючи з №1 за 2006 р. згідно з Наказом МОН України №688 від 01.12.2005 р. журнал надсилається до УкрІНТЕІ.*

*Електронна копія журналу «Електротехніка і Електромеханіка», зареєстрованому у Міжнародній системі реєстрації періодичних видань під стандартизованим кодом ISSN 2074-272X, надсилається до Національної бібліотеки України ім. В.І. Вернадського і, починаючи з 2005 р., представлена на сайті бібліотеки (<http://nbuv.gov.ua>) в розділі «Наукова періодика України», а також на офіційному сайті журналу (<http://eie.khpi.edu.ua>).*

*Починаючи з №1 за 2016 р. усі статті на сайті доступні на двох мовах – англійською і українською. Також кожній статті в журналі присвоюється унікальний цифровий ідентифікатор DOI (Digital Object Identifier) від організації Crossref (<http://crossref.org>).*

*Журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включений у довідник періодичних видань Ulrich's Periodical Directory, представлений у загальнодержавній реферативній базі даних «Україніка Наукова», реферативному журналі «Джерело», індексується у наукометричній базі даних Web of Science Core Collection: Emerging Sources Citation Index (ESCI), що рекомендована МОН України, представлена у Index Copernicus (ICV 2019: 100.00), і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.*



Б.Г. Любарський, Л.В. Овер'янова, Є.С. Рябов, Д.І. Якунін, О.О. Островерх, Ю.В. Воронін

## ОЦІНКА ГОЛОВНИХ РОЗМІРІВ ТЯГОВОГО СИНХРОННО-РЕАКТИВНОГО ЕЛЕКТРОДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

У статті розглянуті питання проектування тягового синхронно-реактивного електродвигуна з постійними магнітами потужністю 180 кВт для приводу коліс троллейбуса. Запропоновано спосіб визначення головних розмірів електродвигуна, який поєднує аналітичний вибір параметрів статора та чисельно-польові розрахунки для вибору параметрів ротора. Показана необхідність перевірки механічної міцності ротора, в якому розташовано постійні магніти NdFeB у потокових бар'єрах. У результаті дослідження визначено розміри активних частин, обмоткові дані статора та конструктив ротора електродвигуна. Бібл. 17, табл. 3, рис. 5.

**Ключові слова:** синхронно-реактивний двигун з постійними магнітами, тяговий електропривод, постійний магніт, енергоефективність.

В статье рассмотрены вопросы проектирования тягового синхронно-реактивного электродвигателя с постоянными магнитами мощностью 180 кВт для привода колес троллейбуса. Предложен способ определения главных размеров электродвигателя, который сочетает аналитический выбор параметров статора и численно-полевые расчеты для выбора параметров ротора. Показана необходимость проверки механической прочности ротора, в котором расположено постоянные магниты NdFeB в потоковых барьерах. В результате исследования определены размеры активных частей, обмоточные данные статора и конструктив ротора электродвигателя. Библ. 17, табл. 3, рис. 5.

**Ключевые слова:** синхронно-реактивный двигатель с постоянными магнитами, тяговый электропривод, постоянный магнит, энергоэффективность.

**Вступ.** На теперішній час загальносвітовою практикою є застосування на рухомому складі залізниць, промислового та міського транспорту тягових електроприводів з асинхронними електродвигунами [1-3]. В Україні у широких масштабах тягові асинхронні електроприводи застосовуються на рухомому складі міського електротранспорту та магістральних залізниць [4]. Головними перевагами тягового асинхронного електроприводу вважаються високі енергетичні та масо-габаритні показники, високий рівень надійності, простота конструкції, великі терміни між обслуговуванням [5]. Проте вимоги щодо зменшення енерго- та ресурсоспоживання рухомих складом транспорту ставлять перед науково-технічною спільнотою задачі як щодо подальшого удосконалення тягових асинхронних електроприводів, так і розробку та дослідження інших типів електроприводів [6]. Альтернативним підходом для підвищення ефективності тягового електроприводу є використання синхронних двигунів зі збудженням від постійних магнітів [7], але велика маса висококоерцитивних постійних магнітів значно збільшує затрати на виробництво таких електродвигунів.

**Аналіз літературних даних та постановка проблеми.** Специфічною особливістю тягового електроприводу є широкий діапазон регулювання частоти обертання та моменту, а отже, важливим є забезпечення високих енергетичних показників тягового приводу у різних режимах роботи. За оцінками різних авторів, такі характеристики забезпечують синхронно-реактивні електродвигуни з постійними магнітами (СРДПМ) (permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor – PMSynRM, PMA-SynRel) [8-12]. При цьому масогабаритні показники та вартість двигуна такого типу є порівняними з асинхронним електродвигуном, а отже тяговий привід на основі синхронно-реактивного електродвигуна з постійними магні-

тами є «прямою альтернативою» тяговому асинхронному електроприводу.

СРДПМ – це синхронний реактивний двигун (Synchronous Reluctance Motors – SynRM) з постійними магнітами усередині ротора. Конфігурація типового СРДПМ наведена на рис. 1 [8-10].

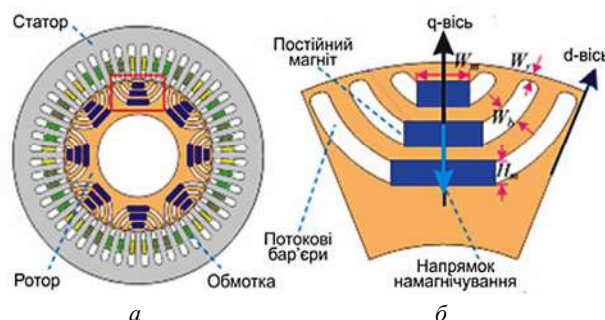


Рис. 1. Конфігурація СРДПМ (а) і секція ротора (б).

Позначено:  $W_r$ ,  $W_b$ ,  $W_m$ ,  $H_m$  – тангенціальні ребра, потокові бар'єри, ширина та висота постійних магнітів ротора відповідно

У цьому двигуні, як правило, застосовують розподілену обмотку статора [10, 11]. Для підвищення використання реактивного обертаючого моменту в радіальному напрямку ротора розміщені один за одним канали потокових бар'єрів. Особливістю ротора є наявність постійних магнітів (рідкоземельні магніти типу NdFeB, феррит Y30), вставлені в його потокові бар'єри [11-13]. Постійні магніти рівномірно намагнічені і утворюють q-вісь ротора. Оскільки постійні магніти мають приблизно таку ж проникність, що і повітря, вони створюють шлях з високим опором і магнітною анізотропією в напрямку вісі q. Сталева частина ротора утворена невеликими сегментами, ізольованими один від одного потоковими бар'єрами. Ці сегменти забезпечують шлях з малим опором потоку по вісі d. Для забезпечення міцності конструкції

ротору необхідно, щоб феромагнітні сегменти були внутрішньо пов'язані один з одним, тому в конструкції ротора використовуються тангенціальні ребра поблизу повітряного проміжку товщиною  $W_r$  [14]. Завдяки встановленню постійних магнітів тангенціальні ребра насичуються при нормальній роботі двигуна і тому магнітно ізолюють різні сталеві сегменти [14]. З точки зору створення обертаючого моменту, розсіювання потоку, викликане тангенціальними ребрами, повинно бути мінімальним [11].

Огляд публікацій [10-14] показує, що визначення розмірів та параметрів електродвигунів здійснюється шляхом чисельно-польових розрахунків у поєднанні з багатокритеріальною оптимізацією. Варіюваними параметрами, як правило, є геометричні розміри елементів магнітопроводу. Водночас, оскільки статор СРДПМ подібний до статора електродвигуна змінного струму, то очевидно, можна спростити оптимізаційну модель, застосувавши для статора класичні методи розрахунку магнітного кола електричних машин, а чисельні розрахунки застосовувати тільки для визначення конфігурації ротора електродвигуна. Крім того, така декомпозиція дозволяє провести оцінку розмірів активних частин електродвигуна та його вписування у відведений монтажний простір без чисельних розрахунків магнітного поля, внаслідок чого визначиться множина допустимих геометричних параметрів статора.

**Метою роботи** є розробка алгоритму вибору головних розмірів тягового синхронно-реактивного електродвигуна з постійними магнітами.

**Задачею** дослідження є адаптація методик вибору головних розмірів електричних машин для їх застосування щодо СРДПМ.

**Методика вибору головних розмірів СРДПМ.** Головними розмірами електричної машини називають діаметр якоря або діаметр розточки статора та їх осьову довжину. Ці розміри залежать від потужності, частоти обертання та ряду показників, які характеризують використання активних частин електричної машин [5]. Особливостями тягових електричних машин є, по-перше, регулювання частоти обертання у широкому діапазоні (відношення максимальної частоти обертання до номінальної може складати від 3 до 5 разів, а відношення найбільшого моменту до номінального – до 2 разів), а, по-друге, обмеження габаритних розмірів, пов'язане з розміщенням електричної машини на транспортному засобі та її компонованням у трансмісію. Це у більшості випадків унеможливає використання постійної Арнольда для визначення головних розмірів тягових електричних машин, тому для них розроблені спеціальні процедури [3, 5]. З урахуванням цього доцільним є застосування такого підходу і для вибору головних розмірів СРДПМ.

Кількість пар полюсів визначається з умови забезпечення максимальної частоти обертання при найбільшій частоті живлення:

$$p = \frac{60 f_{\max}}{n_{\max}}, \quad (1)$$

де  $f_{\max}$  – найбільша частота живлення;  $n_{\max}$  – найбільша частота обертання.

Оскільки тяговий двигун повинен мати високий ступінь захисту, який прийнято з метою унеможливити потрапляння бруду у повітряний проміжок між статором і ротором, охолодження електродвигуна можливе тільки через аксіальні вентиляційні канали у статорі. При безкорпусній конструкції аксіальні канали виконуються безпосередньо у листі статора, наприклад, методом штампування. При корпусній конструкції статора аксіальні вентиляційні канали статора утворюються корпусом електродвигуна, до якого приварені ребра для шихтування осердя статора, та зовнішньою поверхнею осердя статора. Незалежно від способу утворення аксіальних вентиляційних каналів їх радіальний розмір (діаметр або висота) може бути прийнятий рівним 12...20 мм (менші значення – при корпусній конструкції). Додавши до цього розміру товщину корпусу 8...10 мм та технологічні запаси на виготовлення отворів, отримаємо зовнішній діаметр магнітопроводу статора (розрахунковий діаметр активної частини). Ця величина підлягає уточненню за результатами розрахунків та конструкторського опрацювання електродвигуна.

Внутрішній діаметр статора  $D_i$  (діаметр «розточки») визначається за виразом

$$D_i = K \cdot D_a, \quad (2)$$

де  $K$  – коефіцієнт, який дорівнює, наприклад, 0,55...0,65 при  $2p = 4$ ,  $p$  – кількість пар полюсів,  $D_a$  – розрахунковий діаметр.

Для оцінки довжини магнітопроводу статора розрахуємо виліт лобових частин обмотки статора за виразом

$$L_v = (0,12 + 0,15p) \cdot \tau_k + 10, \quad (3)$$

де  $\tau_k$  – середня ширина котушки статора.

Орієнтовно середня ширина котушки статора може бути визначена за виразом

$$\tau_k = \beta \frac{Z}{2p} t_{av1}, \quad (4)$$

де  $\beta$  – скорочення кроку обмотки (орієнтовно приймаємо рівним 0,8);  $Z$  – кількість пазів у статорі;  $t_{av1}$  – зубцевий крок на середині висоти паза.

Найбільша кількість пазів визначається з виразу

$$Z = \frac{(0,3 \dots 0,4) \pi D_i}{b_z}, \quad (5)$$

де  $b_z$  – ширина зубця статора, яка повинна бути не менше 5...7 мм;

$$t_{av1} = \frac{\pi(D_i + h_n)}{Z}, \quad (6)$$

де  $h_n$  – висота пазу, яка визначається за виразом

$$h_n = (3 \dots 4) b_n, \quad (7)$$

де  $b_n$  – ширина пазу, яка дорівнює

$$b_n = t_{z1} - b_z, \quad (8)$$

де  $t_{z1}$  – зубцевий крок по внутрішньому діаметру статора

$$t_{z1} = \frac{\pi D_i}{Z}. \quad (9)$$

Розмір осевої довжини статора по лобовим частинам

$$L_l = (0,7 \dots 0,8) L_k, \quad (10)$$

де  $L_k$  – довжина корпусу (відстань між площинами підшипникових щитів).

Осьова довжина магнітопроводу статора визначається за виразом

$$L_i = L_l - L_v. \quad (11)$$

Фазний струм двигуна попередньо визначається за виразом

$$I_{ph} = \frac{P \cdot 10^3}{3 \cdot U_{ph} \cdot \eta \cdot \cos \varphi}, \quad (12)$$

де  $P$  – номінальна потужність;  $U_{ph}$  – номінальна фазна напруга;  $\eta$  – коефіцієнт корисної дії (орієнтовно 0,93...0,95 в.о.);  $\cos \varphi$  – коефіцієнт потужності (орієнтовно 0,8...0,9).

Магнітний потік електродвигуна попередньо визначається за виразом

$$\Phi = \alpha B_\delta \tau L_i, \quad (13)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт полюсної дуги (приймаємо рівним  $2/\pi$ );  $B_\delta$  – індукція у повітряному проміжку (приймаємо не більше 1 Тл);  $\tau$  – полюсний поділок.

Полюсний поділок визначається за виразом

$$\tau = \frac{\pi D_i}{2p}. \quad (14)$$

Кількість витків у фазі обмотки статора визначається за виразом

$$w = \frac{(0,95 \dots 0,98) U_{ph}}{4,44 \Phi f_{nom} k_{w1}}, \quad (15)$$

де  $U_{ph}$  – фазна напруга;  $k_{w1}$  – обмотковий коефіцієнт (приймаємо рівним 0,9);  $f_{nom}$  – номінальна частота напруги

$$f_{nom} = \frac{pn_{nom}}{60}, \quad (16)$$

де  $n_{nom}$  – номінальна частота обертання електродвигуна.

Кількість ефективних провідників у пазу

$$s_n = \frac{2maw}{Z}, \quad (17)$$

де  $m$  – кількість фаз електродвигуна (дорівнює 3);  $a$  – кількість паралельних гілок (струм паралельної гілки не повинен перевищувати 400 А).

Доцільно кількість паралельних гілок вибирати з умови забезпечення цілої кількості пазів на полюс та фазу

$$q = \frac{Z}{2pma}. \quad (18)$$

Попередня оцінка конфігурації ротора (кількість потокових бар'єрів, геометричні розміри постійних магнітів) здійснюється шляхом розрахунку магнітного кола електродвигуна з використанням схем заміщення. Критерієм вибору варіанту конфігурації є забезпечення номінального обертаючого моменту при номінальному фазному струмі. При цьому аналізуються значення індукції у частинах магнітопроводу і, при необхідності, коригуються його геометричні розміри.

При розрахунках параметри постійних магнітів приймаються згідно даних, що наведені у табл. 1.

Параметри постійних магнітів

Найменування	Одиниця вимірювання	Значення
Матеріал магнітів		NdFeB
Залишкова магнітна індукція	Тл	1,0
Коерцитивна сила	кА/м	850

Наступним етапом є розрахунок магнітного поля електродвигуна у середовищі FEMM, що уточнює результати попереднього розрахунку [15-17].

Допоміжними критеріями при виборі конфігурації ротора є забезпечення його механічної міцності, а також задовільні результати теплового розрахунку електродвигуна.

У якості прикладу розглянемо процедуру вибору головних розмірів СРДПМ для приводу коліс тролейбуса з технічними параметрами, наведеними у табл. 2. Технічні параметри відповідають тяговим асинхронним електродвигунам, які застосовуються на тролейбусах.

Таблиця 2

Технічні параметри СРДПМ

Найменування	Одиниця вимірювання	Значення
Потужність	кВт	180
Лінійна напруга	В	400
Фазний струм	А	350
Номінальна частота обертання	об/хв	1500
Момент	Нм	1110
Найбільша частота обертання	об/хв	4000
Максимальна частота живлення	Гц	150

Критерієм вибору є забезпечення моменту 1100 Нм при фазному струмі 350 А. З аналізу конструкцій аналогічних асинхронних двигунів (АД903, ДТА-1, 6ДТА.002.1) знаходимо, що зовнішній діаметр електродвигуна не повинен перевищувати 500 мм, осьова довжина по корпусу – 700 мм.

Процедура визначення головних розмірів тягового СРДПМ являє собою серію розрахунків, які складаються з розрахунків за аналітичними виразами (1) – (17), розрахунків магнітного поля у середовищі FEMM (рис. 2) та розрахунків ротора на міцність (рис. 3). Розрахунки проводилися для декількох значень кількості пазів статора, після чого визначалася кількість ефективних провідників у пазу. Після цього виконувалися розрахунки магнітного кола статора для оцінки індукції у зубцях та ярмі (допустимі значення – не більше 1,7 Тл. У разі перевищення – коригувалися геометричні розміри пазів). Далі розроблявся ескіз поперечного перетину електродвигуна для розрахунку магнітного поля у середовищі FEMM. Розрахунки проводилися для варіантів конфігурації ротора з двома та трьома парами потокових бар'єрів. Товщина потокового бар'єру приймалась рівною 10 мм. Відстань між потоковими бар'єрами в одному шарі – 5 мм. У всіх потокових бар'єрах містяться постійні магніти з параметрами відповідно до табл. 1. Розрахунок магнітного поля електродвигуна виконується для

струму статора 350 А, відповідно до якого з урахуванням схеми обмотки статора розраховується магніторушійна сила провідників обмотки статора. Розрахунки проводяться для декількох положень ротора. Для розрахункових варіантів, де електромагнітний момент сягає понад 1100 Нм, виконуються розрахунки ротора на міцність при частоті обертання 4800 об/хв. Якщо механічна міцність ротора забезпечується (прийнято, що коефіцієнт запасу міцності повинен бути більше 2), то варіант приймається у якості робочого.

Виконавши у вищезазначений спосіб серію розрахунків було визначено конфігурацію СРДПМ, який задовольняє технічним параметрам, зазначеним у табл. 2.

Дані статора наведено у табл. 3, результати розрахунку магнітного поля – на рис. 2, результати розрахунку ротора на міцність – на рис. 3. Ескіз ротора показано на рис. 4, залежність моменту електродвигуна від кута повороту ротора – на рис. 5.

Таблиця 3

Дані статора	
Найменування	Значення
Кількість пазів	36
Кількість ефективних провідників у пазу	6
Кількість паралельних гілок	1
Коефіцієнт скорочення кроку	0,778
Кількість елементарних провідників у ефективному	3 (по висоті)
Крок по пазам	1-8-19
З'єднання фаз – «зірка»	
Розрахунковий зовнішній діаметр статора, м	0,46
Діаметр розточки, м	0,3
Осьова довжина магнітопроводу, м	0,3
Односторонній повітряний проміжок, м	0,001
Розміри провідника обмотки статора (без ізоляції), мм	1,6×12,5
Висота пазу, м	0,040
Ширина пазу, м	0,0145

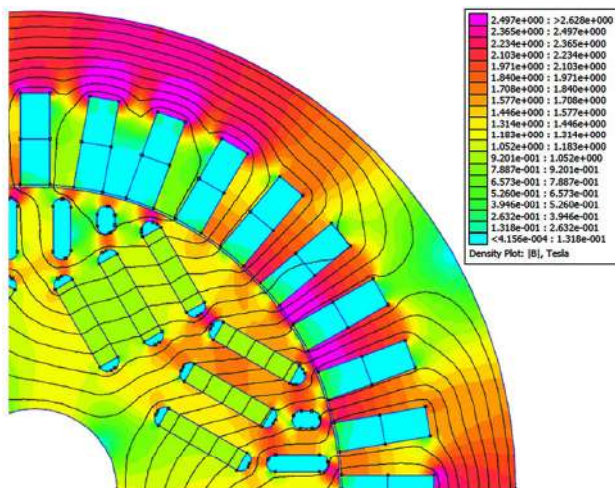


Рис. 2. Результати розрахунку магнітного поля у FEMM

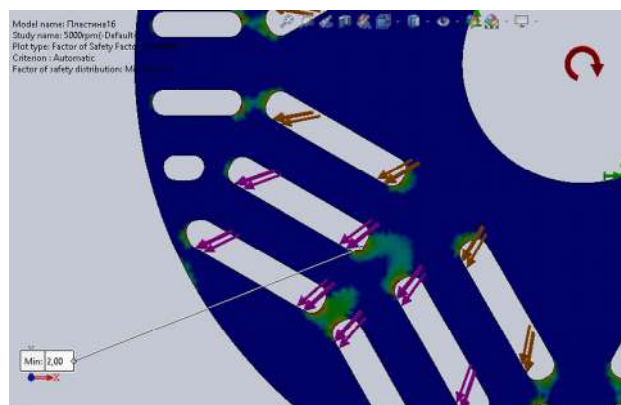


Рис. 3. Результати розрахунку ротора на міцність у SolidWorks Simulation

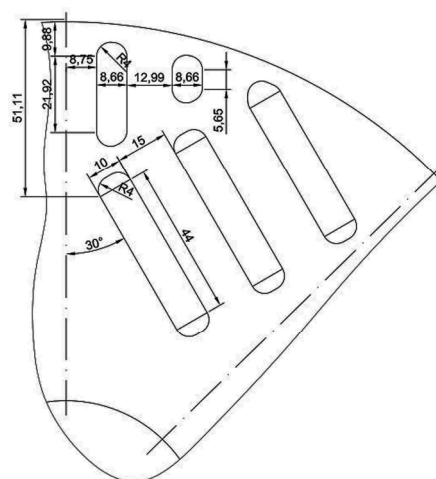


Рис. 4. Ескіз ротору СРДПМ

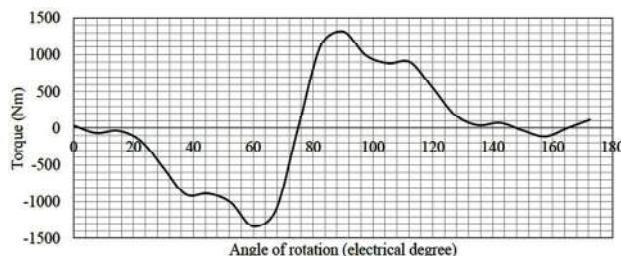


Рис. 5. Залежність моменту від кута повороту ротора

Як бачимо з рис. 5, необхідний момент, який дорівнює 1100 Нм, досягається при розрахованій конфігурації активних частин електродвигуна. Втім слід зазначити, що у наведеному прикладі конфігурації СРДПМ максимальний момент електродвигуна несуттєво перевищує номінальний момент, що може негативно вплинути на працездатність тягового електроприводу тролейбусу.

**Обговорення результатів.** Запропонована методика дозволила визначити параметри статора СРДПМ аналітично, що зменшило кількість варіантів для чисельно-польових розрахунків. Методику апробовано при розрахунку СРДПМ потужністю 180 кВт для приводу коліс тролейбуса. З метою подальшого зменшення чисельно-польових розрахунків доцільне аналітичне визначення параметрів для оцінки робочих характеристик електродвигуна. Необхідним є визначення та застосування у розробленій методиці критеріїв, що враховують частотне керування електродвигуном.



## Висновки.

1. У статті запропоновано алгоритм вибору головних розмірів тягового синхронно-реактивного електродвигуна з постійними магнітами, який поєднує в собі аналітичні вирази для вибору параметрів статора та чисельно-польові розрахунки для вибору параметрів ротора. Методику апробовано при визначенні конфігурації СРДПМ потужністю 180 кВт.

2. Визначено, що потребують розвитку аналітичні методи розрахунку магнітного кола з метою скорочення часу на вибір головних розмірів електродвигуна.

3. Потребують розвитку методи тепло-вентиляційних розрахунків тягового синхронно-реактивного електродвигуна з постійними магнітами та методи розрахунку його характеристик, за результатами яких приймається рішення про відповідність електродвигуна технічним вимогам.

**Конфлікт інтересів.** Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Лувишис А.Л. Асинхронний привод: начало пути. *Локомотив*, 2017, № 1(721), С. 44-46.
2. Лувишис А.Л. Новые локомотивы железных дорог США. *Железнодорожный транспорт*, 2018, № 8, С. 70-77.
3. Любарський Б.Г. Теоретичні основи для вибору та оцінки перспективних систем електромеханічного перетворення енергії електрорухомого складу: дис. докт. техн. наук: 05.22.09. – Х.: НТУ «ХПІ», 2014. – 368 с.
4. Yatsko S., Sytnik B., Vashchenko Y., Sidorenko A., Liubarskyi B., Veretennikov I., Glebova M. Comprehensive approach to modeling dynamic processes in the system of underground rail electric traction. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, Jan. 2019, vol. 1, no. 9 (97), pp. 48-57. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.154520>.
5. Безрученко В.М., Варченко В.К., Чумак В.В. Тягові електричні машини електрорухомого складу: навч. посібник. Дніпропетровськ: ДНУЗТ, 2003. – 252 с.
6. Yatsko S., Sidorenko A., Vashchenko Ya., Lyubarskyi B., Yeritsyan B. Method to improve the efficiency of the traction rolling stock with onboard energy storage. *International journal of renewable energy research*, 2019, vol. 9, no. 2, pp. 848-858. Available at : <https://www.ijrer.org/ijrer/index.php/ijrer/article/view/9143/pdf> (Accessed 15.08.2020).
7. Liubarskyi B., Demydov A., Yeritsyan B., Nuriiev R., Iakunin D. Determining electrical losses of the traction drive of electric train based on a synchronous motor with excitation from permanent magnets. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, Apr. 2018, vol. 2, no. 9 (92), pp. 29-39. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.127936>.
8. Stipetic S., Zarko D., Kovacic M. Optimised design of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor series using combined analytical-finite element analysis based approach. *IET Electric Power Applications*, May 2016, vol. 10, no. 5, pp. 330-338. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2015.0245>.
9. Haataja J., Pyrhönen J. Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor: an alternative motor in variable speed drives. In: Parasiliti F., Bertoldi P. (eds) *Energy Efficiency in Motor Driven Systems*, 2003. Springer, Berlin, Heidelberg. doi: [https://doi.org/10.1007/978-3-642-55475-9\\_16](https://doi.org/10.1007/978-3-642-55475-9_16).
10. Krause P.C., Wasynczuk O., Pekarek S.D. *Electromechanical Motion Devices*. 2nd ed. 2012, Wiley-IEEE, 544 p.
11. Viego-Felipe P.R., Gómez-Sarduy J.R., Sousa-Santos V., Quispe-Oqueña E.C. Motores sincrónicos de reluctancia asistidos por imán permanente: Un nuevo avance en el desarrollo de los motores eléctricos. *Ingeniería, investigación y*

- tecnología*, Jul. 2018, vol. 19, no. 3, pp. 269-279. doi: <https://doi.org/10.22201/ft.25940732e.2018.19n3.023>.
  12. Wu W., Zhu X., Quan L., Du Y., Xiang Z., Zhu X. design and analysis of a hybrid permanent magnet assisted synchronous reluctance motor considering magnetic saliency and PM usage. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, April 2018, vol. 28, no. 3, pp. 1-6, art no. 5200306. doi: <https://doi.org/10.1109/tasc.2017.2775584>.
  13. Reza R. Moghaddam. *Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications – Theoretical and Experimental Reevaluation*. Doctoral Thesis. Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2011, 260 p. Available at : <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:417890/FULLTEXT01.pdf> (Accessed 21.09.2020).
  14. Dehghani Ashkezari J., Khajeroshane H., Niasati M., Jafar Mojibian M. Optimum design and operation analysis of permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor. *Turkish journal of electrical engineering & computer sciences*, 2017, vol. 25, pp. 1894-1907. doi: <https://doi.org/10.3906/elk-1603-170>.
  15. Juergens J., Fricassè A., Marengo L., Gragger J., De Gennaro M., Ponick B. Innovative design of an air cooled ferrite permanent magnet assisted synchronous reluctance machine for automotive traction application. *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Lausanne, Switzerland, 2016, pp. 803-810. doi: <https://doi.org/10.1109/icelmach.2016.7732618>.
  16. Trancho E., Ibarra E., Arias A., Kortabarria I., Jurgens J., Marengo L., Fricasse A., Gragger J.V. PM-Assisted Synchronous Reluctance Machine Flux Weakening Control for EV and HEV Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, April 2018, vol. 65, no. 4, pp. 2986-2995. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2017.2748047>.
  17. *Finite Element Method Magnetics*. Available at: <https://www.femm.info/wiki/HomePage> (accessed 15.06.2020).
- ## REFERENCES
1. Luvishis A.L. Asynchronous drive: the beginning of the path. *Lokomotiv*, 2017, no. 1 (721), pp. 44-46. (Rus).
  2. Luvishis A.L. New locomotives of the US railways. *Railway transport*, 2018, no. 8, pp. 70-77. (Rus).
  3. Lyubarsky B.G. *Teoretychni osnovy dlia vyboru ta otsinky perspektyvnykh system elektromekhanichnoho peretvorennia enerhii elektrorukhomoho skladu: dys. dokt. tekhn. nauk* [Theoretical bases for a choice and an estimation of perspective systems of electromechanical conversion of energy of an electric rolling stock: Dr. tech. sci. dissertation]. Kharkiv, NTU «KhPI», 2014. 368 p. (Ukr).
  4. Yatsko S., Sytnik B., Vashchenko Y., Sidorenko A., Liubarskyi B., Veretennikov I., Glebova M. Comprehensive approach to modeling dynamic processes in the system of underground rail electric traction. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, Jan. 2019, vol. 1, no. 9 (97), pp. 48-57. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.154520>.
  5. Bezruchenko V.M., Varchenko V.K., Chumak V.V. *Tiahovi elektrychni mashyny elektrorukhomoho skladu* [Traction electric machines of electro-rolling stock]. Dnipropetrovsk, DNUZT Publ., 2003. 252 p. (Ukr).
  6. Yatsko S., Sidorenko A., Vashchenko Ya., Lyubarskyi B., Yeritsyan B. Method to improve the efficiency of the traction rolling stock with onboard energy storage. *International journal of renewable energy research*, 2019, vol. 9, no. 2, pp. 848-858. Available at: <https://www.ijrer.org/ijrer/index.php/ijrer/article/view/9143/pdf> (Accessed 15.08.2020).
  7. Liubarskyi B., Demydov A., Yeritsyan B., Nuriiev R., Iakunin D. Determining electrical losses of the traction drive of electric train based on a synchronous motor with excitation from permanent magnets. *Eastern-European Journal of Enterprise*

Technologies, Apr. 2018, vol. 2, no. 9 (92), pp. 29-39. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.127936>.

8. Stipetic S., Zarko D., Kovacic M. Optimised design of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor series using combined analytical–finite element analysis based approach. *IET Electric Power Applications*, May 2016, vol. 10, no. 5, pp. 330-338. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2015.0245>.

9. Haataja J., Pyrhönen J. Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor: an alternative motor in variable speed drives. In: Parasiliti F., Bertoldi P. (eds) *Energy Efficiency in Motor Driven Systems*, 2003. Springer, Berlin, Heidelberg. doi: [https://doi.org/10.1007/978-3-642-55475-9\\_16](https://doi.org/10.1007/978-3-642-55475-9_16).

10. Krause P.C., Wasynczuk O., Pekarek S.D. *Electromechanical Motion Devices*. 2nd ed. 2012, Wiley-IEEE, 544 p.

11. Viego-Felipe P.R., Gómez-Sarduy J.R., Sousa-Santos V., Quispe-Oqueña E.C. Motores sincrónicos de reluctancia asistidos por iman permanente: Un nuevo avance en el desarrollo de los motores eléctricos. *Ingeniería, investigación y tecnología*, Jul. 2018, vol. 19, no. 3, pp. 269-279. doi: <https://doi.org/10.22201/ifi.25940732e.2018.19n3.023>. (Esp).

12. Wu W., Zhu X., Quan L., Du Y., Xiang Z., Zhu X. design and analysis of a hybrid permanent magnet assisted synchronous reluctance motor considering magnetic saliency and PM usage. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, April 2018, vol. 28, no. 3, pp. 1-6, art no. 5200306. doi: <https://doi.org/10.1109/tasc.2017.2775584>.

13. Reza R. Moghaddam. *Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications – Theoretical and Experimental Reevaluation*. Doctoral Thesis. Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2011, 260 p. Available at : <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:417890/FULLTEXT01.pdf> (Accessed 21.09.2020).

14. Dehghani Ashkezari J., Khajeroshanaee H., Niasati M., Jafar Mojibian M. Optimum design and operation analysis of permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor. *Turkish journal of electrical engineering & computer sciences*, 2017, vol. 25, pp. 1894-1907. doi: <https://doi.org/10.3906/elk-1603-170>.

15. Juergens J., Fricassé A., Marengo L., Gragger J., De Gennaro M., Ponick B. Innovative design of an air cooled ferrite permanent magnet assisted synchronous reluctance machine for automotive traction application. *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Lausanne, Switzerland, 2016, pp. 803-810. doi: <https://doi.org/10.1109/icelmach.2016.7732618>.

16. Trancho E., Ibarra E., Arias A., Kortabarria I., Jurgens J., Marengo L., Fricasse A., Gragger J.V. PM-Assisted Synchronous Reluctance Machine Flux Weakening Control for EV and HEV Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, April 2018, vol. 65, no. 4, pp. 2986-2995. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2017.2748047>.

17. *Finite Element Method Magnetics*. Available at: <https://www.femm.info/wiki/HomePage> (accessed 15.06.2020).

Надійшла (Received) 22.12.2020

Прийнята (Accepted) 07.02.2021

Опублікована (Published) 05.04.2021

Любарський Борис Григорович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Овер'янова Лілія Вікторівна<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

Рябов Євген Сергійович<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с.,

Якунін Дмитро Ігорович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

Островерх Олександр Олегович<sup>1</sup>, к.т.н.,

Воронін Юрій Володимирович<sup>2</sup>,

<sup>1</sup> Національний технічний університет

«Харківський політехнічний інститут»,

61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,

<sup>2</sup> АТ «Електромашина»,

61016, Харків, вул. Озерянська, 106,

e-mail: lboris1911@ukr.net, overanova@ukr.net,

riabov.ievgen@gmail.com, unicomber@ukr.net,

ostrov.sasha@gmail.com

B.G. Liubarskyi<sup>1</sup>, L.V. Overianova<sup>1</sup>, Ye.S. Riabov<sup>1</sup>, D.I. Iakunin<sup>1</sup>,  
O.O. Ostroverkh<sup>1</sup>, Y.V. Voronin<sup>2</sup>

<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
2, Kuryuchova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

<sup>2</sup> JSC «Electromashina»,

106, Ozeryanskaya Str., Kharkiv, 61016, Ukraine.

**Estimation of the main dimensions of the traction permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor.**

**Goal.** The goal of the research is to develop an algorithm for selecting the main dimensions of a traction permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor. **Methodology.** A method for determining the main dimensions of the motor, which combines the analytical selection of stator parameters and numerical field calculations for the selection of rotor parameters. The need to check the mechanical strength of a rotor with permanent NdFeB magnets in flux barriers is shown. **Results.** The article proposes an algorithm for selecting the main dimensions of a traction permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor, which combines analytical expressions for selecting stator parameters and numerical field calculations for selecting rotor parameters. It is determined that analytical methods for calculating the magnetic circuit need to be developed in order to reduce the time to select the main dimensions of the motor.

**Originality.** For the first time the sizes of active parts of the permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor with power of 180 kW for the drive of wheels of the trolleybus are defined. **Practical significance.** As a result of research the sizes of active parts, stator winding data and a design of a rotor of the electric motor are defined. The obtained results can be applied when creating an electric motor for a trolleybus. References 17, tables 3, figures 5.

**Key words:** permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor, traction electric drive, permanent magnet, energy efficiency.

В.С. Маляр, О.Є. Гамола, В.С. Мадай, І.І. Васильчишин

## МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПУСКОВИХ РЕЖИМІВ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З КОРОТКОЗАМКНЕНИМ РОТОРОМ

*Розроблено методи і алгоритми числового аналізу пускових режимів асинхронного електроприводу, які дають змогу розраховувати статичні характеристики і перехідні процеси з урахуванням насичення магнітопроводу і явища скін-ефекту в стержнях ротора. Математичною основою розроблених алгоритмів є проєкційний метод розв'язування нелінійних крайових задач, метод продовження по параметру, метод Ньютона розв'язування нелінійних систем рівнянь, числового інтегрування нелінійних систем диференціальних рівнянь. Розроблені математичні моделі дають змогу здійснювати з високою достовірністю розрахунок пускових режимів у трифазних і двофазних координатних осях, що дає змогу аналізувати не тільки симетричні, але й несиметричні режими і прогнозувати особливості функціонування системи асинхронного електроприводу в заданих технологічних умовах експлуатації. Бібл. 15, рис. 5.*

**Ключові слова:** асинхронний двигун, математичні моделі, пускові статичні характеристики, перехідні процеси, насичення магнітопроводу, витіснення струму, компенсація реактивної потужності.

*Разработаны методы и алгоритмы численного анализа пусковых режимов асинхронного электропривода, которые позволяют рассчитывать статические характеристики и переходные процессы с учетом насыщения магнитопровода и явления скин-эффекта в стержнях ротора. Математической основой разработанных алгоритмов является проекционный метод решения нелинейных краевых задач, метод продолжения по параметру, метод Ньютона решения нелинейных систем уравнений, численного интегрирования нелинейных систем дифференциальных уравнений. Разработанные математические модели позволяют осуществлять расчет пусковых режимов в трехфазных и двухфазных координатных осях, что позволяет анализировать не только симметричные, но и несимметричные режимы и прогнозировать особенности функционирования системы асинхронного электропривода в заданных технологических условиях эксплуатации. Библ. 15, рис. 5.*

**Ключевые слова:** асинхронный двигатель, математические модели, пусковые статические характеристики, переходные процессы, насыщение магнитопровода, вытеснение тока, компенсация реактивной мощности.

**Вступ.** Трифазні асинхронні двигуни (АД) з короткозамкненим ротором є найпоширенішими в сучасних електроприводах. Вони є основними споживачами електричної енергії взагалі і реактивної потужності, зокрема. Однією з проблем асинхронних електроприводів є значні пускові струми, які впливають на якість електричної енергії мережі, що негативно впливає на інші приймачі. Незважаючи на короткочасність процесів пуску, часті вмикання АД впливають на надійність їх роботи і зменшують строк експлуатації. Пряме вмикання АД в мережу супроводжується не тільки значними пусковими струмами, але й значними пульсаціями електромагнітного моменту, а ударні моменти впливають на підшипникові вузли і інші елементи електроприводу. Зрештою, пускові струми АД зумовлюють електричні втрати в лінії живлення, а якщо за умовами роботи електроприводу частота пусків значна, то відповідно частка енергії, яка витрачається на пуски, суттєва. Особливо актуальною ця проблема є для електроприводів з важкими умовами пуску, в тому числі й частотно-регульованих.

**Аналіз останніх досліджень.** Під час пуску струм обмотки статора АД може сягати 5–7-кратного значення [1, 2], яке не завжди є прийнятним в конкретних умовах експлуатації [3]. Крім того, для деяких електроприводів (кульові млини, різного роду дробарки тощо), які запускаються під навантаженням, необхідно, щоб рушійний момент у кілька разів перевищував критичний [4, 5], за якого пусковий струм може перевищувати номінальний в кілька разів. Для тривалої роботи таке значення струму неприпустиме, однак при цьому значно зменшується час пуску [2], а значить скорочується час роботи з таким струмом. Затяжний пуск електроприводу з важкими умовами пуску може призвести до перевищення допустимого

нагрівання обмотки статора двигуна, особливо в умовах частих пусків.

Для формування необхідного закону зміни електромагнітного моменту АД в процесі пуску використовують пуско-регульовальні пристрої [6]. Задача розроблення алгоритму роботи пускової апаратури за умов забезпечення необхідного рушійного моменту при мінімальному значенні пускового струму [2] потребує визначення законів зміни пускових струмів та електромагнітного моменту.

Пускові струми АД мають значну реактивну складову, компенсувати яку можна за допомогою статичних конденсаторів [6–8]. Зокрема, для зменшення тривалості пуску двигунів великої потужності можуть використовуватись увімкнені послідовно до обмотки статора конденсатори, які не тільки зумовлюють підвищення напруги на двигуні, але й можуть зумовити появу резонансу [9]. У зв'язку зі зазначеними проблемами важливе значення має вибір пускорегульовальної апаратури, яка повинна забезпечити в процесі пуску необхідні механічні характеристики з мінімально можливими витратами електричної енергії [4, 5]. А оскільки регульовальна апаратура і її обслуговування потребує додаткових матеріальних витрат, то необхідно знаходити компроміс між економією електроенергії за рахунок економічного перебігу процесів пуску і витратами на регулювання. Огляд методів підвищення енергоефективності асинхронних електроприводів наведений в [10].

Для оптимізації процесу пуску АД з урахуванням умов експлуатації електроприводу необхідно здійснити його аналіз методами математичного моделювання. Отже розроблення методів розрахунку пускових процесів є актуальною задачею.

АД є основним елементом електроприводу, тому достовірність результатів розрахунку залежать від рівня адекватності його математичної моделі, а швидкодія програм розрахунку – від математичного методу і алгоритму його реалізації. Високої точності розрахунку режимів роботи АД неможливо досягнути з використанням простих їх математичних моделей, а використання високого рівня складності моделей потребує застосування складного математичного апарату. Рівень складності математичної моделі АД та методи, які необхідно застосовувати для розрахунків режимів і характеристик з її використанням, взаємопов'язані.

Більшість методів розрахунку пускових режимів, в тому числі й ті, що використовуються у відомих обчислювальних середовищах, мають в своїй основі класичні заступні схеми АД, які не завжди задовольняють потребам практики. З метою підвищення точності розрахунків в деяких роботах [4, 11] розділяють процес пуску на окремі частини. Однак достовірну інформацію про перебіг процесів під час пуску можна отримати лише за допомогою високорозвинених математичних моделей АД, в яких адекватно враховуються всі основні чинники, зокрема, зміна індуктивних опорів внаслідок насичення та активних внаслідок скін-ефекту. Крім того, математична модель системи електроприводу повинна враховувати закон зміни моменту опору на валу АД під час пуску [1]. Методи [2, 12, 13], які мають в своїй основі поєднання польових методів з коловими, дають змогу підвищити точність визначення електромагнітного моменту, однак вони внаслідок громіздкості непридатні для керування роботою електроприводу в реальному часі.

**Метою статті** є розроблення математичних моделей, методів і алгоритмів розрахунку пускових режимів АД.

**Виклад основного матеріалу.** Рівняння електричної рівноваги контурів АД, записані для фізичних контурів, мають вигляд

$$\frac{d\Psi}{dt} + Ri = u, \quad (1)$$

де  $\Psi = (\Psi_1, \dots, \Psi_k)^*$ ,  $i = (i_1, \dots, i_k)^*$  – вектори потокозчеплень та струмів  $k$  контурів (верхній індекс (\*) означає транспонування);  $R$  – діагональна матриця активних опорів;  $u$  – вектор прикладених напруг.

Математична модель АД потребує обчислення потокозчеплень  $\Psi$  та електромагнітних параметрів  $L = \partial\Psi/\partial i$  у відповідності з вибраною системою координат. Потокозчеплення кожної обмотки є складною нелінійною функцією  $\Psi = \Psi(i, \gamma)$  струмів усіх його контурів й положення ротора, яке визначається кутовою координатою  $\gamma$  повороту ротора. Тому диференціальні рівняння (ДР), записані для миттєвих значень фізичних координат, мають періодичні коефіцієнти що ускладнює їх розв'язування. Проте більшість практично важливих задач можна розв'язати з використанням перетворених систем координат, які засновані на теорії зображувальних векторів [6, 14], метою переходу до яких є вилучення з рівнянь електричної рівноваги контурів АД кута повороту ротора.

Питання вибору системи координат має принципове значення для розроблення математичних моде-

лей конкретних динамічних режимів електроприводів. Від вибраної системи координат залежить як обсяг обчислень, так і точність результатів розрахунку. В розроблених методах використовуються:

а) система нерухомих трифазних осей, які збігаються з фізичними осями фаз статора;

б) система ортогональних осей  $x, y, 0$ , які обертаються з довільною швидкістю.

Магнітопроводи сучасних АД мають високий рівень насичення, а це зумовлює нелінійність залежностей потокозчеплень контурів від струмів, тому математичні моделі, побудовані на основі допущення про їх лінійність, не забезпечують можливості розрахунків динамічних режимів з необхідною для сучасної інженерної практики точністю. Лінеаризація електромагнітних зв'язків в АД не вирішує проблеми, оскільки в реальній машині насичення змінюється в широких межах і визначається миттєвими значеннями струмів усіх контурів. В розроблених математичних моделях для обчислення матриці  $L$  диференціальних індуктивностей контурів АД використовується основна характеристика намагнічування  $\Psi_\mu = \Psi_\mu(i_\mu)$  як залежність робочого потокозчеплення від струму намагнічування  $i_\mu$  та залежностей потокозчеплень розсіювання контурів обмотки статора  $\Psi_{\sigma s} = \Psi_{\sigma s}(i_s)$  та ротора  $\Psi_{\sigma r} = \Psi_{\sigma r}(i_r)$  від відповідних струмів статора ( $s$ ) та ротора ( $r$ ), які розраховані на основі геометричних розмірів магнітопроводу та обмоткових даних.

Крім насичення, на процеси в АД в динамічних режимах значно впливає явище витіснення струму в стержнях короткозамкненого ротора, врахування якого в пускових режимах є принципово необхідним. Його врахування штучними методами на основі прогнозованого розподілу проникнення в глибину паза електромагнітної хвилі має імовірнісний характер. Методи врахування скін-ефекту на підставі розрахунку магнітного поля в пазу машини [12, 13] неприйнятні з причини їх громіздкості. В розроблених математичних моделях стержні ротора і короткозамикаючі кільця по висоті розбиваються на  $n$  шарів, що дає змогу розв'язати задачу на основі теорії кіл [9]. У результаті на роторі отримуємо  $n$  короткозамкнених обмоток, між якими існує взаємодійний зв'язок як за рахунок основного магнітного потоку, так і потоків розсіювання.

**Математична модель у нерухомих трифазних координатах.** Процеси в АД описуються складеною за першим та другим законами Кірхгофа системою скінченних та диференціальних рівнянь. Для розрахунку перехідних процесів складені за першим законом Кірхгофа скінченні рівняння доцільно замінити диференціальними. В результаті у нерухомій трифазній системі координат електромагнітні процеси описуються системою ДР, яка складається з трьох рівнянь для контурів статора

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_A}{dt} - \frac{d\Psi_B}{dt} &= u_{AB} - r_A i_A + r_B i_B; \\ \frac{d\Psi_B}{dt} - \frac{d\Psi_C}{dt} &= u_{BC} - r_B i_B + r_C i_C; \\ \frac{di_A}{dt} + \frac{di_B}{dt} + \frac{di_C}{dt} &= 0, \end{aligned} \quad (2a)$$

та  $3n$  рівнянь для  $n$  еквівалентних обмоток ротора

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{aj}}{dt} - \frac{d\psi_{bj}}{dt} &= -r_{aj}i_{aj} + r_{bj}i_{bj} - \alpha(\psi_{bj} - 2\psi_{cj} + \psi_{aj}), \\ \frac{d\psi_{bj}}{dt} - \frac{d\psi_{cj}}{dt} &= -r_{bj}i_{bj} + r_{cj}i_{cj} - \alpha(\psi_{cj} - 2\psi_{aj} + \psi_{bj}), \\ \frac{di_{aj}}{dt} + \frac{di_{bj}}{dt} + \frac{di_{cj}}{dt} &= 0; \quad (j=1, \dots, n), \end{aligned} \quad (2b)$$

де  $\alpha = \omega_0(1-s)/\sqrt{3}$ ;  $s$  – ковзання;  $\omega_0$  – частота напруги живлення двигуна;  $\psi_k, i_k, r_k$  ( $k=A, B, C, a_j, b_j, c_j$ ) – потокозчеплення, струми та активні опори фаз,  $j=1, \dots, n$ ;  $u_{AB}, u_{BC}$  – миттєві значення лінійних напруг.

Проблема пуску системи електроприводу потребує дослідження процесу рушання АД з урахуванням механічної характеристики робочого механізму [1, 5] у вигляді залежності миттєвого значення моменту навантаження на валу  $M_c = M_c(t)$  від часу або кута повороту ротора, який може перевищувати максимальне його паспортне значення в робочому режимі [4, 5]. Важливою проблемою є дослідження часу розгону двигуна до номінальної швидкості [2], особливо для електроприводів, з важкими умовами пуску. Нерідко швидкодія є основною вимогою роботи технологічного обладнання. Для формування необхідних характеристик системи електроприводу використовують спеціально програмовані пускові системи [1, 6], що можна здійснити з використанням відповідних математичних моделей.

Для розрахунку електромеханічного процесу пуску АД необхідно систему ДР (2) доповнити рівнянням механічної рівноваги

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_0}{J}(M_e - M_c), \quad (3)$$

де  $\omega$  – кутова частота обертання ротора;  $p_0$  – кількість пар полюсів АД;  $J$  – приведений до валу двигуна момент інерції системи електроприводу.

Електромагнітний момент АД у фазних координатах визначається за формулою

$$M_e = p_0(\psi_A(i_B - i_C) + \psi_B(i_C - i_A) + \psi_C(i_A - i_B))/\sqrt{3},$$

де  $\psi_A, \psi_B, \psi_C, i_A, i_B, i_C$  – проекції зображувальних векторів потокозчеплення  $\psi_\mu$  та струму  $i_\mu$  намагнічування на відповідні осі фаз.

Система ДР (2) разом з рівнянням (3) дає змогу розрахувати перехідний процес пуску АД. Для цього необхідно проінтегрувати її числовим методом за нульових початкових умов, обчислюючи на кожному крокові інтегрування матрицю диференціальних індуктивностей та вектор потокозчеплень [14].

Приклад розрахунку процесу пуску АД 4A160M6Y3 ( $P_N = 15$  кВт,  $U_N = 380/220$  В,  $s_N = 0,026$ ;  $k_{M\max} = 2,0$ ;  $k_{M1} = 1,2$ ;  $n_N = 1000$  об/хв;  $k_{\Gamma 1} = 6$ ;  $\cos\varphi_N = 0,875$ ) з номінальним навантаженням для різних значень моменту інерції системи електроприводу наведено на рис. 1.

З метою викладу проекційного методу розрахунку усталеного режиму запишемо систему (2) у вигляді векторного ДР

$$\frac{d\psi(i, t)}{dt} = z(\psi(i, t), u(t)), \quad (4)$$

в якій періодичним збуренням є вектор прикладених напруг  $u(t) = u(t+T)$ .

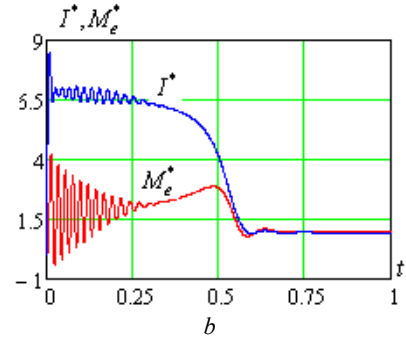
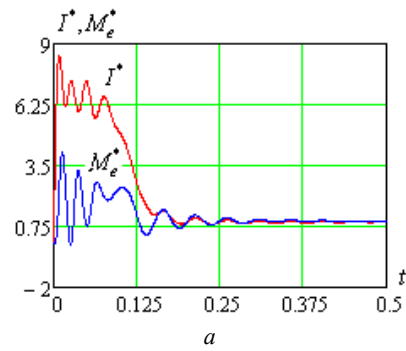


Рис. 1. Часові залежності відносних значень струму статора ( $I^*$ ) і електромагнітного моменту ( $M_e^*$ ) під час пуску АД з номінальним моментом навантаження та різних моментах інерції:  $J$  – (a) і  $5J$  – (b)

В усталеному режимі (при постійному значенні ковзання  $s$ ) розв'язком системи ДР (4) є  $T$ -періодичні часові залежності компонент вектора  $i(t) = i(t+T)$ . Задача їх визначення найбільш ефективно може бути розв'язана в позачасовій області шляхом розв'язування крайової задачі розробленим на основі загальної теорії нелінійних коливань проекційним методом, теоретичною основою якого є апроксимація координат стану сплайнами. Для цього апроксимуємо кожен координату вектора  $\psi$  на сітці  $N$  вузлів періоду сплайном третього порядку у відповідності з викладеним у [15]. В результаті отримаємо неперервну функцію, яка на кожній  $j$ -ій часовій ділянці  $h = t_j - t_{j-1}$  ( $j = 1, \dots, M$ ) описується рівнянням вигляду

$$\psi(t) = a_j + b_j(t_j - t) + c_j(t_j - t)^2 + d_j(t_j - t)^3,$$

де  $a_j, b_j, c_j, d_j$  – коефіцієнти сплайна, співвідношення між яким визначаються його властивостями. Зокрема,

$$\psi(t_j) = \psi_j = a_j, \quad d\psi/dt|_{t=t_j} = -b_j.$$

У результаті отримаємо систему дискретних рівнянь

$$H\Psi - Z = 0, \quad (5)$$

в якій  $H$  – матриця переходу від неперервної зміни координат до їх вузлових значень [15], елементи якої визначаються лише сіткою вузлів на періоді;  $\Psi = (\psi_1, \dots, \psi_N)^*$ ;  $Z = (z_1, \dots, z_N)^*$ ;  $U = (u_1, \dots, u_N)^*$  – вектори-стовпці, компонентами яких є вузлові значення відповідних векторів системи (4).

Система (5) алгебричних рівнянь є дискретним аналогом системи ДР (4). Її розв'язком є вектор вузлових значень координат, отримати залежність яких від ковзання  $s$  можна диференціальним методом. Для цього систему (5) диференціюємо по  $s$

$$W \frac{d\Psi}{ds} = \frac{dZ}{ds}, \quad (6)$$

де  $W$  – матриця Якобі.

В результаті інтегрування нелінійної системи ДР (6) одним із числових методів по  $s$  отримаємо багатовимірну характеристику у вигляді сукупності періодичних часових залежностей вузлових координат для кожного ковзання, використовуючи які отримуємо залежності поточозчеплень, електромагнітного моменту тощо. Приклад розрахунків статичних характеристик для двигуна 4A160M6Y3 наведено на рис. 2.

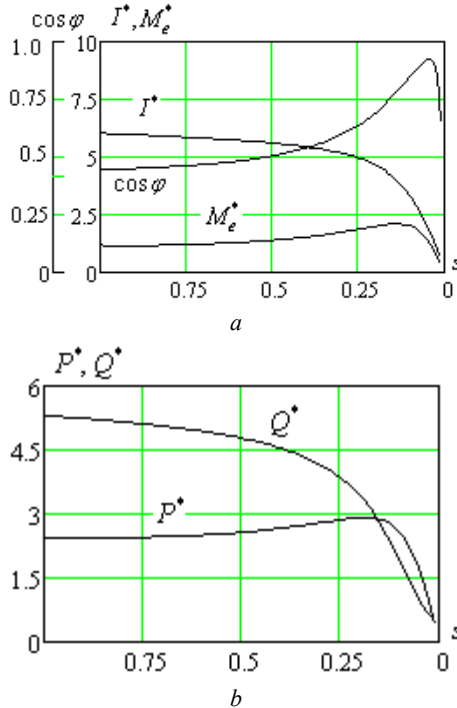


Рис. 2. Пускові характеристики АД для струму ( $I^*$ ), електромагнітного моменту ( $M_e^*$ ) і  $\cos \varphi$  (a), та активної ( $P^*$ ) і реактивної ( $Q^*$ ) потужностей (b) у відносних одиницях

**Особливості математичного моделювання пускових режимів електроприводу з індивідуальною компенсацією реактивної потужності.** Так звані косинусні конденсатори можуть вмикатись як послідовно, так і паралельно. Для математичного моделювання пускових режимів електроприводу з подовженою компенсацією необхідно у вихідній системі ДР (2) замінити перші два рівняння (2a) системи на такі, в яких враховано наявність послідовно увімкнених конденсаторів:

$$\frac{d\psi_A}{dt} - \frac{d\psi_B}{dt} = u_{AB} - r_A i_A + r_B i_B - u_{kA} + u_{kB};$$

$$\frac{d\psi_B}{dt} - \frac{d\psi_C}{dt} = u_{BC} - r_B i_B + r_C i_C - u_{kB} + u_{kC},$$

де  $u_{kA}$ ,  $u_{kB}$ ,  $u_{kC}$  – напруги на конденсаторах, та доповнити її рівняннями

$$\frac{du_{kA}}{dt} = \frac{i_A}{C}; \quad \frac{du_{kB}}{dt} = \frac{i_B}{C}; \quad \frac{du_{kC}}{dt} = \frac{i_C}{C}.$$

У цьому разі спад напруги на конденсаторах фаз впливає на напругу живлення двигуна, а значить електромагнітний момент, струм та потужність можуть набагато перевищувати номінальні значення. Приклад

залежностей діючого значення струму, активної потужності і електромагнітного моменту від ємності послідовно увімкнених конденсаторів, виконаних на основі розрахунку струмів і поточозчеплень контурів двигуна 4A160M6Y3 при  $s = 1$ , наведено на рис. 3.

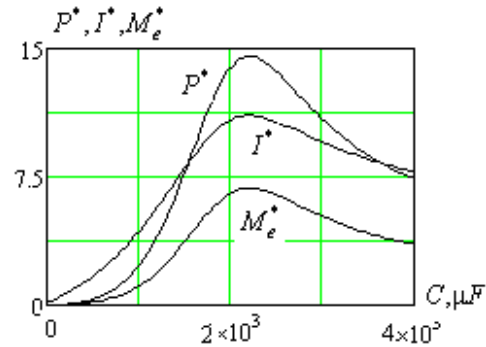


Рис. 3. Залежності відносних значень струму ( $I^*$ ), активної потужності ( $P^*$ ) і електромагнітного моменту ( $M_e^*$ ) АД від ємності послідовно увімкнених конденсаторів

Якщо конденсатори увімкнені паралельно до АД, описана системою рівнянь (2) математична модель не потребує змін, оскільки струми у них можна знайти окремо, так як напруга на них відома. Струми в лінії живлення  $i'_A$ ,  $i'_B$ ,  $i'_C$  визначаються як сума струмів двигуна  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$  та паралельно під'єднаних конденсаторів  $i_{Ak}$ ,  $i_{Bk}$ ,  $i_{Ck}$ . Приклад результатів розрахунку періодичних залежностей миттєвих значень струмів фази A наведений на рис. 4, а залежностей їх діючих значень (у відносних одиницях) та  $\cos \varphi$  від значення ємності конденсаторів – на рис. 5.

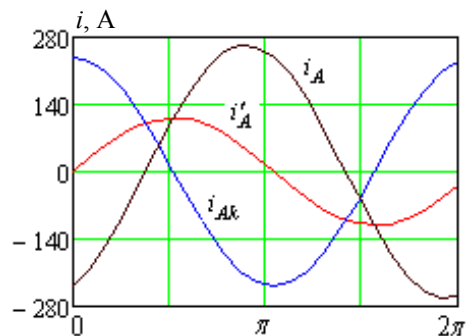


Рис. 4. Криві струмів фази A:

$i'_A$  – лінії живлення;  $i_{Ak}$  – конденсатора;  $i_A$  – двигуна

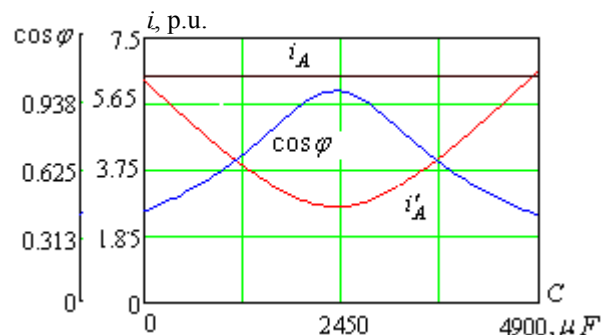


Рис. 5. Залежності від ємності діючих значень струмів фази A:  $i'_A$  – лінії живлення;  $i_A$  – двигуна та  $\cos \varphi$  системи електроприводу з паралельно увімкненими конденсаторами

Вибране за статичною характеристикою значення ємності необхідно перевірити в динамічному режимі

шляхом розрахунку перехідного процесу, тому що послідовно увімкнені конденсатори можуть призвести до появи резонансних явищ [6, 9].

**Математична модель в ортогональних координатах.** В симетричних режимах роботи АД за відсутності вищих гармонік в напругах живлення статора пускові режими можна розглядати в ортогональних координатах. Математична модель системи електроприводу в перетвореному до ортогональних осей координатному базисі значно простіша від моделі у трифазних осях, однак сфера застосування її звужена.

Розглянемо математичну модель для дослідження пускових характеристик АД з використанням системи координатних осей  $x, y$ . Для цього трифазну обмотку статора і утворені стержнями ротора  $n$  еквівалентних трифазних обмоток приводимо до осей  $x, y$ . У результаті матимемо дві обмотки на статорі і  $2n$  обмоток на роторі. Система ДР електричної рівноваги контурів має вигляд

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sx}}{dt} &= \omega_0 \psi_{sy} - r_s i_{sx} + u_{sx}; \\ \frac{d\psi_{sy}}{dt} &= -\omega_0 \psi_{sx} - r_s i_{sy} + u_{sy}; \\ \frac{d\psi_{1x}}{dt} &= s \omega_0 \psi_{1y} - r_1 i_{1x}; \\ \frac{d\psi_{1y}}{dt} &= -s \omega_0 \psi_{1x} - r_1 i_{1y}; \\ &\vdots \\ \frac{d\psi_{nx}}{dt} &= s \omega_0 \psi_{ny} - r_n i_{nx}; \\ \frac{d\psi_{ny}}{dt} &= -s \omega_0 \psi_{nx} - r_n i_{ny}, \end{aligned} \quad (7)$$

де  $\psi_{sx}, \psi_{sy}, \psi_{1x}, \psi_{1y}, \dots, \psi_{nx}, \psi_{ny}$  – потокозчеплення та  $i_{sx}, i_{sy}, i_{1x}, i_{1y}, \dots, i_{nx}, i_{ny}$  – струми перетворених контурів;  $r_s, r_1, \dots, r_n$  – їх активні опори.

Система ДР (7) разом з рівнянням руху ротора

$$\frac{ds}{dt} = -\frac{p_0}{J\omega_0} \left( \frac{3}{2} p_0 (\psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx}) - M_c \right)$$

дає змогу дослідити процес пуску АД з навантаженням чи без нього ( $M_c = 0$ ) шляхом розв'язування задачі Коші в часовій області.

За умови постійного ковзання система ДР (7) перетворюється у систему звичайних нелінійних рівнянь

$$\begin{aligned} -\omega_0 \psi_{sy} + r_s i_{sx} &= U_m; \\ \omega_0 \psi_{sx} + r_s i_{sy} &= 0; \\ -s \omega_0 \psi_{1y} + r_1 i_{1x} &= 0; \\ s \omega_0 \psi_{1x} + r_1 i_{1y} &= 0; \\ &\vdots \\ -s \omega_0 \psi_{ny} + r_n i_{nx} &= 0; \\ s \omega_0 \psi_{nx} + r_n i_{ny} &= 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Багатовимірну статичну характеристику як залежність координат режиму від ковзання можна розрахувати шляхом розв'язування системи рівнянь (8) для послідовності значень ковзання  $s$ . Одним із шляхів

визначення розв'язку системи (8) при заданому значенні ковзання  $s$  є метод диференціювання по параметру. Для цього запишемо її у векторній формі

$$y(\psi, i, s) = u, \quad (9)$$

помножимо вектор  $u$  на скалярний параметр  $\varepsilon$  ( $0 \leq \varepsilon \leq 1$ ) і диференціюємо отриману систему по параметру  $\varepsilon$ . В результаті отримаємо ДР

$$A \frac{di}{d\varepsilon} = u. \quad (10)$$

Інтегруючи векторне ДР (10) по  $\varepsilon$  (що можна здійснити методом Ейлера за кілька кроків), отримуємо значення вектора струмів  $i$ , який уточнюємо ітераційним методом Ньютона. Початкові умови (значення вектора  $i$ ) – нульові, оскільки при  $\varepsilon = 0$  вектор прикладених напруг дорівнює нулю. Приріст  $\Delta i^{(k)}$  вектора струмів  $i$  на  $k$ -му кроці ітерації визначається за формулою

$$A \Delta i^{(k)} = -Z(i^{(k)}), \quad (11)$$

де  $Z(i^{(k)})$  – вектор нев'язок системи (9) при заданих значеннях ковзання  $s$  і вектора напруг  $u^{(k)}$ .

У разі наявності послідовно увімкнених конденсаторів перші два рівняння системи (8) мають вигляд

$$\begin{aligned} \omega_0 \psi_{sy} - r_s i_{sx} + x_c i_{sy} &= u_{sx}; \\ -\omega_0 \psi_{sx} - r_s i_{sy} - x_c i_{sx} &= u_{sy}, \end{aligned}$$

де  $x_c = 1/(\omega_0(1-s))$ ;  $u_{sx} = U_m$ ;  $u_{sy} = 0$ .

Задаючись рядом значень ковзання  $s$  ротора АД, можна отримати багатовимірну статичну характеристику у вигляді залежності координат від ковзання.

#### Висновки та перспективи розвитку напругу.

Одним з найважливіших режимів асинхронного електроприводу є процес пуску, тому в технічній літературі проблемі його аналізу приділяється значна увага. Для проектування керованих асинхронних електроприводів і систем їх регулювання розробляються різні комп'ютерні технології, основою яких є пакети прикладних програм, необхідних для аналізу електромеханічних процесів в електроприводах. Від їх адекватності залежать не тільки кількісні, але й якісні показники системи електроприводу, яка повинна забезпечувати необхідні механічні характеристики, що визначаються технологічним процесом, й відповідати сучасним вимогам щодо енергоефективності. Для вирішення зазначених проблем в статті розроблено математичні моделі, які адекватно відображають електромагнітні процеси в АД і не потребують значних обчислювальних ресурсів. Зокрема, проектування системи електроприводу потребує вибору його елементів, у тому числі й пускорегулювальної апаратури, що можна здійснити шляхом розрахунку статичних характеристик. За їх допомогою можна визначити граничні значення струмів, моменту, потужності тощо з метою налагодження функціонування пускорегулювальної апаратури.

Розроблені методи розрахунку мають в своїй основі математичну модель АД, в якій враховується як зміна власних та взаємних диференціальних індуктивних опорів двигуна внаслідок насичення магнітопроводу, так і активних опорів короткозамкненої обмотки ротора внаслідок витіснення струму в стержнях.

Математична модель для розрахунку статичних характеристик в трифазних загальмованих осях має в своїй основі розв'язування крайової задачі для ДР першого порядку з періодичними крайовими умовами і дає змогу з мінімальними затратами обчислень виконувати оптимізаційні розрахунки. Особливістю моделі є можливість досліджувати процеси при несиметрії напруг живлення, а також наявності конденсаторів при поздовжній компенсації реактивної потужності.

Для симетричних режимів роботи розроблено метод розрахунку режимів і характеристик в ортогональних координатних осях  $x$ ,  $y$ , який дає змогу здійснювати розрахунок з мінімальним обсягом обчислень і відповідно витратами машинного часу, а отже використовувати розроблений алгоритм для керування системою електроприводу в динамічних режимах в реальному часі протікання процесу. Однак його застосування обмежується симетричними режимами роботи електроприводу.

Наведено особливості використання розроблених математичних моделей і алгоритмів для дослідження впливу конденсаторів на параметри електроприводу при поздовжній та поперечній компенсації реактивної потужності.

**Конфлікт інтересів.** Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Черный А.П., Гладырь А.И., Осадчук Ю.Г., Курбанов И.Р., Вошун А.Н. Пусковые системы нерегулируемых электроприводов: монография. Кременчуг: ЧП Щербатых А.В., 2006. – 280 с.
2. Abhishek Garg, Arun Singh Tomar. Starting time calculation for induction motor. *International Journal of Engineering Research and Applications*, May 2015, vol. 5, iss. 5, pp. 56-60. Available at: [http://www.ijera.com/papers/Vol5\\_issue5/Part%20-%203/J505035660.pdf](http://www.ijera.com/papers/Vol5_issue5/Part%20-%203/J505035660.pdf) (accessed 12.10.2020).
3. Гашимов А.М., Рахманов Р.Н. Исследование влияния пуска мощных асинхронных двигателей газоконденсаторных установок на режим питающей электрической сети. *Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ*, 2012, № 1, С. 17-22.
4. Беляев В.П., Скакун В.В. Динамика процессов пуска асинхронного электропривода. *Труды БГТУ*, 2015, № 9 (182), С. 34-40. Режим доступу: <https://elib.belstu.by/bitstream/123456789/17345/1/dinamika-processov-puska-asinxronnogo-ehlektroprivoda-dynamics-of-processes-of-start-up-of-the-asynchronous-electric-drive-v.-p.-belyaev-v.-v.-skakun-v.-p.-belyaev-v.-v.-skakun.pdf> (Дата звернення: 12.10.2020).
5. Khrebtova O. Forming the induction motor torque when starting. *Technical Electrodynamics*, 2020, no. 5, pp. 40-44. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.040>.
6. Афлятунов И.Ф. Асинхронный электропривод с конденсаторным пуско-регулирующим устройством: дис. канд. техн. наук: 05.09.03. – Ульяновск: Ул ГТУ, 2016. – 150 с. Режим доступу: <https://www.dissercat.com/content/asinkhronnyi-ehlektroprivod-s-kondensatornym-pusko-kompensiruyushchim-ustroystvom> (Дата звернення: 12.10.2020).
7. Вишневикий Л.В., Муха Н.И., Павленко С.С. Пуск асинхронных электродвигателей с компенсацией реактивной мощности: монография. Одесса: НУ «ОМА», 2016. – 160 с.
8. Горбачевский Н.И., Афлятунов И.Ф. Исследование пуска асинхронного двигателя с последовательно включенными в цепь статора конденсаторами. *Вестник Казанского технологического*

*университета*, 2013, Т. 16, № 12, С. 112-114. Режим доступу: [https://www.elibrary.ru/download/elibrary\\_19141286\\_43355538.pdf](https://www.elibrary.ru/download/elibrary_19141286_43355538.pdf) (Дата звернення: 12.10.2020).

9. Malyar V., Hamola O., Maday V., Vasylychshyn I. Mathematical modeling of processes in asynchronous motors with capacitors connected in series. *2015 16th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, Lviv, Ukraine, 2015, pp. 107-109. doi: <https://doi.org/10.1109/cpee.2015.7333350>.

10. Diachenko G.G., Aziukovskiy O.O. Review of methods for energy-efficiency improvement in induction machines. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 2020, no. 1, pp. 80-88. doi: <https://doi.org/10.33271/nvngu/2020-1/080>.

11. Khrisanov V.I. Analysis of starting transients of squirrel-cage induction motor. The start-off stage. *Russian Electrical Engineering*, 2010, vol. 81, no. 3, pp. 109-114. doi: <https://doi.org/10.3103/S1068371210030016>.

12. Kocman S., Orsag P., Pecinka P. Simulation of Start-Up Behaviour of Induction Motor with Direct Online Connection. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2018, vol. 15, no. 5, pp. 754-762. doi: <https://doi.org/10.15598/aece.v15i5.2342>.

13. Замчалкин А. С., Тюков В. А. Численное моделирование процесса пуска асинхронного двигателя. *Доклады ТУСУР*, 2012, № 1 (25), ч. 1, С. 171-177.

14. Кулагин Д.О. Математична модель тягового асинхронного двигуна з урахуванням насичення магнітних кіл. *Науковий вісник НГУ*, 2014, № 6, С. 103-110. Режим доступу: <https://nvngu.in.ua/index.php/en/component/jdownloads/finish/50-06/1538-2014-6-kulagin/0> (Дата звернення: 12.10.2020).

15. Малаяр В.С. Основные положения сплайн-метода расчета периодических режимов работы электрических цепей. *Электроника и связь*, 1998, № 5, С. 11-14.

#### REFERENCES

1. Chernyy, A.P., Gladyyr, A.I., Osadchuk, Yu.G., Kurbanov, I.R., Voshun, A.N. *Starting systems of unregulated electric drives*. Kremenchug: PF Shcherbatykh A.V., 2006, 280 p. (Rus).
2. Abhishek Garg, Arun Singh Tomar. Starting time calculation for induction motor. *International Journal of Engineering Research and Applications*, May 2015, vol. 5, iss. 5, pp. 56-60. Available at: [http://www.ijera.com/papers/Vol5\\_issue5/Part%20-%203/J505035660.pdf](http://www.ijera.com/papers/Vol5_issue5/Part%20-%203/J505035660.pdf) (accessed 12.10.2020).
3. Hashimov A.M., Rahmanov R.N. Starting-Up Impact of Powerful Asynchronous Motors Used at Gas-Compressor Units on GRID Mode. *ENERGETIKA. Proceedings of CIS higher education institutions and power engineering associations*. 2012, no. 1, pp. 17-22. (Rus).
4. Belyaev V.P., Skakun V.V. Dynamics of processes of start-up of the asynchronous electric drive. *Proceedings of BSTU*, 2015, no. 9 (182), pp. 34-40. Available at: <https://elib.belstu.by/bitstream/123456789/17345/1/dinamika-processov-puska-asinxronnogo-ehlektroprivoda-dynamics-of-processes-of-start-up-of-the-asynchronous-electric-drive-v.-p.-belyaev-v.-v.-skakun-v.-p.-belyaev-v.-v.-skakun.pdf> (accessed 12.10.2020). (Rus).
5. Khrebtova O. Forming the induction motor torque when starting. *Technical Electrodynamics*, 2020, no. 5, pp. 40-44. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.040>.
6. Aflyatunov I.F. *Asinkhronnyi elektroprivod s kondensatornym pusko-reguliruyushchim ustroystvom: dis. kand. tekhn. nauk* [Asynchronous electric drive with capacitor start up regulator device. Cand. tech. sci. diss.]. Ulyanovsk, UIGTU Publ., 2016. 150 p. Available at: <https://www.dissercat.com/content/asinkhronnyi-ehlektroprivod-s-kondensatornym-pusko-kompensiruyushchim-ustroystvom> (accessed 12.10.2020). (Rus).
7. Vishnevskiy L.V., Muha N.I., Pavlenko S.S. *Pusk asinkhronnykh elektrodvigatelei s kompensatsiei reaktivnoi*



*moshchnosti: monografiia* [Start of asynchronous motors with reactive power compensation]. Odessa, NU OMA Publ., 2016. 160 p. (Rus).

8. Gorbachevskiy N.I., Aflyatunov I.F. Investigation of starting an induction motor with capacitors in series in the stator circuit. *Bulletin of the Kazan Technological University*, 2013, vol. 16, no. 12, pp. 112-114. Available at: [https://www.elibrary.ru/download/elibrary\\_19141286\\_4335553\\_8.pdf](https://www.elibrary.ru/download/elibrary_19141286_4335553_8.pdf) (accessed 12.10.2020). (Rus).

9. Malyar V., Hamola O., Maday V., Vasylchyshyn I. Mathematical modeling of processes in asynchronous motors with capacitors connected in series. *2015 16th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, Lviv, Ukraine, 2015, pp. 107-109. doi: <https://doi.org/10.1109/cpee.2015.7333350>.

10. Diachenko G.G., Aziukovskiy O.O. Review of methods for energy-efficiency improvement in induction machines. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 2020, no. 1, pp. 80-88. doi: <https://doi.org/10.33271/nvngu/2020-1/080>.

11. Khrisanov V.I. Analysis of starting transients of squirrel-cage induction motor. The start-off stage. *Russian Electrical Engineering*, 2010, vol. 81, no. 3, pp. 109-114. doi: <https://doi.org/10.3103/S1068371210030016>.

12. Kocman S., Orsag P., Pecinka P. Simulation of Start-Up Behaviour of Induction Motor with Direct Online Connection. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2018, vol. 15, no. 5, pp. 754-762. doi: <https://doi.org/10.15598/aece.v15i5.2342>.

13. Zamchalkin A.S., Tyukov V.A. Numerical modeling of process of start-up of the induction motor. *Proceedings of TUSUR University*, 2012, no. 1 (25), part 1, pp. 171-177. Available at: <https://journal.tusur.ru/storage/45503/171.pdf?1466640193> (accessed 12.10.2020). (Rus).

14. Kulagin D.O. The mathematical model of asynchronous traction motor taking into account the saturation of magnetic circuits. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 2014, no. 6, pp. 103-110. Available at: <https://nvngu.in.ua/index.php/en/component/jdownloads/finish/50-06/1538-2014-6-kulagin/0> (accessed 12.10.2020). (Ukr).

15. Malyar V.S. Main provisions of the spline method for calculating the periodic operation modes of electric circuits. *Electronics and Communications*, 1998, no. 5, pp. 11-14. (Rus).

Надійшла (Received) 12.11.2020

Прийнята (Accepted) 01.02.2021

Опублікована (Published) 05.04.2021

Маляр Василь Сафронівич<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Гамола Орест Євгенович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

Мадай Володимир Степанович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

Васильчишин Іванна Іванівна<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

<sup>1</sup> Національний університет «Львівська політехніка»,

79013, Львів, вул. С. Бандери, 12,

e-mail: vasyi.s.maliar@lpnu.ua, orest.y.hamola@lpnu.ua,

volodymyr.s.madai@lpnu.ua

V.S. Malyar<sup>1</sup>, O.Ye. Hamola<sup>1</sup>, V.S. Maday<sup>1</sup>, I.I. Vasylchyshyn<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Lviv Polytechnic National University,

12, S. Bandera Str., Lviv, 79013, Ukraine.

### Mathematical modelling of starting modes of induction motors with squirrel-cage rotor.

**Purpose.** Development of methods and algorithms for calculation of starting modes of the induction motors with the squirrel-cage rotor. **Methodology.** Mathematical modelling of starting modes of asynchronous electric drives in various coordinate systems with the use of numerical methods for solving boundary problems for systems of differential equations and nonlinear systems of final equations and calculation with their use of static characteristics. **Results.** Methods and algorithms for numerical analysis of the starting modes of asynchronous electric drive have been developed, which make it possible to calculate the static characteristics and transients in fixed three-phase and orthogonal two-phase coordinate systems. **Academic novelty.** Known in the literature methods of calculation of starting modes have in their basis classical equivalent circuits with different approximate methods of calculating the parameters taking into account the saturation of a magnetic core and current displacement in a rotor winding. This approach requires a special solution of the adequacy problem for each problem. The methods described in the article for the saturation accounting use real magnetization characteristics of the main magnetic flux and leakage fluxes separately, and the skin effect phenomenon is taken into account by representing the squirrel-cage rotor winding as multilayer. Such mathematical model of the motor is universal and makes it possible to take into account the saturation and current displacement in any dynamic mode, including the start-up process. Mathematical models developed on the basis of the proposed methods provide the adequacy of results with a minimum amount of calculations and make it possible to perform optimization calculations. **Practical value.** Created on the basis of developed algorithms calculation programs allow to carry out with high reliability calculation of starting modes both in three-phase and two-phase axes of coordinates that gives the chance to analyze not only symmetric, but also asymmetric modes and to predict special features of functioning of system of the electric drive in the set technological conditions of operation and to form requirements to development and adjustment of starting systems with the purpose of maintenance of power effective and reliable operation of system of asynchronous electric drives. References 15, figures 5.

**Key words:** induction motor, mathematical models, starting static characteristics, transients, saturation of the magnetic core, current displacement, compensation of reactive power.

С.Г. Буряковський, А.С. Маслій, Л.В. Асмолова, Н.Т. Гончарук

## МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В ЕЛЕКТРОПРИВОДІ СТІЛОЧНОГО ПЕРЕВОДУ МОНОШПАЛЬНОГО ТИПУ З ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНИМ ДВИГУНОМ

*Робота присвячена розвитку функціональності залізничного стрілочного перевалу шляхом впровадження вентиляльно-індукторного електроприводу. Таке рішення дає обґрунтування для спрощення механічної частини стрілочного перевалу шляхом заміни редуктора на кульково-гвинтову пару, а також розмістити усю кінематичну лінію стрілочного перевалу на одній шпалі. Наведено математичний опис чотирифазного вентиляльно-індукторного двигуна, та спрощеної механічної лінії стрілочного перевалу у вигляді одномасової електромеханічної системи. Розроблена імітаційна математична модель електроприводу стрілочного перевалу моношпального типу як система підлеглого керування з вентиляльно-індукторним двигуном, яка враховує нелінійну характеристику навантаження. Наведено результати комп'ютерного моделювання з ПІД та нечітким регулятором швидкості, які показали, що нечіткий ПІД регулятор більш якісно відпрацьовує задані величини та переміщення гостряків. Бібл. 18, табл. 2, рис. 14.*

**Ключові слова:** вентиляльно-індукторний електропривод, електромеханічна система, система керування, нечіткий регулятор швидкості.

*Работа посвящена развитию функциональности железнодорожного стрелочного перевода путем внедрения вентиляльно-индукторного электропривода. Такое решение дает обоснование для упрощения механической части стрелочного перевода путем замены редуктора на шарико-винтовую пару, а также разместить всю кинематическую линию стрелочного перевода на одной шпале. Приведено математическое описание четырехфазного вентиляльно-индукторного двигателя и упрощенной механической линии стрелочного перевода в виде одномассовой электромеханической системы. Разработанная имитационная математическая модель электропривода стрелочного перевода моношпального типа как система подчиненного управления с вентиляльно-индукторным двигателем учитывает нелинейную характеристику нагрузки. Приведенные результаты компьютерного моделирования с ПИД и нечетким регулятором скорости показали, что нечеткий ПИД регулятор более качественно обрабатывает заданные величины и перемещения остряков. Библ. 18 табл. 2, рис. 14.*

**Ключевые слова:** вентиляльно-индукторный электропривод, электромеханическая система, система управления, нечеткий регулятор скорости.

**Вступ.** Одним з основних напрямів реалізації Національної транспортної стратегії України на період до 2030 року [1] є оновлення транспортного сектору України і поступова гармонізація діючих у цій сфері стандартів та політики з існуючими в Європейському Союзі. Серед основних цілей і завдань щодо розвитку транспортного сектору передбачено розвиток галузі залізничного транспорту, технічних потужностей залізниць, оскільки існує загроза незабезпечення в подальшому потреб економіки України в перевезеннях та неможливості виконання пасажирських перевезень.

Сьогодні технічний ресурс залізниці практично вичерпано, капітальний ремонт і реконструкції потребують близько 11 тис. км залізничних колій (близько 30 % від загальної протяжності), спостерігається низька швидкість руху поїздів, що посилюється зношеністю колій, які знаходяться в критичному стані. Показник вантажо-напруженості українських залізниць (річний обсяг перевезень на 1 км) в 3-5 разів перевищує відповідний показник розвинених європейських країн [2].

Саме тому в галузі залізничного транспорту одним із пріоритетних напрямів формування та реалізації державної політики є переведення галузі на європейський рівень, оновлення та модернізація основних фондів; техніко-технологічна модернізація залізничного транспорту, підвищення рівня безпеки залізничних перевезень, модернізація колійного господарства.

Реалізація зазначених напрямів техніко-технологічної модернізації залізничного транспорту сприятиме підвищенню рівня безпеки та якості залізничних перевезень, забезпечить ефективне функціонування та розвиток залізничного транспорту.

Особлива роль відводиться якості функціонування стрілочних переводів. Пошук засобів підвищення експлуатаційних характеристик їх роботи стосується модернізації або заміни електродвигуна [3], впровадження нових типів датчиків та механізмів запирання гостряків [4].

В [5] поліпшення динаміки роботи та розширення функціональних можливостей залізничної автоматики розглядалися засобами регульованого електроприводу на прикладі стрілочного перевалу СП-6м на основі двигуна постійного струму, оскільки в Україні нажалі досі використовуються приводи такого типу.

Розвиток залізничного транспорту, збільшення маси поїздів і зростання швидкостей їх руху привели до необхідності застосування приводів з двигунами змінного струму [6]. Асинхронні електродвигуни трифазного змінного струму мають ряд переваг в порівнянні з електродвигунами постійного струму з послідовним збудженням, а саме відсутність такого складного і малонадійного вузла, як колектор, що значно скорочує експлуатаційні витрати на поточне обслуговування та ремонт. В даний час на залізниці застосовуються електродвигуни змінного струму типу МСТ [7].

У [8] розроблена математична модель стрілочного перевалу СП-6м, який досить поширено експлуатується в Україні, на базі двигунів постійного і змінного струмів.

Подальша модернізація вітчизняних стрілочних переводів потребує заміну існуючих конструкцій приводів, які вже морально і технічно застаріли. Ці системи в багаторічній практиці роботи показали свою працездатність, але на сьогоднішній день вони не можуть відповідати новим вимогам, що ставляться до швидкісного

рейкового транспорту. Тому необхідність модернізації систем стрілочних приводів очевидна і повинна здійснюватися засобами електроприводу [9-11].

Поряд з удосконаленням існуючих електроприводів стрілочних переводів шляхом заміни ненадійних елементів і електродвигуна, світовими компаніями проводиться робота над створенням нових їх типів [12]. Все частіше стрілочні переводи оснащуються модифікованою системою приводу з мікроконтролерним управлінням.

Електропривод розробки Bombardier Transportation [13] EBI Switch 2000 – невзрізний вбудований у шпалу стрілочний привод (рис. 1), який є найкращим прикладом шпального переводу на сьогоднішній день.



Рис. 1. Загальний вигляд стрілочного переводу EBI Switch 2000

Особливістю EBI Switch 2000 є наявність в конструкції перетворювача частоти, що програмується. Його застосування дозволяє здійснювати рівномірний пуск і гальмування двигуна, контролювати струм і зупиняти двигун у випадку неможливості доводу гостряків за певний час переводу. На рис. 2 показана схема компоновки стрілочного переводу EBI Switch 2000, де прийняті такі позначення: 1 – електродвигун; 2 – перетворювач частоти; 3 – редуктор; 4 – вал з передачею гвинт-гайка.

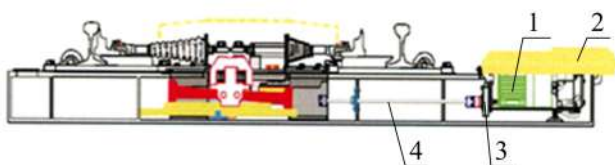


Рис. 2. Схема компоновки стрілочного переводу EBI Switch 2000

Будь-який компонент системи EBI Switch 2000 замінюється менш ніж за 15 хвилин без зняття шпали. Електропривод цього типу планового технічного обслуговування й ремонту не потребує. EBI Switch 2000 випробуваний при експлуатації близько  $10^6$  циклів без відмов. Середній час напрацювання на відмову становить 10-15 років.

Поряд з розробкою і впровадженням мікропроцесорних пристроїв та створення сучасного малообслуговуваного обладнання є важливим завданням створення нових типів стрілочних переводів, які мали би забезпечити максимальну надійність та безпеку як звичайного, так і високошвидкісного руху та приводили би до зниження витрат часу на укладку та обслуговування за рахунок відмови від попереднього монтажу на допоміжній платформі.

**Метою роботи** є дослідження поведінки роботи стрілочного переводу моношпального типу для забезпечення сучасних вимог безпеки руху та поліпшення показників експлуатаційної надійності.

Для досягнення поставленої мети сформульовані такі завдання:

- розробити математичну модель стрілочного переводу моношпального типу з вентиляльно-індукторним двигуном та кульково-гвинтовою парою як перспективного елемента системи автоматизації для швидкісних і високошвидкісних залізниць електротранспорту;
- розробити імітаційну модель нової конструкції стрілочного переводу, яка отримана шляхом заміни старого типу редуктора на кульково-гвинтову пару, що дозволяє розмістити всю конструкцію приводу стрілочного переводу в шпалі та приводить до зменшення розміру і часу установки;
- на базі синтезованого в [14] пропорційно-інтегрально-диференційного (ПІД) регулятора швидкості, а також нечіткого регулятора дослідити динамічні процеси в стрілочному переводі моношпального типу для поліпшення його роботи як в штатних режимах, так і нестационарних.

**Матеріал дослідження.** Для порівняння обрано електропривод стрілочного переводу типу СП-6м (рис. 3), кінематична схема якого наведена в [5], що складається з електродвигуна (ЕД), редуктора з вмонтованою муфтою фрикційного типу та шибери, які знаходяться всередині корпусу.



Рис. 3. Зовнішній вигляд стрілочного переводу СП-6м

Для переведення стрілки на електродвигун (ЕД) подається напруга. Його вал починає обертатися через сполучну муфту валу-шестерні 2 редуктора, розташованого в корпусі 1 механічної передачі (рис. 4). Вал-шестерня з шестернею 3 утворює перший каскад передачі. Обертання від шестерні 3 через проміжну шестерню 6 передається на шестерню 12 (другий каскад). Через фрикціон, розташований в корпусі 1, обертання передається на третій каскад передачі – вал-шестерню 11 і зубчасте колесо 5 головного валу 10.

Шиберна шестерня 8, яка виконана одним цілим з головним валом, здійснює пересування шибери 9 (четвертий каскад передачі). Зубчасте колесо 5 вільно насаджено на головний вал, виступ якого після повороту на кут  $46^\circ$  приходить в зачеплення з диском головного валу. Таким чином, холостий хід приводу становить  $46^\circ$ . На зубчастому колесі 5 є трапецеїдальний виступ для обмеження повороту колеса. Наявність технологічного зазору величиною  $46^\circ$  необхід-

ний для полегшення розгону двигуна і запасу їм деякої кінетичної енергії з метою зриву гостряків на початку процесу переводу.

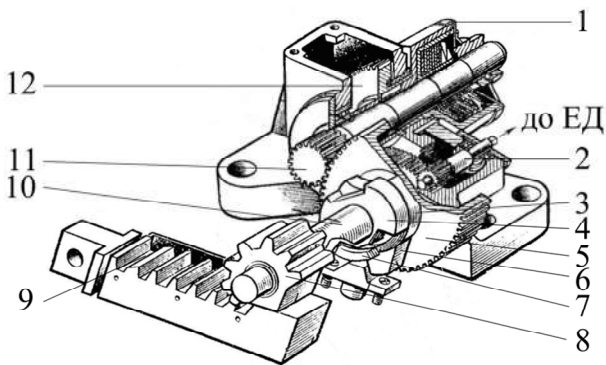


Рис. 4. Механічна передача стрілочного переводу СП-6м

Таким чином, механічна передача дозволяє отримати необхідну швидкість обертання головного валу і обертальний момент необхідної величини та передає обертальний рух якоря до робочої рейці (шиберів), перетворюючи його в поступальний рух для переведення гостряків стрілки. Але його конструкція достатньо складна, що знижує загальну надійність системи.

Для спрощення конструкції стрілочного переводу виконано заміну кінематичної ланки передачею «гвинт-гайка», за допомогою якої перетворюється обертальний рух гвинта в поступальну ходу гайки. Така передача дозволяє істотно підвищити зусилля переводу, не збільшуючи потужності електродвигуна [15]. Передачі цього типу мають додаткові витрати на тертя, але ця проблема вирішується за рахунок використання кульково-гвинтової пари «гвинт-гайка» (рис. 5), яка має кращі показники і застосовується для більш точних переміщень гостряків, ніж звичайна гвинтова.

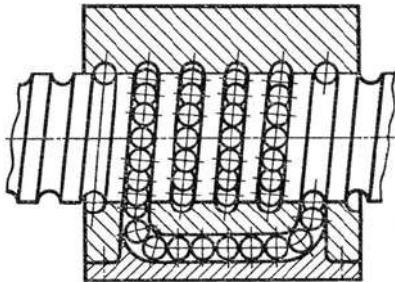


Рис. 5. Кульково-гвинтова пара «гвинт-гайка»

Перевагами такої пари є те, що вона працює з малими витратами на тертя (за рахунок кочення), високим ККД передачі, оскільки обертальний момент від гвинта на гайку передається через кульки в гайці. Обертання гвинта приводить до пересування гайки з кульками в горизонтальній площині. Гайка пов'язана з кареткою, котра в свою чергу через взрізний пристрій, який підпружинений кулькою, пересуває шибер.

Модернізація також полягає в тому, що автори статті пропонують електродвигун постійного або змінного струму замінити вентильно-індукторним двигуном (ВІД) [16, 17]. Оскільки порівняно з асинхронним двигуном ВІД має більш високий пусковий момент, а з електродвигуном постійного струму – не потребує періодичного обслуговування і заміни щіток в колекторно-щітковому вузлу, бо він відсутній. Отже, ВІД має конс-

структивні та експлуатаційні переваги, які дозволяють робити прогноз, що такі машини допоможуть не тільки спростити механічну частину приводу і систему контролю гостряків, а й підвищити його надійність і швидкість. Крім того, вони найдешевші у виробництві.

Функціональна схема ВІД наведена на рис. 6, до складу якої входять три блоки: електромеханічний перетворювач енергії (ЕМП), електронний комутатор (ЕК) та блок керування (БК) у складі блоку управління (БУ) і датчик положення ротора (ДПР) у складі блоку допоміжного обладнання, який здійснює контроль за переміщенням гостряків. Блок управління здійснює захист двигуна від перевантажень (струмових, температурних) та управляє електронним комутатором.

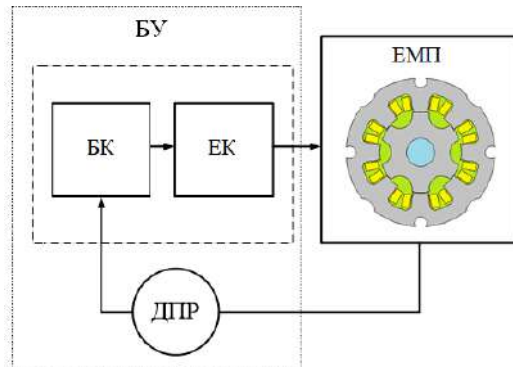


Рис. 6 Функціональна схема електроприводу з ВІД

За основу було вибрано 4-фазний ВІД з геометрією 8/6, його математична модель описується системою диференціальних рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = AA(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_A + AB(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_B + \\ + AC(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_C + AD(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_D + \\ + KA(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot \omega + LAA(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_A R_A + \\ + LAB(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_B R_B + LAC(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_C R_C + \\ + LAD(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_D R_D; \\ \frac{di_B}{dt} = BA(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_A + BB(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_B + \\ + BC(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_C + BD(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_D + \\ + KB(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot \omega + LBA(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_A R_A + \\ + LBB(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_B R_B + LBC(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_C R_C + \\ + LBD(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_D R_D; \\ \frac{di_C}{dt} = CA(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_A + CB(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_B + \\ + CC(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_C + CD(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_D + \\ + KC(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot \omega + LCA(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_A R_A + \\ + LCB(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_B R_B + LCC(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_C R_C + \\ + LCD(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_D R_D; \\ \frac{di_D}{dt} = DA(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_A + DB(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_B + \\ + DC(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_C + DD(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot u_D + \\ + KD(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot \omega + LDA(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_A R_A + \\ + LDB(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_B R_B + LDC(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_C R_C + \\ + LDD(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma) \cdot i_D R_D; \\ M_{em} = FM(i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma); \\ J \frac{d\omega}{dt} = M_{em} - M_l, \end{cases}$$

де  $i_A, i_B, i_C, i_D, \gamma$  – струми фаз  $A, B, C, D$  відповідно та кут повороту ротора;  $u_A, u_B, u_C, u_D$  – фазні напруги;  $AA, AB, AC, AD, BA, BB, BC, BD, CA, CB, CC, CD, DA, DB, DC, DD$  – коефіцієнти фазних напруг;  $KA, KB, KC, KD$  – коефіцієнти кутової швидкості обертання;  $LAA, LAB, LAC, LAD, LBA, LBB, LBC, LBD, LCA, LCB, LCC, LCD, LDA, LDB, LDC, LDD$  – коефіцієнти фазних струмів;  $R_A, R_B, R_C, R_D$  – активні опори відповідних фаз двигуна;  $FM$  – коефіцієнт моменту двигуна;  $J$  – момент інерції ротора;  $\omega$  – кутова швидкість двигуна;  $M_{em}, M_l$  – електромагнітний момент двигуна та статичний момент навантаження, відповідно.

Всі розглянуті коефіцієнти – це складні функції, які залежать від струмів фаз та кута обертання ротора електродвигуна.

Застосування нового типу електродвигуна в поєднанні з кульково-гвинтовою парою дозволяє розмістити всю конструкцію приводу в порожнистій шпалі, що знижує витрати в редукторі, зменшує розмір стрілочного переводу і спрощує завдання його установки або заміни, а також підвищує надійність і знижує експлуатаційні витрати. Конструкція такого стрілочного переводу наведена на рис. 7, де відокремлено пунктиром ВІД (1) з електромеханічним перетворювачем енергії (2), електронним комутатором, який входить до складу блоку управління (3) і датчиком положення ротора, який розташований в блоці допоміжного обладнання (4).

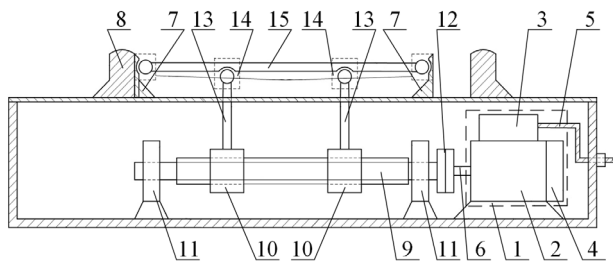


Рис. 7. Конструктивна схема стрілочного переводу моношпального типу

Залежно від сигналу датчика положення ротора, електронний комутатор підключає фазу двигуна до джерела живлення через кабель (5). При цьому електромеханічний перетворювач енергії (2) здійснює перетворення електричної енергії в механічну, приводячи в рух вал машини (6). Кульково-гвинтова пара «гвинт-гайка» перетворює обертальний рух гвинта (9) в поступальну ходу гайок (10). Гвинт закріплений на опорних підшипниках (11) і з'єднаний з валом двигуна, через муфту (12). Гайки через вертикальні тяги (13), шарніри (14) і подовжню тягу (15) передають зусилля гострякам (7), які здійснюють своє переміщення між рамною рейкою (8) [18].

Для дослідження процесів, що відбуваються у механічній частині стрілочного переводу моношпального типу, за конструктивною схемою (рис. 7) створено математичну імітаційну модель (рис. 8), з урахуванням усіх елементів, параметрів та зв'язків між ними.

На відміну від [8], де кінематична лінія стрілочного переводу розглядалася двомасовою та тримасовою системами, механічна частина стрілочного переводу моношпального типу розглядається як єдина електромеханічна система, тобто одномасова (рис. 9). Такою її можна

вважати з огляду на те, що зусилля до поздовжньої тяги від гайок передається через дві вертикальні тяги (зусилля до поздовжньої тяги прикладається в двох точках), а також знехтувати зазорами в з'єднаннях, оскільки вони з'являються тільки в процесі їх вироблення.

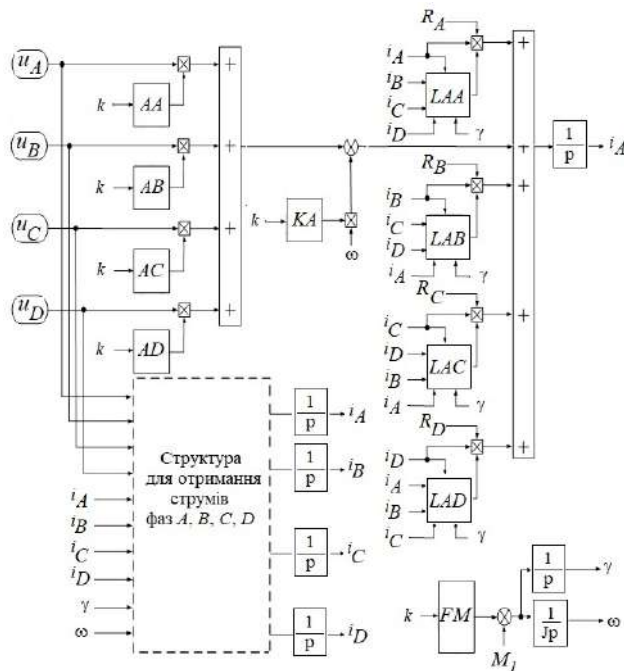


Рис. 8. Структурна схема стрілочного переводу моношпального типу

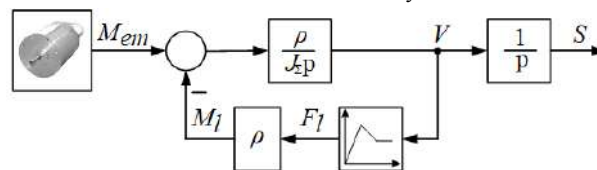


Рис. 9. Структурна схема механічної передачі стрілочного переводу моношпального типу

Структурна схема на рис. 9 має сумарний приведений момент інерції до електродвигуна  $J_s$ , який складається з моментів інерції ротора ВІД, передачі «гвинт-гайка» та мас гостряків. У зворотному зв'язку системи є блок навантаження  $V = f(F_l)$ , який відображає характеристику тертя, оскільки стрілочні переводи працюють за різних погодних умов під впливом випадкових факторів (опале листя, дощ, сніг, речовини, які висипаються з вагонів, тощо). Середні величини коефіцієнта тертя по поверхні рейка-подушка (сталь-сталь) приведені в табл. 1.

Таблиця 1

Коефіцієнт тертя в стані спокою і ковзання

Матеріали, що труться	Коефіцієнт тертя			
	в стані спокою		в стані ковзання	
	без змащення	зі змазкою	без змащення	зі змазкою
рейка – подушка	0,8	0,5-0,4	0,15-0,3	0,05-0,18

Система управління стрілочного переводу моношпального типу розглядається як система підлеглого регулювання координат з ПІД та нечітким ПІД регуляторами швидкості, яка спільно з ВІД зведена до загальної імітаційної моделі на рис. 10, а на рис. 11 наведено схему механічної частини.

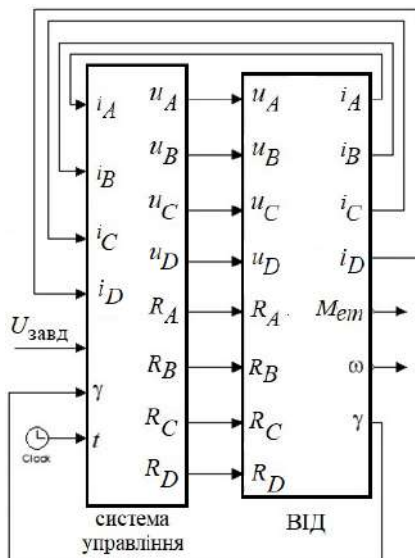


Рис. 10. Узагальнена імітаційна модель ВІД з системою управління

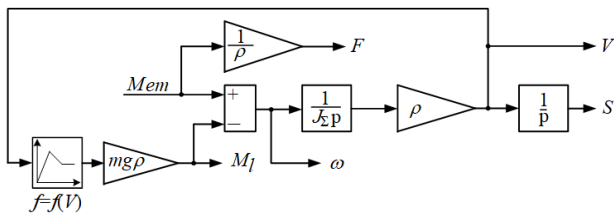


Рис. 11. Імітаційна модель механічної частини стрілочного переводу моношпального типу

Робота стрілочного переводу моношпального типу досліджувалась при сталому навантаженні з урахуванням характеристики тертя, що найбільш негативно впливає на процес переводу гостряків. В результаті імітаційного моделювання кінематичної лінії стрілочного переводу отримано осцилограми розподілу тягового зусилля на гостряках  $F=f(t)$ , швидкості руху їх переведення  $V=f(t)$  та переміщення  $S=f(t)$ , які наведені на рис. 12.

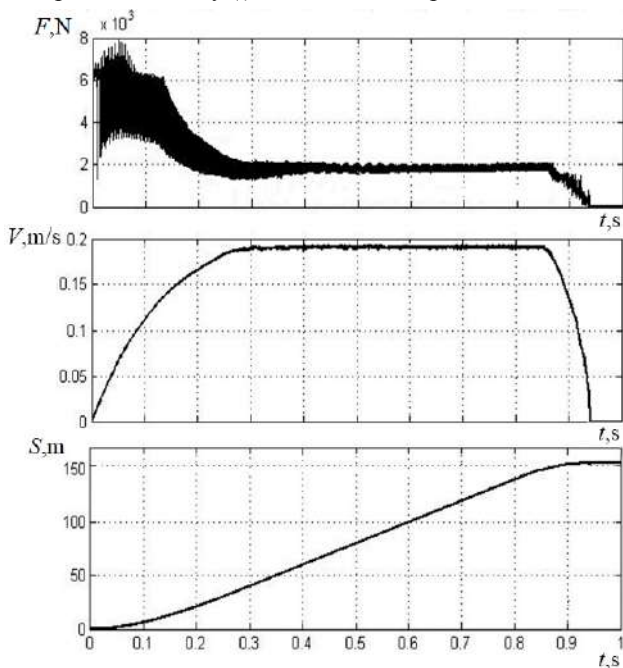


Рис. 12. Перехідні процеси у механічній передачі стрілочного переводу моношпального типу

Отримані результати показують, що у кінематичній лінії стрілочного переводу присутні коливання тягового зусилля, амплітуда яких у порівнянні з традиційним стрілочним переводом знизилась в 5,5-6 разів [8]. Такі коливання у більшій мірі залежать від характеру поведінки електромагнітного моменту.

На рис. 13 та рис. 14 наведено перехідні процеси роботи електропривода, а саме електромагнітного моменту та швидкості з ПІД регулятором швидкості (рис. 13) та з нечітким ПІД регулятором швидкості (рис. 14) з додатковим сталим навантаженням в  $t = 0,6$  с.

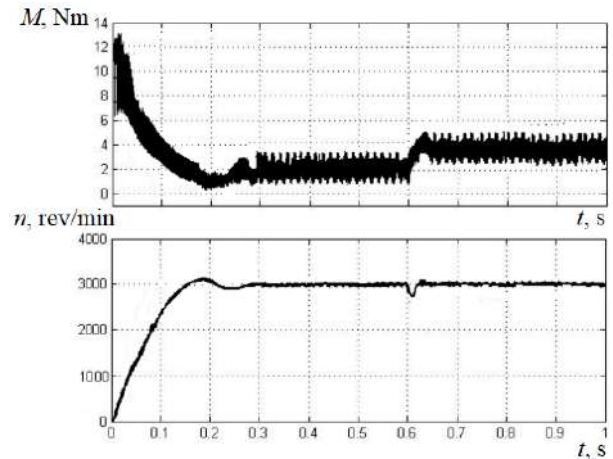


Рис. 13. Перехідні процеси у стрілочному переводі моношпального типу з ПІД регулятором швидкості

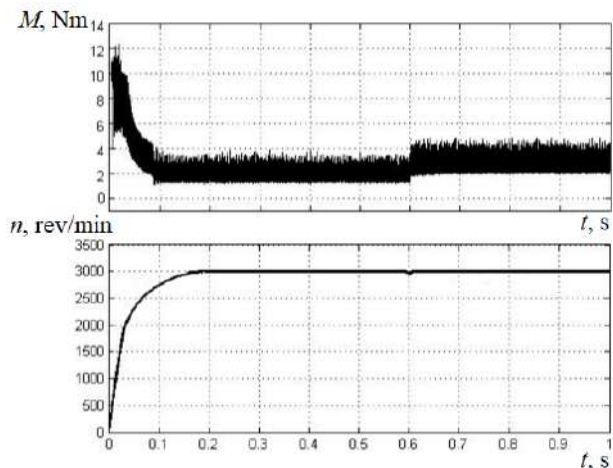


Рис. 14. Перехідні процеси у стрілочному переводі моношпального типу з нечітким ПІД регулятором швидкості

З отриманих графіків перехідних процесів встановлено, що найбільш якісний перехідний процес відповідає системі з нечітким ПІД регулятором швидкості (рис. 14), оскільки швидкість електродвигуна виходить на сталий рівень без перерегулювання на відміну від використання ПІД регулятора швидкості (рис. 13). Основні показники якості регуляторів наведені в табл. 2.

Таблиця 2

Основні показники якості процесів регулювання

Показник якості	ПІД регулятор	Нечіткий ПІД регулятор
Перерегулювання, $\sigma_{\max}$ , %	4,2	0
Час регулювання, $t_s$ , с	0,27	0,17
Число коливнь, $N$	1	0

Крім того, запропонований тип стрілочного переводу відпрацьовує задане переміщення гостряків за

час до 1 с, що є надважливим за умов його використання для швидкісного рейкового транспорту.

#### Висновки.

1. За розробленою математичною моделлю стрілочного переводу моношпального типу з вентиляційно-індукторним двигуном та кульково-гвинтовою парною виконано дослідження динаміки переміщення гостряків в середовищі MATLAB. Результати показали, що перехід від традиційного стрілочного переводу до моношпального типу обґрунтований. На відміну від електродвигунів, що експлуатуються сьогодні, ВІД має конструктивні переваги для спрощення механічної частини приводу, а також системи контролю гостряків. Це дозволило поліпшити якість динаміки роботи стрілочного переводу, що забезпечує надійність та безпеку як звичайного, так і високошвидкісного руху рейкового транспорту.

2. Конструктивне спрощення кінематичної передачі виконано шляхом виключення проміжного редуктора у існуючого сьогодні стрілочного переводу ЕВІ Switch 2000, що приводить до зниження витрат часу на укладку та обслуговування стрілочного переводу, а також робить конструкцію більш надійною.

3. Перехід до стрілочному переводу моношпального типу дозволяє більш ефективно застосувати мікропроцесорну систему управління, створити перспективні засоби захисту електродвигуна та забезпечити контроль положення гостряків.

4. Використання в системі керування ПІД та нечіткого ПІД регуляторів швидкості з урахуванням нелінійної характеристики тертя, показали поліпшення динаміки роботи стрілочного переводу. В системі з нечітким ПІД регулятором не тільки збільшилась швидкість переводу, але і спостерігається більш якісний процес роботи стрілочного переводу моношпального типу з ВІД.

**Конфлікт інтересів.** Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Про схвалення Національної транспортної стратегії України на період до 2030 року: розпорядження Кабінету Міністрів України від 30 травня 2018 р. № 430-р. Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/go/430-2018-%D1%80> (Дата звернення: 20.10.2020).
2. Міністерство інфраструктури України. Інформація про українські залізниці. Режим доступу: <https://mtu.gov.ua/content/informaciya-pro-ukrainski-zaliznici.html> (Дата звернення: 20.10.2020).
3. Kande M., Isaksson A., Thottappillil R., Taylor N. Rotating Electrical Machine Condition Monitoring Automation – A Review. *Machines*, Oct. 2017, vol. 5, no. 4, p. 24. doi: <https://doi.org/10.3390/machines5040024>.
4. Bemment S.D., Goodall R.M., Dixon R., Ward C.P. Improving the reliability and availability of railway track switching by analysing historical failure data and introducing functionally redundant subsystems. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part F: Journal of Rail and Rapid Transit*, Sep. 2017, vol. 232, no. 5, pp. 1407-1424. doi: <https://doi.org/10.1177/0954409717727879>.
5. Buriakovskiy S., Smirnov V., Asmolova L., Obruch I., Rafalskiy O., Maslii A. Analysis of optimization criteria for the process of switch displacement in a DC railroad turnout. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, Dec. 2019, vol. 6, no. 2 (102), pp. 58-69. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.187580>.
6. Fathy Abouzeid A., Guerrero J.M., Endemaño A., Muniategui I., Ortega D., Larrazabal I., Briz F. Control strategies for induction motors in railway traction applications. *Energies*, Feb. 2020, vol. 13, no. 3, p. 700. doi: <https://doi.org/10.3390/en13030700>.

7. Дорохин Б.П., Сердюк Т.Н. Внедрение новых типов двигателей стрелочных электроприводов. *Електромагнітна сумісність та безпека на залізничному транспорті*, 2013, № 6, С. 71-84. Режим доступу: <http://ecsrt.diit.edu.ua/article/view/51291> (Дата звернення: 20.10.2020).
8. Buriakovskiy S.G., Maslii A.S., Pasko O.V., Smirnov V.V. Mathematical modelling of transients in the electric drive of the switch – the main executive element of railway automation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 17-23. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.03>.
9. Lagos R.F., San Emeterio A., Vinolas J., Alonso A., Aizpun M. The influence of track elasticity when travelling on a railway turnout. *Proceedings of the Second International Conference on Railway Technology: Research, Development and Maintenance*, 2014, p. 11. doi: <https://doi.org/10.4203/ccp.104.208>.
10. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Kolomiets V.V., Bovdii I.V. Improving of electromechanical servo systems accuracy. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 33-37. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.6.04>.
11. Моисеенко В.И., Поддубняк В.И. *Автоматика и компьютерные системы на станциях*. К.: Транспорт Украины, 1999. – 142 с.
12. Arslan B., Tiryaki H. Prediction of railway switch point failures by artificial intelligence methods. *Turkish journal of electrical engineering & computer sciences*, Mar. 2020, vol. 28, no. 2, pp. 1044-1058. doi: <https://doi.org/10.3906/elk-1906-66>.
13. Sokol Y.I., Buryakovskiy S.G., Masliy Ar.S. Energy-efficient electric drive of multifunctional turnout. *Problemy Kolejnictwa*, 2014, no. 165, pp. 99-107. Режим доступу: [http://atena.ikolej.pl/images/PDF/165\\_8.pdf](http://atena.ikolej.pl/images/PDF/165_8.pdf) (Дата звернення: 20.10.2020).
14. Buriakovskiy S., Maslii A., Pasko O., Denys I. Research and development of an electric traction drive based on a switched reluctance motor. *Transport Problems*, 2018, vol. 13, no. 2, pp. 69-79. doi: <https://doi.org/10.20858/tp.2018.13.2.7>.
15. Li F., Jiang Y., Li T., Du Y. An improved dynamic model of preloaded ball screw drives considering torque transmission and its application to frequency analysis. *Advances in Mechanical Engineering*, 2017, vol. 9, no. 7, p. 168781401771058. doi: <https://doi.org/10.1177/1687814017710580>.
16. Buriakovskiy S., Babaiev M., Liubarskiy B., Maslii A., Karpenko N., Pomazan D., Maslii A., Denys I. Quality assessment of control over the traction valve-inductor drive of a hybrid diesel locomotive. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2018, vol. 1, no. 2 (91), pp. 68-75. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.122422>.
17. Sezen S., Karakas E., Yilmaz K., Ayaz M. Finite element modeling and control of a high-power SRM for hybrid electric vehicle. *Simulation Modelling Practice and Theory*, Mar. 2016, vol. 62, pp. 49-67. doi: <https://doi.org/10.1016/j.simpat.2016.01.006>.
18. Буряковський С.Г., Маслій Ар.С., Маслій Ан.С. Електропривід стрілочного переводу. Патент України № 95497, 2014.

#### REFERENCES

1. *Pro skhvalennia Natsionalnoi transportnoi stratehii Ukrainy na period do 2030 roku: rozporiadzhennia Kabinetu Ministriv Ukrainy vid 30 travnia 2018 r. № 430-r* [On approval of the National Transport Strategy of Ukraine for the period up to 2030. Order of the Cabinet of Ministers of Ukraine of May 30, 2018 № 430-r]. Available at: <https://zakon.rada.gov.ua/go/430-2018-%D1%80> (Accessed 20.10.2020). (Ukr).
2. *Ministerstvo infrastruktury Ukrainy. Informatsiia pro ukrainski zaliznytsi* [Ministry of Infrastructure of Ukraine. General information about railway transport]. Available at: <https://mtu.gov.ua/en/content/informaciya-pro-ukrainski-zaliznici.html> (Accessed 20.10.2020). (Ukr).
3. Kande M., Isaksson A., Thottappillil R., Taylor N. Rotating Electrical Machine Condition Monitoring Automation – A Review. *Machines*, Oct. 2017, vol. 5, no. 4, p. 24. doi: <https://doi.org/10.3390/machines5040024>.
4. Bemment S.D., Goodall R.M., Dixon R., Ward C.P. Improving the reliability and availability of railway track switching by analysing

historical failure data and introducing functionally redundant subsystems. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part F: Journal of Rail and Rapid Transit*, Sep. 2017, vol. 232, no. 5, pp. 1407-1424. doi: <https://doi.org/10.1177/0954409717727879>.

5. Buriakovskiy S., Smirnov V., Asmolova L., Obruch I., Rafal'skiy O., Maslii A. Analysis of optimization criteria for the process of switch displacement in a DC railroad turnout. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, Dec. 2019, vol. 6, no. 2 (102), pp. 58-69. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.187580>.

6. Fathy Abouzeid A., Guerrero J.M., Endemaño A., Muniategui I., Ortega D., Larrazabal I., Briz F. Control strategies for induction motors in railway traction applications. *Energies*, Feb. 2020, vol. 13, no. 3, p. 700. doi: <https://doi.org/10.3390/en13030700>.

7. Dorohin B.P., Serdyuk T.M. Implementation of new types of points motors. *Electromagnetic compatibility and safety on railway transport*, 2013, no. 6, pp. 71-84. Available at: <http://ecsrtdiit.edu.ua/article/view/51291> (Accessed 20.10.2020). (Rus).

8. Buriakovskiy S.G., Maslii A.S., Pasko O.V., Smirnov V.V. Mathematical modelling of transients in the electric drive of the switch – the main executive element of railway automation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 17-23. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.03>.

9. Lagos R.F., San Emeterio A., Vinolas J., Alonso A., Aizpun M. The influence of track elasticity when travelling on a railway turnout. *Proceedings of the Second International Conference on Railway Technology: Research, Development and Maintenance*, 2014, p. 11. doi: <https://doi.org/10.4203/ccp.104.208>.

10. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Kolomiets V.V., Bovdii I.V. Improving of electromechanical servo systems accuracy. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 33-37. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.6.04>.

11. Moiseenko V.I., Poddubnyak V.I. *Avtomatika i kompiuternye sistemy na stantsiakh* [Automation and computer systems in stations]. Kiev, Transport of Ukraine Publ., 1999. 142 p. (Rus).

12. Arslan B., Tiryaki H. Prediction of railway switch point failures by artificial intelligence methods. *Turkish journal of electrical engineering & computer sciences*, Mar. 2020, vol. 28, no. 2, pp. 1044-1058. doi: <https://doi.org/10.3906/elk-1906-66>.

13. Sokol Y.I., Buryakovskiy S.G., Maslii Ar.S. Energy-efficient electric drive of multifunctional turnout. *Problemy Kolejnictwa*, 2014, no. 165, pp. 99-107. Available at: [http://atena.ikolej.pl/images/PDF/165\\_8.pdf](http://atena.ikolej.pl/images/PDF/165_8.pdf) (Accessed 20.10.2020).

14. Buriakovskiy S., Maslii A., Pasko O., Denys I. Research and development of an electric traction drive based on a switched reluctance motor. *Transport Problems*, 2018, vol. 13, no. 2, pp. 69-79. doi: <https://doi.org/10.20858/tp.2018.13.2.7>.

15. Li F., Jiang Y., Li T., Du Y. An improved dynamic model of preloaded ball screw drives considering torque transmission and its application to frequency analysis. *Advances in Mechanical Engineering*, 2017, vol. 9, no. 7, p. 168781401771058. doi: <https://doi.org/10.1177/1687814017710580>.

16. Buriakovskiy S., Babaiev M., Liubarskiy B., Maslii A., Karpenko N., Pomazan D., Maslii A., Denys I. Quality assessment of control over the traction valve-inductor drive of a hybrid diesel locomotive. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2018, vol. 1, no. 2 (91), pp. 68-75. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.122422>.

17. Sezen S., Karakas E., Yilmaz K., Ayaz M. Finite element modeling and control of a high-power SRM for hybrid electric vehicle. *Simulation Modelling Practice and Theory*, Mar. 2016, vol. 62, pp. 49-67. doi: <https://doi.org/10.1016/j.simpat.2016.01.006>.

18. Buriakovskiy S.H., Maslii Ar.S., Maslii An.S. *Elektroprivid strilochnoho perevodu* [Electric switch point drive]. Patent UA, no. 95497, 2014. (Ukr).

Надійшла (Received) 20.01.2021  
 Прийнята (Accepted) 22.02.2021  
 Опублікована (Published) 05.04.2021

Буряковський Сергій Геннадійович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
 Маслій Артем Сергійович<sup>2</sup>, к.т.н., доц.,  
 Асмолова Лариса Валеріївна<sup>3</sup>, к.т.н.,  
 Гончарук Наталія Трохимівна<sup>4</sup>, д.держ.упр., проф.,

<sup>1</sup> Науково-дослідний та проектно-конструкторський інститут «Молнія» Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут», 61013, Харків, вул. Шевченка, 47, e-mail: sergbytr@i.ua  
<sup>2</sup> Український державний університет залізничного транспорту, 61050, Харків, майдан Фейєрбаха, 7, e-mail: a.masliy@ukr.net  
<sup>3</sup> Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2, e-mail: asmolova\_larisa@ukr.net  
<sup>4</sup> Дніпропетровський регіональний інститут державного управління Національної академії державного управління при Президенті України, 49044, Дніпро, вул. Гоголя, 29, e-mail: goncharuknt@gmail.com

S.G. Buriakovskiy<sup>1</sup>, A.S. Maslii<sup>2</sup>, L.V. Asmolova<sup>3</sup>, N.T. Goncharuk<sup>4</sup>  
<sup>1</sup> Research and Design Institute «Molnija» of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 47, Shevchenko Str., Kharkiv, 61013, Ukraine.  
<sup>2</sup> Ukrainian State University of Railway Transport, 7, Feieryakh Square, Kharkiv, 61050, Ukraine.  
<sup>3</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.  
<sup>4</sup> Dnipropetrovsk Regional Institute for Public Administration, National Academy for Public Administration under the President of Ukraine, 29, Gogol Str., Dnipro, 49044, Ukraine.

**Mathematical modelling of transients in the electric drive of the turnout of the mono-sleeper type with switched-inductor motor.**  
**Introduction.** The study is devoted to the development of the functionality of a railway track switch by introducing a switched-inductor electric drive. This solution justifies simplifying the mechanical part of the switches by changing the gearbox to a ball-screw and locating the all kinematic line of the switches on the mono-sleeper type. **Goal.** A study of the mono-sleeper turnout type behaviour to meet modern traffic safety requirements and improve operational reliability factors. **Methodology.** Based on electric drive theory, a kinematic line of a mono-switch turnout type with nonlinear friction characteristic is presented. Using differential equation theory and Laplace transformation, a mathematical description of a four-phase switched-inductor motor with ball-screw in a mechanical line of a single-mass electromechanical system has been made. A simulation mathematical model of the electric drive of mono-sleeper turnout type as the control system with a switched-inductor motor and nonlinear friction characteristic was built in MATLAB. **Results.** Simulation modelling of a mathematical model of a mono-sleeper turnout type with a switched-inductor motor and ball-screw gear has been developed and implemented. Studies of dynamics of turnout point movement have shown that, in contrast to the motors used today, the switched-inductor motor makes it possible to simplify the mechanical part of the drive, which leads to reduced time spent on laying and maintenance of turnout points, and therefore makes the design more reliable. The application of PID controller and fuzzy speed controller has shown improved dynamics of turnout point, while the fuzzy PID controller provides better performance of the set values and turnout point movements. **Originality.** First developed a mathematical model of the electric drive of the mono-sleeper turnout type, taking into account nonlinear friction characteristic, as an object of speed control of turnout point movement, is developed. **Practical value.** The developed mathematical model of a railway track turnout of the mono-sleeper type with a switched-inductor motor and ball-screw gear enables more efficient use of a microprocessor control system, creation of promising electric motor protection means and control of a turnout point. References 18, table 2, figure 14.  
**Key words:** switched-inductor electric drive, electromechanical system, control system, fuzzy speed controller.



B.I. Kuznetsov, T.B. Nikitina, I.V. Bovdvi, V.V. Kolomiets, B.B. Kobylanskiy

## OVERHEAD POWER LINES MAGNETIC FIELD REDUCING IN MULTI-STORY BUILDING BY ACTIVE SHIELDING MEANS

***Aim.** Reducing of magnetic flux density of magnetic field in multi-storey building, generated by overhead power lines to the sanitary standards level by active shielding means. The tasks of the work are the synthesis, computer simulation and experimental research of three-circuits system of active shielding, which includes three shielding coils. **Methodology.** When synthesizing the system of active shielding of magnetic field, are determined their number, configuration, spatial arrangement and of shielding coils as well as the shielding coils currents and resulting magnetic flux density value in the shielding space. The synthesis is based on the multi-criteria game decision, in which the payoff vector is calculated on the basis on quasi-stationary approximation solutions of the Maxwell equations. The game decision is based on the stochastic particles multiswarm optimization algorithms. **Results.** Computer simulation and experimental research of three-circuit system of active shielding of magnetic field, generated by overhead power lines with phase conductors triangle arrangements in multi-storey building are given. The possibility of initial magnetic flux density level reducing in multi-storey building to the sanitary standards level is shown. **Originality.** For the first time to reducing of magnetic flux density of magnetic field in multi-storey building the synthesis, computer simulation and experimental research of three-circuit system of active shielding of magnetic field generated by single-circuit overhead power line with phase conductors triangular arrangements carried out. **Practical value.** Practical recommendations from the point of view of the practical implementation on reasonable choice of the spatial arrangement of three shielding coils of three-circuit system of active shielding of the magnetic field generated by single-circuit overhead power line with phase conductors triangular arrangements in multi-storey building are given. References 41, figures 15.*

***Key words:** overhead power lines with phase conductors triangle arrangements, magnetic field, system of active shielding, computer simulation, experimental research.*

***Цель.** Снижение уровня индукции магнитного поля внутри многоэтажного дома, генерируемого одноцепной воздушной линией электропередачи до уровня санитарных норм. Задачами работы являются синтез, компьютерное моделирование и экспериментальные исследования трехконтурной системы активного экранирования, содержащей три экранирующие обмотки. **Методология.** При синтезе системы определены – количество, конфигурация, пространственное расположение экранирующих обмоток, а также токи в экранирующих обмотках и результирующие значения индукции магнитного поля в пространстве экранирования. Синтез трехконтурной системы активного экранирования основан на решении многокритериальной стохастической игры, в которой векторный выигрыш вычисляется на основании решений уравнений Максвелла в квазистационарном приближении. Решение игры находится на основе алгоритмов стохастической мультиагентной оптимизации мультироем частиц. **Результаты.** Приводятся результаты компьютерного моделирования и экспериментальных исследований трехконтурной системы активного экранирования магнитного поля внутри многоэтажного дома, генерируемого воздушной линией электропередачи. Показана возможность снижения уровня индукции исходного магнитного поля внутри многоэтажного дома до уровня санитарных норм. **Оригинальность.** Впервые для снижения уровня индукции магнитного поля внутри многоэтажного дома до уровня санитарных норм, проведены синтез, компьютерное моделирование и экспериментальные исследования трехконтурной системы активного экранирования магнитного поля, генерируемого одноцепной воздушной линией электропередачи с треугольным подвесом проводов. **Практическая ценность.** Приводятся практические рекомендации по обоснованному выбору, с точки зрения практической реализации, пространственного расположения трех экранирующих обмоток трехконтурной системы активного экранирования магнитного поля, от генерируемого внутри многоэтажного дома магнитного поля одноконтурной воздушной линии электропередачи с треугольным подвесом проводов. Библ. 41, рис. 15.*

***Key words:** воздушные линии электропередачи с треугольным расположением фазных проводов, магнитное поле, система активного экранирования, компьютерное моделирование, экспериментальное исследование.*

**Introduction.** Overhead power lines often run near residential buildings. These lines generate a power frequency magnetic field (MF) in residential buildings, the level of which often exceeds sanitary standards [1, 2]. To normalize the level of the magnetic field, it is most effective and economically feasible to use active screening methods [3, 4]. In an active shielding system (SAS), a compensating magnetic field is generated using shielding coils [5-18].

The number, spatial arrangement of shielding windings and their ampere turns are determined by the type of power transmission line and currents in the conductors of power transmission lines, as well as the spatial location of the shielding zone and its size, as well as the level of induction, which must be provided by means of active shielding. The simplest system is the

single-circuit system, which contains only one – single shielding coil. With the help of such a system, it is possible to effectively screen a weakly polarized magnetic field, in which the space-time characteristic has the form of a highly elongated ellipse, which approaches a straight line.

However, the greatest difficulty for active shielding is a highly polarized magnetic field. The shape of the space-time characteristic of such a magnetic field approaches a circle. In particular, such a magnetic field is generated by a single-circuit power line with a triangle-shaped arrangement of wires. Active shielding of such a magnetic field requires at least two shielding coils.

In Ukraine, in the zones of old buildings, there are mainly five-storey residential buildings. In this case,

© B.I. Kuznetsov, T.B. Nikitina, I.V. Bovdvi, V.V. Kolomiets, B.B. Kobylanskiy

single-circuit 110 kV power lines with wires in the shape of a triangle pass most often near these residential buildings.

Most of the research focuses on reducing the magnetic field in one-story houses or even in a separate room at home [5-19]. Therefore, an urgent task is to reduce the magnetic field in the entire multi-storey building.

**The aim of the work** is reduce the level of magnetic flux density of the magnetic field in multi-storey building generated by single-circuit overhead power line by active shielding means. The tasks of the work are the synthesis, Computer simulation and experimental research of three-circuits system of active shielding.

**Statement of the research problem.** Let us consider the synthesis of system of active shielding of a magnetic field in a multi-storey building. The magnetic field in a multi-storey building is generated by a single-circuit overhead power transmission line with a spatial arrangement of wires in the shape of a triangle. In Fig. 1 are shown the layout of an overhead transmission line, a multi-storey building, in which it is necessary to reduce the level of the initial magnetic field to sanitary standards of Ukraine.

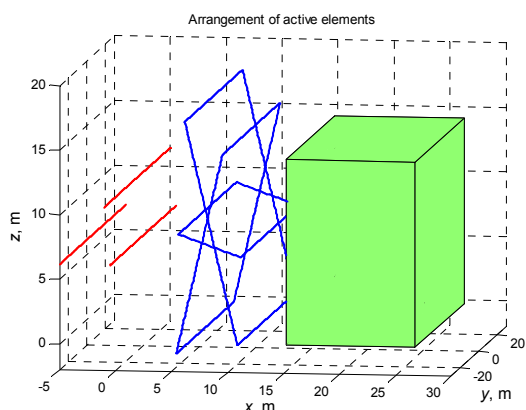


Fig. 1. The location of 110 kV overhead power line, three shielding coils and shielding space in multi-storey building

Let us introducing the vector of unknown parameters the components of which are the number and coordinates of shielding coils as well as parameters of the regulator [19-23] and vector of uncertainty parameters [24-28]. Then the calculate of vector of unknown parameters of system of active shielding and of vector of uncertainty parameters in the form of a solution of multi-criteria game. The components vector payoff in this game is levels of magnetic flux density at points of the shielding space. These components are nonlinear functions of the vectors of unknown parameters and uncertainty parameters and are calculated on basis of Maxwell equations quasi-stationary approximation solutions [3]. First player is vector of unknown parameters and its strategy is minimization of vector payoff. Second player is vector of uncertainty parameters and this strategy is maximization of the same vector payoff [29].

Therefore, the solution of multi-criteria game is calculated from the condition of minimum value of vector payoff for the vector of unknown parameters but the maximum value of vector payoff for the vector uncertainty parameters. This technique corresponds to the

standard worst-case robust systems synthesis approach [27, 28].

To find multi-criterion game solution from Pareto-optimal set solutions taking into account binary preference relations [29-32] used particle multiswarm optimization algorithm [33-41], in which swarms number equal number of vector payoff components.

**Computer simulation results.** Consider the result of synthesis of SAS of MF with circular space-time characteristic created by three-phase single-circuit overhead power line 110 kV with phase conductors triangular arrangements in a multi-storey building, as it is shown in Fig. 1. In order to reduce the level of magnetic flux density of the initial magnetic field throughout the entire multi-storey building to the level of sanitary standards of Ukraine, in this case, it is necessary to use three shielding windings, as it is shown in Fig. 1.

In Fig. 2 are shown lines of equal level of module of the resultant magnetic flux density with the system of active shielding is on. As follows from this figure, the level of magnetic flux density of the resulting magnetic field in the entire space of a multi-storey building does not exceed the level of 0.5  $\mu\text{T}$ , which corresponds to the sanitary standards of Ukraine. Note that in the center of the multi-storey building under consideration, the level of magnetic flux density of the resulting magnetic field does not exceed 0.2  $\mu\text{T}$ . Therefore, in this part of the space, using an system of active shielding, the induction level of magnetic flux density of the initial magnetic field can be reduced by more than 20 times.

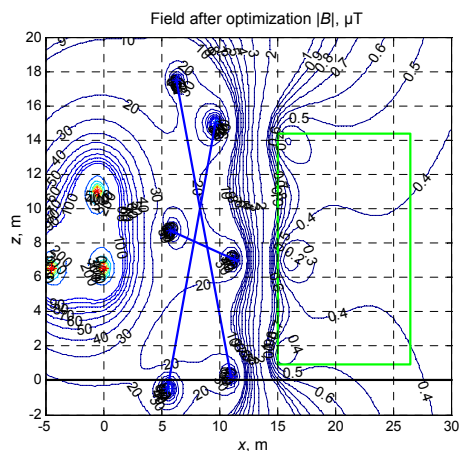


Fig. 2. Isolines of the resultant magnetic flux density with the system of active shielding is on

In Fig. 3 are shown the space-time characteristics of the magnetic flux density vector of magnetic field generated by: 1) overhead power line; 2) all three shielding coils and 3) the resultant magnetic field with the system of active shielding.

In Fig. 4 are shown the dependences of the of levels of the magnetic flux density of the initial magnetic field and the resultant magnetic field when the system of active shielding is on as a function of the distance from the extreme conductor of the power line. As can be seen from this figure, the system of active shielding is reduced the level of the magnetic flux density of the initial magnetic field by more 10 times from 4.25  $\mu\text{T}$  to 0.4  $\mu\text{T}$  and therefore the shielding factor is more 10.

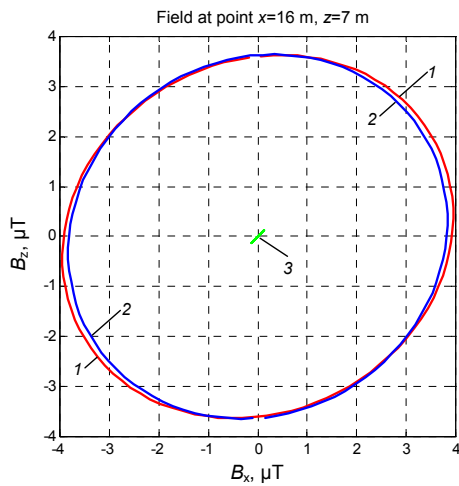


Fig. 3. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with all three shielding coils and only all three shielding coils

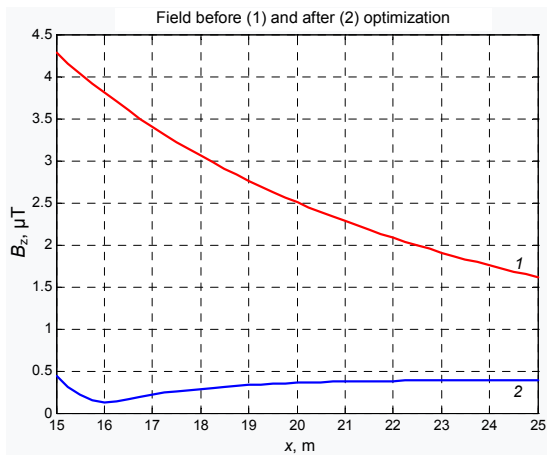


Fig. 4. Comparison of magnetic flux density level between with and without system of active shielding

Now let us consider the shielding efficiency of the original magnetic field when only one single first shielding coil is used at optimal values of the regulator of this coil.

In Fig. 5 are shown the space-time characteristics of the magnetic flux density vector of magnetic field generated by: 1) overhead power line; 2) only one single first shielding coils and 3) the resultant magnetic field with the only one single first shielding coils.

In Fig. 6 are shown the dependences of the levels of the magnetic flux density of the initial magnetic field and the resultant magnetic field when the only single first shielding coil of system of active shielding is on as a function of the distance from the extreme conductor of the power line.

As can be seen from this figure, with only one single first shielding coil of the active shielding system, the level of magnetic flux density of the initial magnetic field is increased in 1.19 times in the considered space from 4.25  $\mu\text{T}$  to the level of 5  $\mu\text{T}$  due to overcompensation.

Now let us consider the shielding efficiency of the original magnetic field when only one single second shielding coil is used at optimal values of the regulator of this coil. In Fig. 7 are shown the space-time characteristics of the magnetic flux density vector of magnetic field

generated by: 1) overhead power line; 2) only one single second shielding coils and 3) the resultant magnetic field with the only one single second shielding coils.

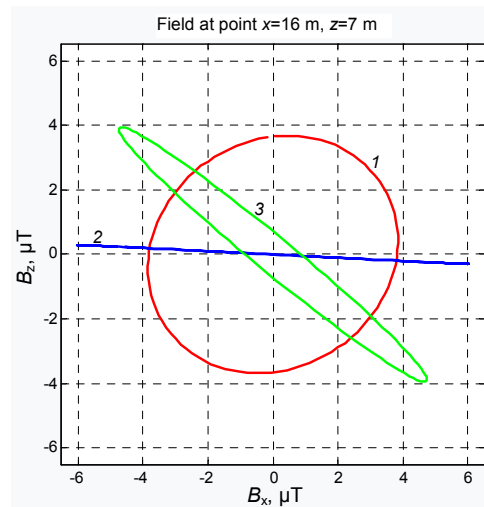


Fig. 5. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single first shielding coil

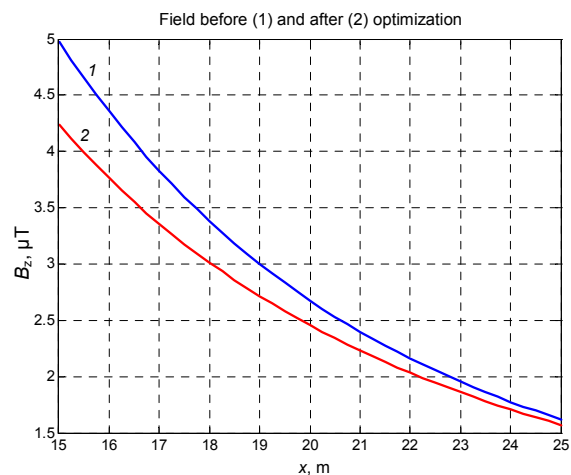


Fig. 6. Comparison of magnetic flux density between with and without system of active shielding with only single first shielding coil

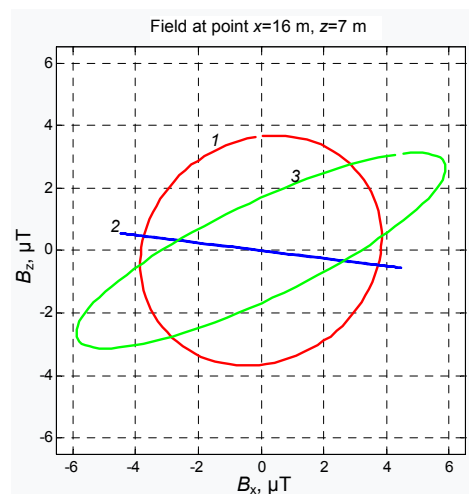


Fig. 7. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single second shielding coil and only single second shielding coil

In Fig. 8 are shown the dependences of the levels of the magnetic flux density of the initial magnetic field and the resultant magnetic field when the only single second shielding coil of system of active shielding is on as a function of the distance from the extreme conductor of the power line. As can be seen from this figure, with only one single second shielding coil of the active shielding system, the level of magnetic flux density of the initial magnetic field is increased in 1.28 times in the considered space from  $4.25 \mu\text{T}$  to the level of  $5.4 \mu\text{T}$  due to overcompensation.

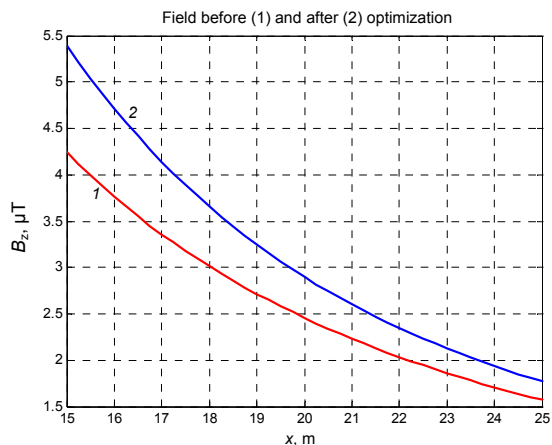


Fig. 8. Comparison of magnetic flux density between with and without system of active shielding with only single second shielding coil

Now let us consider the shielding efficiency of the original magnetic field when only one single third shielding coil is used at optimal values of the regulator of this coil. In Fig. 9 are shown the space-time characteristics of the magnetic flux density vector of magnetic field generated by: 1) overhead power line; 2) only one single third shielding coils and 3) the resultant magnetic field with the only one single third shielding coils.

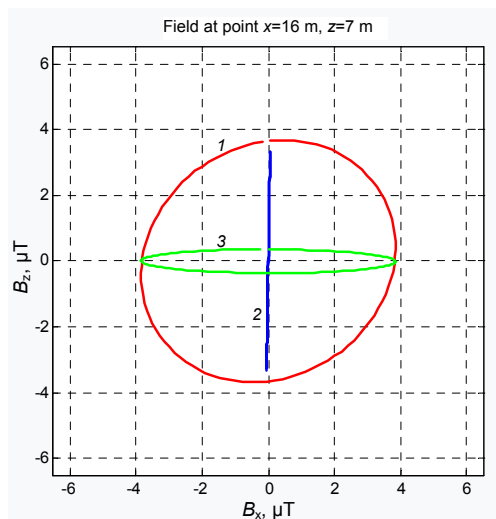


Fig. 9. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single third shielding coil and only single third shielding coil

In Fig. 10 are shown the dependences of the levels of the magnetic flux density of the initial magnetic

field and the resultant magnetic field when the only single third shielding coil of system of active shielding is on as a function of the distance from the extreme conductor of the power line.

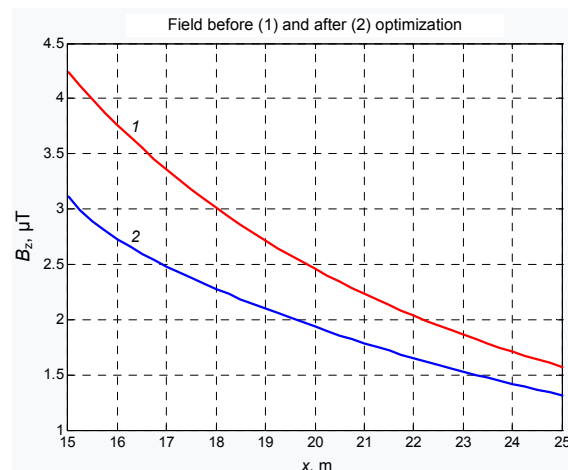


Fig. 10. Comparison of magnetic flux density between with and without system of active shielding with only single third shielding coil

As can be seen from this figure, with only one third of the winding of the active shielding system, the level of the magnetic flux density of the initial magnetic field is reduced in 1.35 times in the considered space from  $4.25 \mu\text{T}$  to the level of  $3.25 \mu\text{T}$ .

Now let us consider the shielding efficiency of the original magnetic field when only both first and second shielding coils are used at optimal values of the regulator of these coils. In Fig. 11 are shown the space-time characteristics of the magnetic flux density vector of magnetic field generated by: 1) overhead power line; 2) only both first and second shielding coils and 3) the resultant magnetic field with the only both first and second shielding coils.

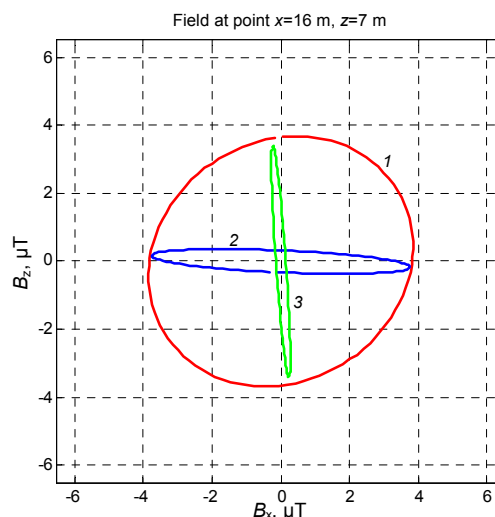


Fig. 11. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only both first and second shielding coils and only both first and second shielding coils

In Fig. 12 are shown the dependences of the levels of the magnetic flux density of the initial magnetic field and the resultant magnetic field when the only both

first and second shielding coils of system of active shielding are on as a function of the distance from the extreme conductor of the power line.

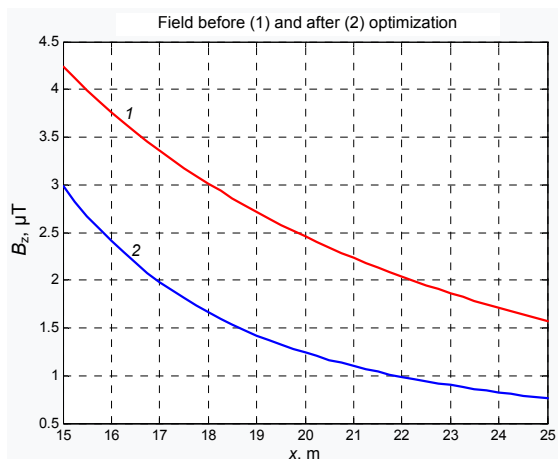


Fig. 12. Comparison of magnetic flux density between with and without system of active shielding with only both first and second shielding coils

As can be seen from this figure, with only both first and second shielding coils of the active shielding system, the level of magnetic flux density of the initial magnetic field is reduced in 1.35 times in the considered space from  $4.25 \mu\text{T}$  to the level of  $3.25 \mu\text{T}$ .

**Experimental research.** For experimental research, a laboratory model of a three-coil system of active shielding of a magnetic field generated by an air power line in a multi-storey building has been developed.

In Fig. 13 is shown a general view of the layout of the synthesized laboratory model of a three-coil system of active shielding.

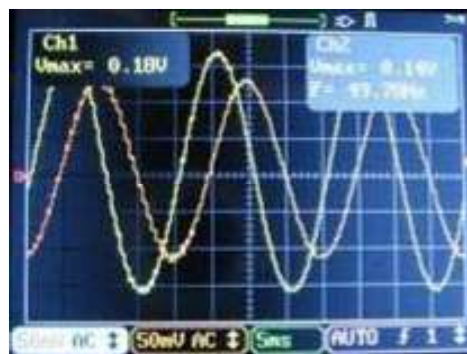


Fig. 13. Picture of three shielding coils spatial arrangement of system of active shielding laboratory model

To adjust the model of the system of active shielding, the space-time characteristic of the magnetic field was experimentally measured using two measuring windings and oscilloscope [31, 32].

As an example, in Fig. 14 are shown oscillograms of the output signals of the sensors (a) and experimentally measured space-time characteristics (b) of the output magnetic field.

In Fig. 15 are shown comparison of magnetic flux density between measurements (solid lines) and simulations (indicated by  $\+$ ) with and without system of active shielding.



a



b

Fig. 14. Oscillograms of the output signals of the both sensors (a) and experimentally measured space-time characteristics (b) of the magnetic field

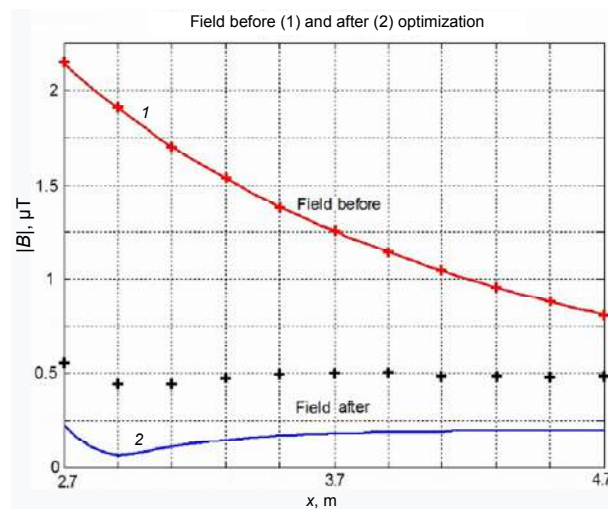


Fig. 15. Comparison of magnetic flux density between measurements (solid lines) and simulations ( $\+$ ) with and without system of active shielding

Note that from a comparison of the spatio-temporal characteristics shown in Fig. 9 and Fig. 11 follows that the space-time characteristic of the resulting magnetic field remaining after the operation of the only first and second shielding coil is a highly elongated ellipse. The major axis elongated ellipse spatio-temporal characteristics practically coincides with the space-time characteristics of the magnetic field generated by only one third shielding coil.

As a result, with the help of the third shielding coil, the major axis of the space-time characteristic of the resulting magnetic field, which remains after the operation of the only first and second shielding coils, is compensated effectively. Due to such compensation,

a sufficiently high shielding factor of 10.75 is provided in the system with the simultaneous operation of all three shielding coils.

As can be seen from Fig. 15 the experimental value of the induction level does not exceed 0.5  $\mu$ T. The deviation of the experimental value of the induction level from the calculated one is due, firstly, to the deviation of the geometric dimensions of the shielding windings from their calculated values, and, secondly, to the inaccuracy of adjusting the parameters of the regulators.

### Conclusions.

1. For the first time, to reduce the initial magnetic field in multi-storey building generated by a high-voltage power line by active shielding means, the three-circuits system of active shielding which contains three shielding coils was designed.

2. As a result of computer simulation of the synthesized system, it is shown that with the help of the synthesized system, the level of magnetic flux density of the magnetic field in a multi-storey building generated by a high-voltage power line is reduced by more than 10 times. At the same time, the level of magnetic flux density of the resulting magnetic field in multi-storey building does not exceed the sanitary standards of Ukraine.

3. To set up a laboratory model of a three-circuit system of active shielding, a computer simulation of the effectiveness of shielding the initial magnetic field in a multi-storey building using separate windings was carried out. It is shown, that when only one coil is in operation, the level of the magnetic flux density increases by a factor of 1.2–1.5 due to overcompensation. When only two windings work, it is not possible to ensure the sanitary standards of Ukraine in terms of the magnetic flux density level in the multi-storey building.

4. As the results of experimental studies of a laboratory model of a three-circuit system of active shielding of a magnetic field in a multi-storey building generated by a high-voltage power line are presented, it has been established that the shielding factor is more than 4 units. The deviation of the experimental value of the level of magnetic flux density from the calculated one is due, firstly, to the deviation of the geometric dimensions of the shielding windings from their calculated values, and, secondly, to the inaccuracy of adjusting the parameters of the regulators.

### REFERENCES

1. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Yerisov A.V., Dobrodeyev P.N. Efficient shielding of three-phase cable line magnetic field by passive loop under limited thermal effect on power cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 6, pp. 50-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2019.6.07>.
2. Rozov V., Grinchenko V. Simulation and analysis of power frequency electromagnetic field in buildings closed to overhead lines. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 500-503. doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2017.8100538>.
3. Rozov V.Yu., Kundius K.D., Pelevin D.Ye. Active shielding of external magnetic field of built-in transformer substations. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 24-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.3.04>.
4. Rozov V.Y., Zavalnyi A.V., Zolotov S.M., Gretsikh S.V. The normalization methods of the static geomagnetic field inside houses. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 2, pp. 35-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2015.2.07>.
5. Salceanu A., Paulet M., Alistar B.D., Asimincesei O. Upon the contribution of image currents on the magnetic fields generated by overhead power lines. *2019 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*. 2019. doi: <https://doi.org/10.1109/sielmen.2019.8905880>.
6. Del Pino Lopez J.C., Romero P.C. Influence of different types of magnetic shields on the thermal behavior and ampacity of underground power cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Oct. 2011, vol. 26, no. 4, pp. 2659-2667. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwrd.2011.2158593>.
7. Ippolito L., Siano P. Using multi-objective optimal power flow for reducing magnetic fields from power lines. *Electric Power Systems Research*, Feb. 2004, vol. 68, no. 2, pp. 93-101. doi: [https://doi.org/10.1016/s0378-7796\(03\)00151-2](https://doi.org/10.1016/s0378-7796(03)00151-2).
8. Barsali S., Giglioli R., Poli D. Active shielding of overhead line magnetic field: Design and applications. *Electric Power Systems Research*, May 2014, vol. 110, pp. 55-63. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2014.01.005>.
9. Bavastro D., Canova A., Freschi F., Giaccone L., Manca M. Magnetic field mitigation at power frequency: design principles and case studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, May 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2009-2016. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2014.2369813>.
10. Beltran H., Fuster V., García M. Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications. *9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica (9 CHLIE)*, Marbella (Málaga, Spain), 2005, pp. 84-99. Available at: [https://www.researchgate.net/publication/229020921\\_Magnetic\\_field\\_reduction\\_screening\\_system\\_for\\_a\\_magnetic\\_field\\_source\\_used\\_in\\_industrial\\_applications](https://www.researchgate.net/publication/229020921_Magnetic_field_reduction_screening_system_for_a_magnetic_field_source_used_in_industrial_applications) (Accessed 28.10.2020).
11. Bravo-Rodríguez J., Del-Pino-López J., Cruz-Romero P. A Survey on Optimization Techniques Applied to Magnetic Field Mitigation in Power Systems. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 7, p. 1332. doi: <https://doi.org/10.3390/en12071332>.
12. Canova A., del-Pino-López J.C., Giaccone L., Manca M. Active Shielding System for ELF Magnetic Fields. *IEEE Transactions on Magnetics*, March 2015, vol. 51, no. 3, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2014.2354515>.
13. Canova A., Giaccone L. Real-time optimization of active loops for the magnetic field minimization. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Feb. 2018, vol. 56, pp. 97-106. doi: <https://doi.org/10.3233/jae-172286>.
14. Canova A., Giaccone L., Cirimele V. Active and passive shield for aerial power lines. *Proc. of the 25th International Conference on Electricity Distribution (CIRED 2019)*, 3-6 June 2019, Madrid, Spain. Paper no. 1096. Available at: <https://www.cired-repository.org/handle/20.500.12455/290> (Accessed 28.10.2020).
15. Canova A., Giaccone L. High-performance magnetic shielding solution for extremely low frequency (ELF) sources. *CIRED - Open Access Proceedings Journal*, Oct. 2017, vol. 2017, no. 1, pp. 686-690. doi: <https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.1029>.
16. Celozzi S. Active compensation and partial shields for the power-frequency magnetic field reduction. *2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Minneapolis, MN, USA, 2002, vol. 1, pp. 222-226. doi: <https://doi.org/10.1109/isemc.2002.1032478>.
17. Celozzi S., Garzia F. Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization. *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, 2004, vol. 151, no. 1, pp. 2-7. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-smt:20040002>.
18. Celozzi S., Garzia F. Magnetic field reduction by means of active shielding techniques. *WIT Transactions on Biomedicine*

- and Health, 2003, vol. 7, pp. 79-89. doi: <https://doi.org/10.2495/chr030091>.
19. Buriakovskiy S.G., Maslii A.S., Pasko O.V., Smirnov V.V. Mathematical modelling of transients in the electric drive of the switch – the main executive element of railway automation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 17-23. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.03>.
  20. Ostroverkhov M., Chumack V., Monakhov E., Ponomarev A. Hybrid Excited Synchronous Generator for Microhydropower Unit. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 219-222. doi: <https://doi.org/10.1109/ess.2019.8764202>.
  21. Ostroverkhov M., Chumack V., Monakhov E. Output Voltage Stabilization Process Simulation in Generator with Hybrid Excitation at Variable Drive Speed. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 310-313. doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2019.8879781>.
  22. Tytiuk V., Chorny O., Baranovskaya M., Serhienko S., Zachepa I., Tsvirkun L., Kuznetsov V., Tryputen N. Synthesis of a fractional-order PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup>-controller for a closed system of switched reluctance motor control. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2019, no. 2 (98), pp. 35-42. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.160946>.
  23. Zagirnyak M., Chorny O., Zachepa I. The autonomous sources of energy supply for the liquidation of technogenic accidents. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, no. 5, pp. 47-50. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.05.12>.
  24. Chorny O., Serhienko S. A virtual complex with the parametric adjustment to electromechanical system parameters. *Technical Electrodynamics*, 2019, pp. 38-41. doi: <https://doi.org/10.15407/techedn2019.01.038>.
  25. Shchur I., Kasha L., Bukavyn M. Efficiency Evaluation of Single and Modular Cascade Machines Operation in Electric Vehicle. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 156-161. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235413>.
  26. Shchur I., Turkovskiy V. Comparative Study of Brushless DC Motor Drives with Different Configurations of Modular Multilevel Cascaded Converters. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 447-451. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235473>.
  27. Sushchenko O.A., Shyrokyi O.V. H<sub>2</sub>/H<sub>∞</sub> optimization of system for stabilization and control by line-of-sight orientation of devices operated at UAV. *2015 IEEE International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (APUAVD)*, Kyiv, Ukraine, 2015, pp. 235-238. doi: <https://doi.org/10.1109/apuavd.2015.7346608>.
  28. Sushchenko O.A., Golitsyn V.O. Data processing system for altitude navigation sensor. *2016 4th International Conference on Methods and Systems of Navigation and Motion Control (MSNMC)*, Kiev, Ukraine, 2016, pp. 84-87. doi: <https://doi.org/10.1109/msnmc.2016.7783112>.
  29. Gal'chenko, V.Y., Vorob'ev, M.A. Structural synthesis of attachable eddy-current probes with a given distribution of the probing field in the test zone. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, Jan. 2005, vol. 41, no. 1, pp. 29-33. doi: <https://doi.org/10.1007/s11181-005-0124-7>.
  30. Halchenko, V.Y., Ostapushchenko, D.L. & Vorobyov, M.A. Mathematical simulation of magnetization processes of arbitrarily shaped ferromagnetic test objects in fields of given spatial configurations. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, Sep. 2008, vol. 44, no. 9, pp. 589-600. doi: <https://doi.org/10.1134/S1061830908090015>.
  31. Chyistiakov P., Chorny O., Zhautikov B., Sivyakova G. Remote control of electromechanical systems based on computer simulators. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2017, pp. 364-367. doi: <https://doi.org/10.1109/mees.2017.8248934>.
  32. Zagirnyak M., Bisikalo O., Chorna O., Chorny O. A Model of the Assessment of an Induction Motor Condition and Operation Life, Based on the Measurement of the External Magnetic Field. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 316-321. doi: <https://doi.org/10.1109/ieps.2018.8559564>.
  33. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.
  34. Shoham Y., Leyton-Brown K. *Multiagent Systems: Algorithmic, Game-Theoretic, and Logical Foundations*. Cambridge University Press, 2009. 504 p.
  35. Ray T., Liew K.M. A Swarm Metaphor for Multiobjective Design Optimization. *Engineering Optimization*, 2002, vol. 34, no. 2, pp. 141-153. doi: <https://doi.org/10.1080/03052150210915>.
  36. Zilzter Eckart. *Evolutionary algorithms for multiobjective optimizations: methods and applications*. PhD Thesis Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 1999. 114 p.
  37. Xiaohui Hu, Eberhart R.C., Yuhui Shi. Particle swarm with extended memory for multiobjective optimization. *Proceedings of the 2003 IEEE Swarm Intelligence Symposium*. SIS'03 (Cat. No.03EX706), Indianapolis, IN, USA, 2003, pp. 193-197. doi: <https://doi.org/10.1109/sis.2003.1202267>.
  38. Pulido G.T., Coello C.A.C. A constraint-handling mechanism for particle swarm optimization. *Proceedings of the 2004 Congress on Evolutionary Computation* (IEEE Cat. No.04TH8753), Portland, OR, USA, 2004, vol. 2, pp. 1396-1403. doi: <https://doi.org/10.1109/cec.2004.1331060>.
  39. Michalewicz Z., Schoenauer M. Evolutionary Algorithms for Constrained Parameter Optimization Problems. *Evolutionary Computation*, 1996, vol. 4, no. 1, pp. 1-32. doi: <https://doi.org/10.1162/evco.1996.4.1.1>.
  40. Parsopoulos K.E., Vrahatis M.N. Particle swarm optimization method for constrained optimization problems. *Proceedings of the Euro-International Symposium on Computational Intelligence*, 2002, pp. 174-181.
  41. Xin-She Yang, Zhihua Cui, Renbin Xiao, Amir Hossein Gandomi, Mehmet Karamanoglu. *Swarm Intelligence and Bio-Inspired Computation: Theory and Applications*, Elsevier Inc., 2013. 450 p.

Received 28.12.2020

Accepted 05.02.2020

Published 05.04.2021

B.I. Kuznetsov<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,

T.B. Nikitina<sup>2</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,

I.V. Bovdui<sup>1</sup>, PhD, Senior Research Scientist,

V.V. Kolomiets<sup>3</sup>, PhD, Associate Professor,

B.B. Kobylanskiy<sup>3</sup>, PhD, Associate Professor,

<sup>1</sup> State Institution «Institute of Technical Problems of Magnetism of the National Academy of Sciences of Ukraine»,

19, Industrialna Str., Kharkiv, 61106, Ukraine.

e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com

<sup>2</sup> Kharkov National Automobile and Highway University,

25, Yaroslava Mudroho Str., Kharkov, 61002, Ukraine,

e-mail: tatjana55555@gmail.com

<sup>3</sup> Educational scientific professional pedagogical Institute of Ukrainian Engineering Pedagogical Academy,

9a, Nosakov Str., Bakhmut, Donetsk Region, 84511, Ukraine,

e-mail: nnpaiipa@ukr.net

Д.С. Крылов, О.И. Холод

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАБОТЫ АКТИВНОГО УПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ В РЕЖИМЕ ИСКАЖЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ

*Розглянуто роботу активного керованого випрямляча-джерела напруги (АВДН) з параметричною та векторною системами управління, які працюють з фіксованою частотою модуляції в складі електроприводу потужністю 315 кВт паралельно з іншими навантаженнями в умовах спотворення напруги джерела живлення. Виконано математичне моделювання АВДН з різними системами управління. Запропоновано критерії визначення якості споживаної електроенергії в точці підключення схеми. Розроблено рекомендації щодо використання систем управління АВДН при роботі зі спотвореною напругою джерела живлення. Бібл. 8, табл. 4, рис. 11.*

**Ключові слова:** активний випрямляч, векторна система управління, параметрична система управління, частота ШІМ, спотворення напруги мережі, спотворення струму мережі, сумарний коефіцієнт гармонійних спотворень.

*Рассмотрена работа активного управляемого выпрямителя-источника напряжения (АВИН) с параметрической и векторной системами управления, работающих с фиксированной частотой модуляции в составе электропривода мощностью 315 кВт параллельно с другими нагрузками в условиях искажённого напряжения источника питания. Выполнено математическое моделирование АВИН с различными системами управления. Предложены критерии определения качества потребляемой электроэнергии в точке подключения схемы. Разработаны рекомендации по использованию систем управления АВИН при работе с искажённым напряжением источника питания. Библ. 8, табл. 4, рис. 11.*

**Ключевые слова:** активный выпрямитель, векторная система управления, параметрическая система управления, частота ШИМ, искажения напряжения сети, искажения сетевого тока, суммарный коэффициент гармонических искажений.

**Введение.** Активные управляемые выпрямители – источники напряжения (АВИН) всё чаще используются во входных цепях промышленных приводов средней мощности на основе автономных инверторов напряжения, обеспечивая двухсторонний обмен энергией между двигателем и питающей сетью при практически синусоидальной форме тока на входе схемы с нулевым фазовым сдвигом его относительно фазного напряжения [1-3]. Эффективность работы схемы АВИН, обеспечивается, прежде всего, правильным выбором структуры его системы управления [4, 5]. В работе [6] авторами проведен анализ эффективности работы базовых схем систем управления (СУ) АВИН при реализации ими основных функций, возлагаемых на силовую схему преобразователя, а также предложена новая структура СУ на основе теории представления мгновенных токов и напряжений трёхфазной сети в виде обобщённых векторов в  $p$ - $q$ - $r$  координатах. Усложнение схемы СУ АВИН оправдано при использовании преобразователя в условиях промышленного цеха, где от общего источника может быть запитано несколько нагрузок, оказывающих взаимное влияние друг на друга, т.е. в условиях, когда в питающем напряжении возможны долговременные искажения.

**Цель работы** - проверка эффективности работы АВИН с различными типами систем управления в условиях глубоких искажений напряжения трёхфазной трёхпроводной питающей сети.

**Структура схемы электропитания привода.** Структурная схема исследуемого частотного электропривода средней мощности с использованием трёхфазного активного выпрямителя-источника напряжения приведена на рис. 1.

Она содержит: источник трёхфазного переменного напряжения  $u_s$ ; преобразовательный трансформатор Т; входные реакторы АВИН, которые, при

необходимости, могут быть объединены с фильтром высоких частот ФВЧ; активный выпрямитель АВ, выполненный по мостовой схеме на ключах знакопеременного тока; в промежуточной цепи постоянного тока включены два конденсатора  $C_1$  и  $C_2$  одинаковой ёмкости; трёхфазный мостовой автономный инвертор напряжения АИН, также выполненный по мостовой схеме на ключах знакопеременного тока и нагруженный на трёхфазную асинхронную машину Н. Преобразовательный трансформатор Т, в общем случае, может питать и другие нагрузки ДН, подключенные к выводам его вентильных обмоток параллельно исследуемой схеме.

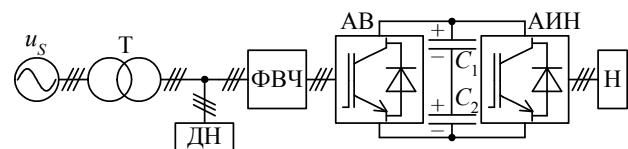


Рис. 1. Структурная схема частотного электропривода с АВИН

На практике данная схема должна содержать ещё коммутационные и защитные аппараты, а также выходной фильтр инвертора напряжения. Они не представлены на рис. 1, так как не оказывают существенного влияния на работу АВИН и не являются предметом рассмотрения этой статьи.

Для корректного восприятия полученных результатов в рамках последовательно проводимых авторами исследований, параметры основных элементов рассматриваемой системы были взяты такими же, как и в [6].

Прототипом нагрузки был принят асинхронный двигатель фирмы АВВ тип МЗВР 355 SMC4, паспортные данные которого приведены в табл. 1.



Таблица 1

Параметры нагрузки

Параметр	Значение
Линейное напряжение статора, В	400
Номинальная частота, Гц	50
Номинальная мощность, кВт	315
Номинальный ток статора, А	553

Так как исследование динамики работы асинхронного электропривода не является целью данной статьи, а большинство систем управления АВИН легко справляются с задачей рекуперации, модель нагрузки представлена эквивалентной  $RL$ -цепью, обеспечивающей выделение на нагрузке аналогичной мощности.

СУ АИН построена по принципу синусоидальной широтно-импульсной модуляции с фиксированной на уровне 4 кГц частотой и глубиной регулирования, задаваемой замкнутой системой автоматического управления с обратной связью по входной мощности инвертора, поддерживаемой в любом режиме на уровне номинальной активной мощности двигателя, т.е. 315 кВт. Равной 4 кГц принята и частота работы коммутатора АВИН во всех режимах.

Суммарная ёмкость звена постоянного тока выбрана равной 28 мФ из условия обеспечения требуемого уровня пульсаций выпрямленного напряжения, как в неуправляемом, так и в активном режиме работы АВ. Величина входной индуктивности фазы АВИН принята равной 150 мкГн, что, в сочетании с имеющейся индуктивностью питающей сети, обеспечивает устойчивую работу схемы во всех режимах.

Мощность короткого замыкания питающей сети в точке подключения преобразователя равна 150 МВА.

Преобразовательный трансформатор установленной мощностью 1 МВА обеспечивает преобразование линейного напряжения питающей сети уровня 6 кВ в линейное 0,4 кВ с возможностью параллельного подключения ещё двух аналогичных преобразователей или другой нагрузки соответствующей мощности.

**Критерии оценки качества.** При оценке качества потребляемой электроэнергии и уровня влияния преобразователя на питающую сеть необходимо задаться основными критериями, по которым будем оценивать степень успешности применения того или иного технического решения.

Согласно [7, 8] достаточно точно определить степень взаимного влияния преобразователя и питающей сети можно, рассчитав *суммарный коэффициент гармонических искажений THD* (коэффициент искажения синусоидальности кривой) напряжения и тока питающей сети, а также *коэффициент несимметрии напряжения по обратной и нулевой последовательности* в точке подключения преобразователя к питающей сети.

Суммарный коэффициент гармонических искажений определяется [7, 8] как отношение среднеквадратичной суммы высших гармоник сигнала к его первой гармонике и берётся, обычно, в процентах. Для фазного тока и напряжения сети он определяется, как

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} 100\%, \quad (1)$$

$$THD_U = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{U_1} 100\%, \quad (2)$$

где  $I_k$  и  $U_k$  – действующие значения  $k$ -й гармоники фазного тока и напряжения в точке подключения преобразователя к сети;  $I_1$  и  $U_1$  – действующие значения 1-й гармоники фазного тока и напряжения в точке подключения.

Коэффициент несимметрии напряжения по обратной последовательности можно определить из выражения [7]

$$K_{NS2} = \frac{U_{2(1)}}{U_{1(1)}} 100\%, \quad (3)$$

где  $U_{1(1)}$  и  $U_{2(1)}$  – действующие значения напряжения соответственно прямой и обратной последовательности основной частоты трёхфазной системы напряжений, которые можно определить, как [7]

$$U_{1(1)} = \frac{1}{12} \sqrt{\left[ \left( \sqrt{3}U_{AB(1)} + \sqrt{4U_{BC(1)}^2 - \left( \frac{U_{BC(1)}^2 - U_{CA(1)}^2}{U_{AB(1)}} + U_{AB(1)} \right)^2} \right)^2 + \left( \frac{U_{BC(1)}^2 - U_{CA(1)}^2}{U_{AB(1)}} \right)^2 \right]} \quad (4)$$

$$U_{2(1)} = \frac{1}{12} \sqrt{\left[ \left( \sqrt{3}U_{AB(1)} - \sqrt{4U_{BC(1)}^2 - \left( \frac{U_{BC(1)}^2 - U_{CA(1)}^2}{U_{AB(1)}} + U_{AB(1)} \right)^2} \right)^2 + \left( \frac{U_{BC(1)}^2 - U_{CA(1)}^2}{U_{AB(1)}} \right)^2 \right]} \quad (5)$$

где  $U_{AB(1)}$ ,  $U_{BC(1)}$ ,  $U_{CA(1)}$  – действующие значения первых гармоник линейных напряжений питающей сети в точке подключения преобразователя.

Коэффициент несимметрии напряжения по нулевой последовательности [7] в схеме рис. 1 не определяется в связи с отсутствием в ней нулевого провода.

**Структура системы управления АВИН.** В [6] авторами было показано, что среди следящих структур СУ АВИН с фиксированной частотой модуляции целесообразно применять схему с управлением по напряжению, приведенную на рис. 2.

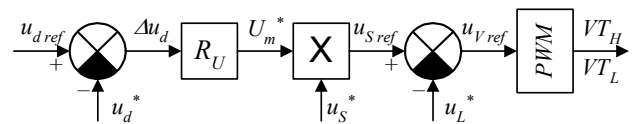


Рис. 2. Структурная схема СУ с управлением по напряжению

Её принцип действия основан на формировании сигнала задания PWM генератора в виде разности напряжения, пропорционального напряжению фазы питающей сети, и падения напряжения на входном

дросселе преобразователя. Это позволяет устранить неопределённость задания фазы тока питающей сети, возникающий при фиксации частоты модуляции схемы, и поддерживать его нулевое значение во всех режимах работы схемы [6]. Недостатком структуры, представленной на рис. 2, является зависимость сигнала задания PWM генератора от формы и фазы питающего напряжения. Это недопустимо в режиме глубоких искажений напряжения питающей сети и может привести к существенному снижению эффективности работы АВИН.

Для борьбы с этим в [6] была предложена структура, формирующая сигнал задания PWM генератора, который получается в результате представления сетевого напряжения и тока в виде пространственных векторов во вращающейся системе координат  $p$ - $q$ - $r$  и выделения из их проекций составляющих, пропорциональных прямым последовательностям трёхфазной системы. Это позволило создать структуру системы управления АВИН, приведенную на рис. 3, малочувствительную к искажениям напряжения источника питания.

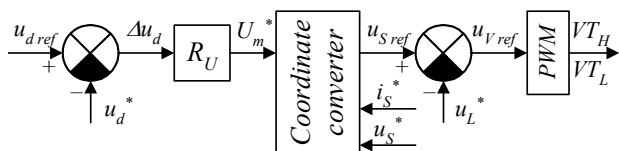


Рис. 3. Структурная схема СУ с векторным управлением.

**Моделирование работы схемы.** Моделирование работы активного выпрямителя с двумя структурами систем управления было проведено в программном пакете Matlab/Simulink применительно к единой силовой схеме, соответствующей рис. 1. Внешний вид Matlab модели силовой схемы преобразователя, приведен на рис. 4. Она содержит следующие блоки:

- силовая схема – блоки 1, 2, 5, 6, 10-12, 15, 16, 19;
- системы управления – блоки 4, 13, 17;
- датчики токов и напряжений – блоки 3, 7-9, 14;

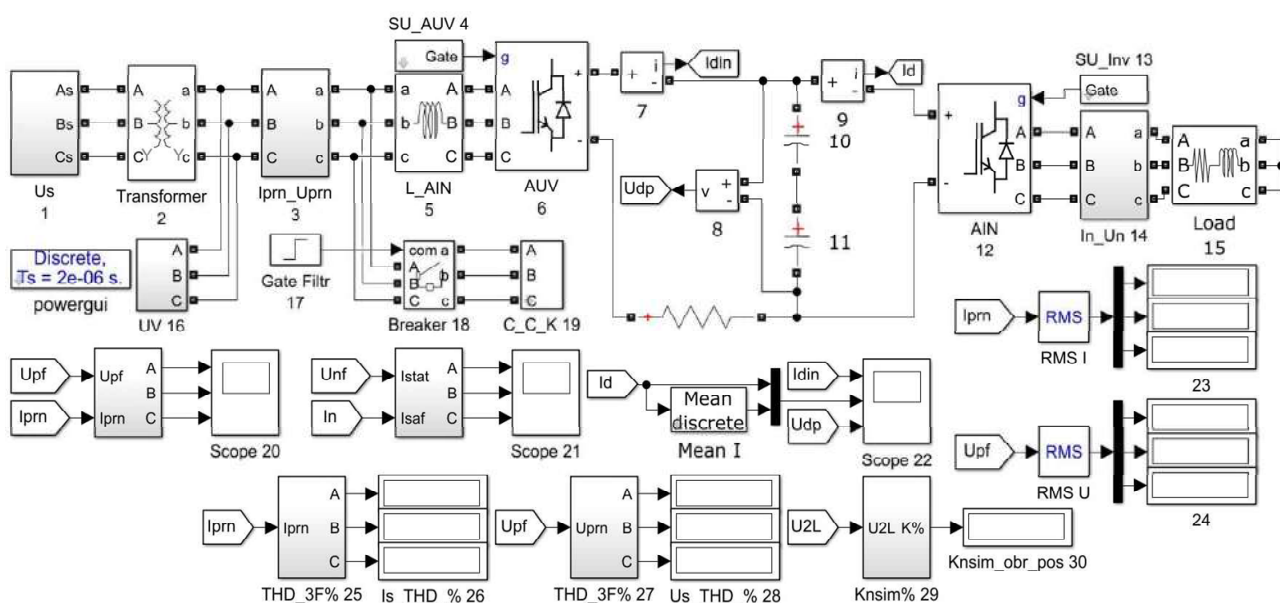


Рис. 4. Matlab модель силовой схемы АВИН

- расчётчики параметров – блоки 25, 27, 29;
- вывода информации – блоки 20-24, 26, 28, 30.

Назначение основных блоков силовой схемы:

1 – сеть трёхфазного переменного напряжения; 2 – силовой трансформатор; 5 – входные реакторы АВИН; 6 – мост АВИН; 10, 11 – ёмкости звена постоянного тока; 12 – мост АИН; 15 – нагрузка; 16 – дополнительная нагрузка; 19 – фильтр высоких частот.

Параметры силовых цепей модели заданы в строгом соответствии с данными силовой схемы электропривода (рис. 1), приведенными выше. Дополнительной нагрузкой схемы (16) является шестипульсовый мостовой управляемый выпрямитель установленной мощностью 300 кВт, работающий с углом управления 60 эл. град. Он вносит в напряжение вентильной обмотки преобразовательного трансформатора коммутационные искажения. Фильтр высоких частот (19) предназначен для борьбы с искажениями в питающем напряжении на частоте работы АВИН. Он может подключаться к схеме через коммутатор (18) в момент времени, задаваемый блоком 17. Блоки расчёта параметров (25, 27, 29) позволяют рассчитать коэффициент несимметрии напряжения по обратной последовательности, коэффициенты гармонических искажений тока и напряжения каждой фазы вентильной обмотки преобразовательного трансформатора и вывести эти данные в процентах (блоки 26, 28, 30). Блоки 23 и 24 отображают действующие значения тока и напряжения каждой фазы вентильной обмотки трансформатора для оценки их возможной несимметрии. Блоки осциллографов (20-22) позволяют наглядно оценить мгновенные значения параметров схемы.

Моделирование производилось для трёх вариантов работы систем управления АВИН (блок 4): нерегулируемый режим – импульсы управления транзисторами не выдаются и АВИН работает в режиме диодного выпрямителя; режим работы с параметрической СУ по структуре рис. 2; режим работы с векторной СУ по структуре рис. 3.

В качестве долговременных искажающих факторов были приняты: коммутационные искажения, вносимые дополнительной нагрузкой при её параллельной работе с основным преобразователем; снижение питающего напряжения фазы *B* на 10 % от номинального значения; сдвиг напряжения фазы *C* на 130 эл. град. относительно напряжения фазы *B*. Все измерения проводились с включенным фильтром высоких частот.

На рис. 5 приведены временные диаграммы сетевого напряжения и тока для нерегулируемого режима работы (АВИН работает как диодный выпрямитель) при отсутствии дополнительных искажений, вносимых в напряжение питающей сети в результате воздействия внешних факторов. Из диаграмм видно, что форма сетевого тока существенно отличается от синусоиды, а его суммарный коэффициент гармонических искажений ( $THD_I$ ) в разы превышает предельно допустимые значения, что подтверждают данные, приведенные в табл. 2.

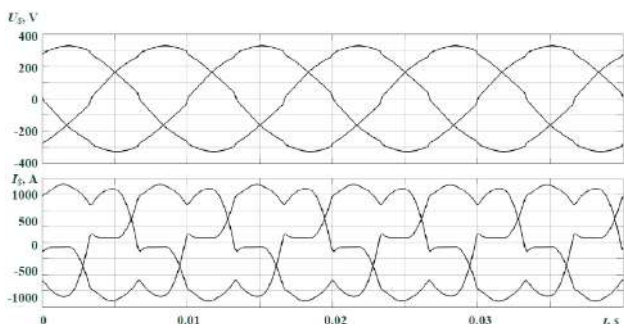


Рис. 5. Напряжение и ток сети в нерегулируемом режиме без искажений параметров сети

Таблица 2

Параметры питающей сети для трёх вариантов работы систем управления АВИН в условиях отсутствия внешних сетевых искажений

Тип схемы	Диодный выпрямитель			Параметрическая СУ АВИН			Векторная СУ АВИН		
	А	В	С	А	В	С	А	В	С
$I_2$	499,8	499,0	499,9	468	468,1	468,3	467,7	467,8	468,2
$U_2$	228,2	228,2	228,2	229,4	229,4	229,4	229,4	229,4	229,4
$THD_I$	25,23	25,37	25,36	2,88	2,86	2,88	2,88	2,85	2,86
$THD_U$	2,99	2,99	2,99	4,44	4,43	4,44	4,43	4,42	4,43
$K_{NS2}$	0,002			0,0007			0,0007		

Из табл. 2 также видно, что независимо от типа СУ, АВИН позволяет эффективно устранить нежелательную генерацию в сеть высших гармоник тока и получить нормально допустимые значения  $THD_I$  и  $THD_U$ .

Анализируя данные из табл. 2 можно говорить об одинаковой эффективности параметрической и векторной СУ АВИН в режиме симметричной неискажённой сети. Временные диаграммы сетевого напряжения и тока для этого случая, приведенные на рис. 6, идентичны для обоих типов СУ.

Внесение симметричных коммутационных искажений от дополнительной нагрузки, работающей параллельно с основным преобразователем, заметно усугубляют картину работы схемы в нерегулируемом

режиме и, согласно табл. 3, дают незначительные преимущества векторной системе управления. Временные диаграммы работы схемы в нерегулируемом режиме приведены на рис. 7. На рис. 8 приведены диаграммы, иллюстрирующие работу АВИН в режиме симметричных искажений, характерные для обеих систем управления.

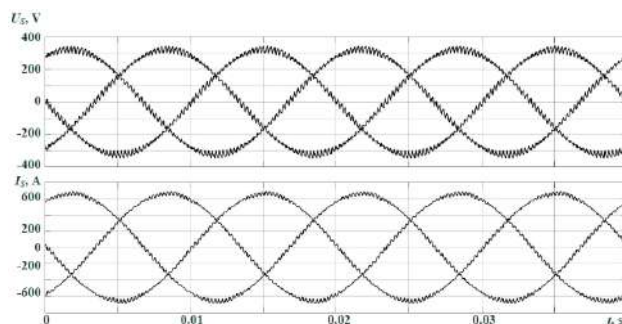


Рис. 6. Напряжение и ток сети с АВИН в режиме симметричного неискажённого источника питания

Таблица 3

Параметры питающей сети для трёх вариантов работы СУ АВИН в условиях внешних симметричных искажений

Тип схемы	Диодный выпрямитель			Параметрическая СУ АВИН			Векторная СУ АВИН		
	А	В	С	А	В	С	А	В	С
$I_2$	548,0	547,8	549,1	496,9	496,3	496,0	496,6	495,7	496,0
$U_2$	215,3	215,3	215,3	217,6	217,6	217,6	217,7	217,7	217,7
$THD_I$	29,75	30,33	30,13	4,95	4,99	5,04	4,75	4,79	4,73
$THD_U$	7,45	7,43	7,46	9,36	9,39	9,42	9,44	9,47	9,45
$K_{NS2}$	0,004			0,0006			0,0005		

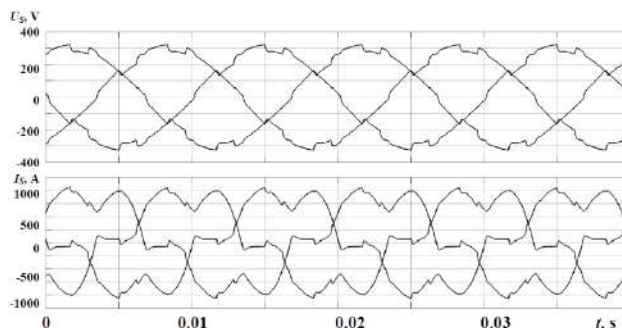


Рис. 7. Напряжение и ток сети в нерегулируемом режиме в условиях внешних симметричных искажений

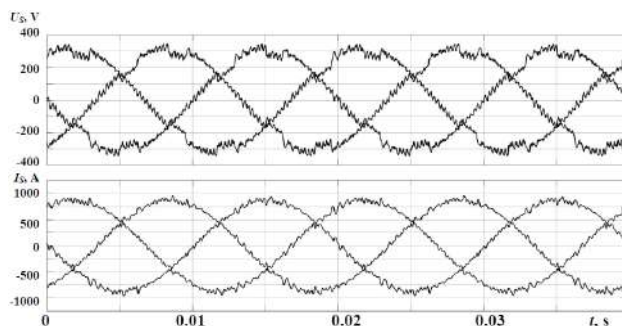


Рис. 8. Напряжение и ток сети с АВИН в условиях внешних симметричных искажений

Оценим качество работы рассматриваемых систем управления, внося дополнительную асимметрию в напряжение питающей сети.

Параметры сети при трёх вариантах работы систем управления АВИН в условия глубоких сетевых искажений

Тип схемы	Без АВИН			Параметрическая СУ			Векторная СУ		
	А	В	С	А	В	С	А	В	С
$I_2$	775,6	579,4	516,6	611,6	517,1	576,9	580,6	559,6	572,5
$U_2$	198,4	168,4	193,7	200,6	170,6	194,2	200,9	170,8	194
$THD_I$	17,08	39,34	30,8	3,5	3,14	3,48	3,4	2,95	3,47
$THD_U$	4,15	6,54	7,21	6,31	6,66	8,18	6,39	6,69	8,31
$K_{NS2}$	9,85			9,5			9,51		

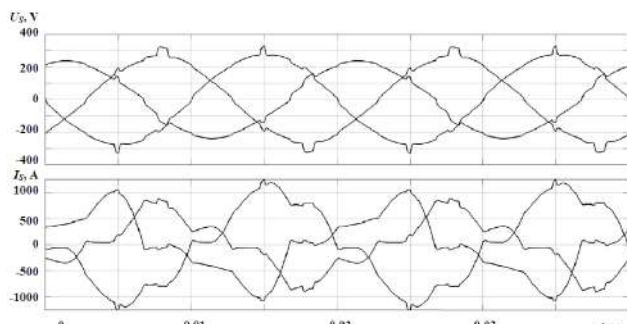


Рис. 9. Напряжение и ток сети в нерегулируемом режиме в условиях глубоких несимметричных искажений

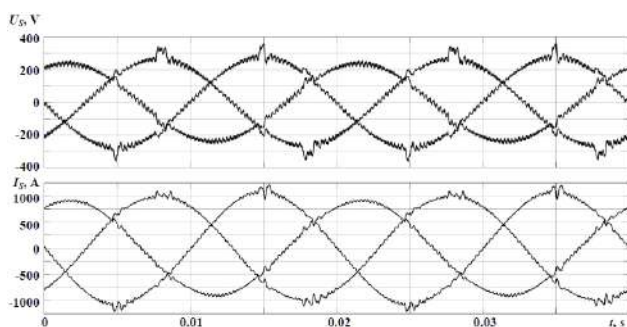


Рис. 10. Напряжение и ток сети с параметрической СУ в условиях глубоких несимметричных искажений

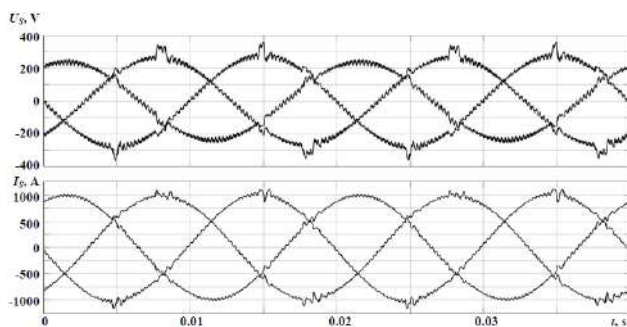


Рис. 11. Напряжение и ток сети с векторной СУ АВИН в условиях глубоких несимметричных искажений

В табл. 4 приведены показатели оценки качества сети при глубоких несимметричных искажениях напряжения источника питания для трех режимов работы СУ АВИН.

Анализ полученных данных показывает, что при глубоком искажении параметров сети и работе АВИН в неуправляемом режиме сетевой ток и напряжение существенно отличаются от синусоиды, присутствует асимметрия токов и напряжений по фазам, превышены показатели  $THD_I$  и  $THD_U$ . При работе АВИН в таких условиях векторная СУ оказывается уже ощутимо более эффективной, чем параметрическая – она значительно лучше симметрирует потребляемые из сети токи.

Значения  $THD_I$  и  $THD_U$  при работе двух типов СУ практически одинаковы и соответствуют нормам [8]. Улучшить симметрию питающих напряжений не позволяет ни одна из рассмотренных СУ.

### Выводы.

1. В условиях симметричных искажений питающего напряжения предложенная авторами векторная система управления АВИН имеет незначительное преимущество перед параметрической.

2. При наличии несимметрии в напряжении источника питания, АВИН с векторной системой управления потребляет из питающей сети ток, отклонение действующего значения которого от номинального не превышает 2 % в каждой фазе. Отклонение же действующего значения тока фаз от номинала в параметрической системе достигает 10 % как в большую, так и в меньшую сторону. То есть, в режиме глубоких искажений напряжения питающей сети АВИН с векторной системой управления значительно лучше симметрирует потребляемый из трёхфазной сети ток, чем с параметрической.

3. АВИН показал высокую эффективность во всех режимах работы, продемонстрировав допустимые нормами значения для суммарного коэффициента гармонических искажений тока и напряжения сети в точке подключения. Проведенные исследования позволяют говорить, что использование векторных систем управления, по мнению авторов, является наиболее перспективным, а их дальнейшее исследование и оптимизация – актуальной задачей.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ / REFERENCES

- Vaideeswaran V., Sankar N. Control Techniques of Three Phase PWM Rectifier. *International Journal of Engineering and Advanced Technology*, 2018, vol. 8, iss. 2S, pp. 148-152. Available at: <https://www.ijeat.org/wp-content/uploads/papers/v8i2s/B10391282S18.pdf> (Accessed 10.10.2020).
- Jamma M., Akherraz M., Barar M. ANFIS Based DC-Link Voltage Control of PWM Rectifier-Inverter System with Enhanced Dynamic Performance. *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington, DC, USA, 2018, pp. 2219-2224. doi: <https://doi.org/10.1109/iecon.2018.8591620>.
- Premkumar K., Prema Kandasamy, Vishnu Priya M., Thamizhselvan T., Ron Carter S.B. Three-Phase Rectifier Control Techniques: A Comprehensive Literature Survey. *International Journal of Scientific and Technology Research*, January 2020, vol. 9, iss. 1, pp. 3183-3188. Available at: <http://www.ijstr.org/final-print/jan2020/Three-phase-Rectifier-Control-Techniques-A-Comprehensive-Literature-Survey.pdf> (Accessed 10.10.2020).
- Trinh Q.N., Choo F.H., Tang Y., Wang P. Control Strategy to Compensate for Current and Voltage Measurement Errors in

Three-Phase PWM Rectifiers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, May 2019, vol. 55, no. 3, pp. 2879-2889. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2019.2894107>.

5. Zhou D., Li X., Tang Y. Multiple-Vector Model-Predictive Power Control of Three-Phase Four-Switch Rectifiers With Capacitor Voltage Balancing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jul. 2018, vol. 33, no. 7, pp. 5824-5835. doi: <https://doi.org/10.1109/tpel.2017.2750766>.

6. Krylov D., Kholod O., Radohuz S. Active rectifier with different control system types. *2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Istanbul, Turkey, 2020, pp. 273-278. doi: <https://doi.org/10.1109/ieps51250.2020.9263226>.

7. Tlili F., Bacha F., Guesmi M. New switching lookup table for direct power control of a three-phase PWM rectifier. *2018 9th International Renewable Energy Congress (IREC)*, Hammamet, Tunisia, 2018, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/irec.2018.8362513>.

8. *IEEE STD 519-2014*. Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2014.6826459>.

Поступила (Received) 10.11.2020

Принята (Accepted) 29.12.2020

Опубликована (Published) 05.04.2021

Крылов Денис Сергійович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,  
Холод Ольга Ігорівна<sup>1</sup>, к.т.н., старший викладач,

<sup>1</sup> Національний технічний університет  
«Харківський політехнічний інститут»,  
61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,  
e-mail: Denis.Krylov@khipi.edu.ua, Olha.Kholod@khipi.edu.ua

D.S. Krylov<sup>1</sup>, O.I. Kholod<sup>1</sup>

<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

### The efficiency of the active controlled rectifier operation in the mains voltage distortion mode.

**Goal.** Checking the efficiency of the active rectifier with differences types of control systems in conditions of deep voltage distortions of a three-phase three-wire supply network. **Methodology.**

The authors have used the Matlab/Simulink software environment to create a model of an active rectifier with various types of control systems as part of a frequency electric drive. We performed a series of simulations of the operating modes of an active rectifier with various control systems when the supply voltage is distorted.

**Results.** When the active rectifier is operating in an unregulated mode, the distortions of the current and mains voltage exceed the maximum permissible values. The quality indicators of the mains current and mains voltage are significantly higher than the normally permissible values. In the absence of voltage distortions in the supply network, the operation of the active rectifier can effectively eliminate the distortions of the mains current, regardless of the type of control system of the active rectifier. In conditions of deep distortions of the supply network voltage, the operation of an active rectifier with a vector control system is more efficient than with a parametric control system. **Originality.** Criteria for determining the quality of consumed electricity at the connection point of the circuit are proposed. **Practical significance.** Recommendations have been developed for the use of active rectifier control systems when working with a distorted power supply voltage. References 8, tables 4, figures 11.

**Key words:** active rectifier, vector control system, parametric control system, PWM frequency, mains voltage distortion, mains current distortion, total harmonic distortion.

А.А. Шавѐлкин, J. Gerlici, И.А. Шведчикова, К. Kravchenko, Г.В. Кругляк

## УПРАВЛЕНИЕ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕМ ПОДКЛЮЧЕННОЙ К СЕТИ С МНОГОЗОННОЙ ТАРИФИКАЦИЕЙ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С АККУМУЛЯТОРОМ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ СОБСТВЕННЫХ НУЖД ЛОКАЛЬНОГО ОБЪЕКТА

*Удосконалено принципи управління і перерозподілу енергії, яка накопичується в акумуляторній батареї, в фотоелектричній системі локального об'єкта, підключеного до мережі з багатозонною тарифікацією при виключенні генерації енергії в мережу. За рахунок енергії батареї в найбільш навантажені пікові години та частково в денний час система працює автономно і не залежить від можливих спотворень якості електроенергії в мережі. Запропоновано сценарії рекомендованого графіка навантаження відповідно до відношення прогнозованого значення денної генерації енергії фотоелектричної батареї до її можливого максимального значення. Запропоновано методичку розрахунку рекомендованого навантаження з поточним корегуванням за фактичною генерацією і ступенем заряду батареї, що дозволяє врахувати відхилення фактичної генерації фотоелектричної батареї від прогнозного значення і фактичного навантаження від рекомендованого. Розроблено імітаційну модель енергетичних процесів в системі з корегуванням значення рекомендованого навантаження. Працездатність запропонованих рішень підтверджено моделюванням в Matlab і на експериментальній установці на базі стандартного гібридного інвертора. Отримані рішення є основою для проектування нових і модернізації існуючих фотоелектричних систем локальних об'єктів з використанням програмно-технічних комплексів управління електроспоживанням. Бібл. 18, рис. 4.*

**Ключові слова:** багатозонний тариф, перерозподіл енергії, ступінь заряду акумулятора, ШИМ, сценарії рекомендованого навантаження з поточним корегуванням, моделювання.

*Усовершенствованы принципы управления и перераспределения энергии, накапливаемой в аккумуляторной батарее, в фотоэлектрической системе локального объекта, подключенного к сети с многозонной тарификацией при исключении генерации энергии в сеть. За счет энергии батареи в наиболее нагруженные пиковые часы и частично в дневное время система работает автономно и не зависит от возможных нарушений качества электроэнергии в сети. Предложено сценарии рекомендованного графика нагрузки в соответствии с отношением прогнозируемого значения дневной генерации энергии фотоэлектрической батареи к ее возможному максимальному значению. Предложена методика расчета рекомендованной нагрузки с текущей корректировкой по фактической генерации и степени заряда батареи, что позволяет учесть отличия фактической генерации фотоэлектрической батареи от прогнозного значения и фактической нагрузки от рекомендованной. Разработана имитационная модель энергетических процессов в системе с корректировкой значения рекомендованной нагрузки. Работоспособность предложенных решений подтверждена моделированием в Matlab и на экспериментальной установке на базе стандартного гибридного инвертора. Полученные решения являются основой для проектирования новых и модернизации существующих фотоэлектрических систем локальных объектов с использованием программно-технических комплексов управления электропотреблением. Библ. 18, рис. 4.*

**Ключевые слова:** многозонный тариф, перераспределение энергии, степень заряда аккумулятора, ШИМ, сценарии рекомендованной нагрузки с текущей корректировкой, моделирование.

**Введение.** «Зеленая» энергетика и, в первую очередь, фотоэлектрические системы (ФЭС) получают все большее распространение в современных условиях. Это касается и «малой» энергетике, в частности, субъектов хозяйственной деятельности – локальных объектов (ЛО) различного назначения. При этом использование комбинированных (гибридных) ФЭС с аккумуляторной батареей (АКБ) и подключением к распределительной сети (РС) позволяет: повысить надежность электроснабжения за счет функции бесперебойного питания в условиях отключений напряжения при использовании солнечной генерации и энергии АКБ; повысить потребляемую мощность ЛО, особенно это актуально при наличии лимита на мощность от энергосистемы, когда использование ФЭС дешево, чем строительство новой линии электропередачи и оборудования подключения к РС.

Заинтересованность в продаже электроэнергии по «зеленому» тарифу наряду с обеспечением собственных нужд не является определяющей для ЛО, что связано с завышением мощности ФЭС и с необходимостью оформления разрешительных документов. К тому же подходы к «зеленым» тарифам меняются, а сами тарифы уменьшаются [1]. В этом плане многообещающим является принятый в мировой практике подход, когда потребитель является просьюмером [2], и энергия потребляется там, где она генерируется. Это частично снимает

проблемы с управлением генерацией в энергосистеме и необходимостью обеспечения баланса энергии.

Эффективность внедрения ФЭС для субъектов хозяйственной деятельности определяется в соответствии с приростом производства продукции и улучшением условий работы. Вместе с тем внедрение таких систем должно обеспечивать снижение затрат на оплату потребления электроэнергии из РС особенно с учетом постоянного роста тарифов. Перспективным является использование ФЭС с АКБ при подключении к РС с многозонной тарификацией с перераспределением энергии между тарифными зонами [3-5].

О реальной потребности в таких ФЭС свидетельствует то, что на электротехническом рынке широко представлены готовые решения [6-8] и разработки «гибридных» инверторов. Эти решения представляют современные программно-технические комплексы: с питанием ЛО от автономного инвертора напряжения (АИН) и переключением нагрузки ЛО к РС (байпас) при недостаточной генерации фотоэлектрической батареи (ФБ) и энергии АКБ; с сетевым инвертором (СИ), когда нагрузка и СИ работают параллельно с РС. Данные решения предназначены для использования в одноставочном тарифе, имеют развитый интерфейс с возможностью дистанционного контроля параметров, например, с выводом на смартфон. Имеют

возможность перенастройки параметров, однако все осуществляет оператор, и эффективное их применение требует опыта и навыков. Отсутствуют функции формирования рекомендаций и автоматической настройки согласно прогнозу погоды.

Цикл работы гибридных инверторов предусматривает питание нагрузки ЛО от ФБ с подзарядом АКБ, при недостаточной энергии ФБ используется энергия АКБ. При снижении степени заряда АКБ до порогового значения осуществляется переход в режим байпас, и нагрузка ЛО подключается к РС с зарядом АКБ (от ФБ и РС); при достаточности энергии АКБ питание ЛО вновь осуществляется от АКБ. Совершенствование ФЭС в условиях многозонной тарификации связано с привязкой переключений режимов работы к часам тарифных зон, управлением поступлением энергии от ФБ и зарядом АКБ. При этом появляется возможность исключения потребления энергии во время пиковых нагрузок [4, 5], исключается разряд заряженной с ночи АКБ (по ночному тарифу) в утренние часы до утреннего пика, а также обеспечивается заряд АКБ до вечернего пика.

В реальных условиях при использовании изношенных и перегруженных РС преимущество имеет вариант с АИН, который в случае исключения потребления энергии из РС во время пиковых нагрузок и в течение светового времени обеспечивает автономное функционирование ЛО. При этом качество напряжения ЛО определяется АИН, что будет способствовать нормальному функционированию ЛО в случае ухудшения качества напряжения РС. При использовании СИ, работающего параллельно с РС, переключение в автономный режим можно осуществить отключением от РС.

В решениях ФЭС с гибридными инверторами рассматривается использование АКБ, энергоемкость  $W_B$  которой изменяется в широких пределах –  $W_B = 1-4.8$  кВт·час для ФБ с мощностью  $P_F=1$  кВт. Очевидно, что значение  $W_B$  определяется алгоритмом функционирования системы. В тоже время стоимость АКБ значительна и требует обоснования из условия достаточности.

Перспективным выглядит использование суточного метеопрогноза с формированием рекомендаций по графику нагрузки ЛО  $P_L(t)$ , что позволит планировать режимы функционирования и обеспечивать снижение потребления энергии из РС в более дорогие тарифы. Появляется возможность автоматической настройки соответственно сезону и прогнозу. Используются различные подходы с использованием данных метеосайтов [9]. Интересным и современным решением является прогнозирование с использованием нейронных сетей [10, 11]. Вместе с тем наличие самого точного прогноза не решает вопроса эффективного использования энергии ФБ и АКБ без привязки к нему  $P_L(t)$ . И здесь уместным выглядит использование системы с формированием рекомендованного в соответствии с прогнозом графика  $P_{LR}(t)$  нагрузки при различных сценариях работы. Поскольку обеспечить точное соответствие нагрузки  $P_{LR}(t)$  невозможно, целесообразным является использование текущей корректировки  $P_{LR}(t)$ . Корректировка может осуществляться по фактическим параметрам ФЭС. Этот вопрос требует дополнительного изучения. При этом достаточной для эффективной корректировки может быть точ-

ность прогноза генерации ФБ  $P_{PI}(t)$  на уровне данных метеосайта [12].

Эффективным инструментом для исследования возможностей управления энергетическими процессами в ФЭС является имитационное моделирование [13-15]. При этом введении дополнительных элементов позволяет оценить возможности и эффективность коррекции графика нагрузки  $P_{LR}(t)$  при различных отклонениях фактической  $P_{PIF}(t)$  и прогнозируемой  $P_{PIP}(t)$  генерации ФБ.

**Целью работы** является совершенствование принципов управления фотоэлектрической системой с аккумуляторной батареей и автономным функционированием в дневные часы для локального объекта, подключенного к сети с многозонной тарификацией при исключении генерации энергии в сеть.

Необходимо решить следующие задачи:

- изучить возможность использования ограниченного количества сценариев работы с рекомендованным графиком нагрузки на основе прогноза генерации ФБ с текущей корректировкой по фактическим значениям генерации и степени заряда АКБ;
- разработать имитационную модель системы для исследования энергетических процессов в суточном цикле с использованием коррекции рекомендованной нагрузки;
- выполнить экспериментальную проверку на базе стандартного гибридного инвертора.

**Структура силовых цепей ФЭС.** Структура ФЭС с АКБ (на примере однофазного варианта реализации ФЭС, рис. 1) базируется на стандартном подходе и содержит: автономный инвертор (VSI) с выходным LC фильтром, ФБ (PV), АКБ (SB), нагрузку Load, РС (G) и коммутационные аппараты. ФБ подключается ко входу АИН через повышающий преобразователь постоянного напряжения DC/DC1 с реализацией функции поиска точки максимальной мощности (Maximum Power Point Tracking – MPPT), АКБ через – DC/DC2 (контроллер заряда) с двухсторонней проводимостью. В качестве исходного рассмотрен вариант с использованием гибридного инвертора типа Axioma Energy ISMPPT 3000 (3 кВА). Нагрузка ЛО подключена к выходу АИН и через контактор K1 с симистором VS – к РС. АИН с ШИМ и выходным фильтром используется в качестве источника синусоидального напряжения, а при подключении нагрузки к сети – в режиме заряда АКБ. K1 нужен для отключения ФЭС от РС при исчезновении в ней напряжения (аварийный режим). VS используется для исключения паузы при подключении к РС при восстановлении в ней напряжения (сначала замыкается K1, и после синхронизации напряжения АИН  $u_C$  с напряжением сети  $u_g$  включается симистор). Для отключения ФБ используется реле K2. Датчики напряжения и тока на рис. 1 не показаны.

Рассмотрим работу ФЭС в суточном цикле с автономным функционированием при достаточности энергии ФБ и АКБ для потребления нагрузки ЛО и переключением на байпас, когда энергии ФБ и АКБ недостаточно. Вариант графика нагрузки  $P_L(t)$  показан на рис. 2 (зоны байпаса выделены цветом). Приняты следующие условные зоны и относительные тарифы: дневной  $T_d=1$  ( $t_2=11.00 - t_3=20.00$ ), ночной  $T_n=0.4$  ( $t_6=22.00 - t_1=7.00$ ), пиковый утренний  $T_m=1.5$  ( $t_1=7.00 - t_2=11.00$ ) и вечерний  $T_e=1.5$  ( $t_5=20.00 - t_6=22.00$ ). В данном случае рассмотрен неблагоприятный вариант, когда пиковые нагрузки смещены на часы минимальной генерации ФБ.

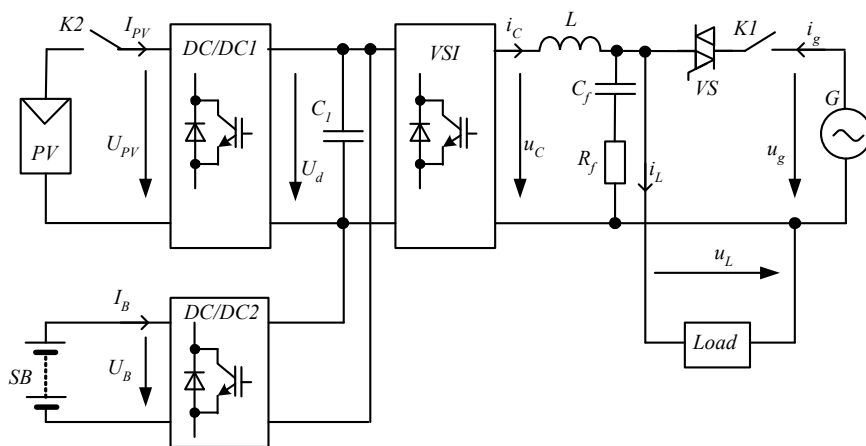


Рис. 1. Структура силовых цепей ФЭС

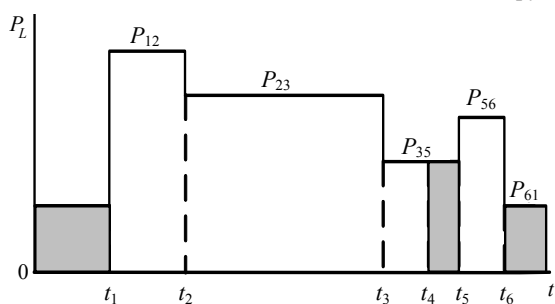


Рис. 2. Зависимость  $P_L(t)$

При этом нужно учитывать особенности зарядных характеристик АКБ. В стандартном решении используется заряд в три стадии [16, 17]. При этом «активной» является первая стадия при степени заряда SOC (SOC – state of charge) АКБ  $Q^* = 100 \cdot Q / Q_r \leq 80\%$  ( $Q$  и  $Q_r$  – соответственно, текущее и номинальное значение), когда ток заряда  $I_B$  для различных типов АКБ может изменяться от 0 до  $I_{B\max} = (2 \div 3) I_{Br} = (0.2 \div 0.3) C_B$  ( $C_B$  – емкость АКБ,  $I_{Br} = 0.1 C_B$  – номинальное значение). При дальнейшем заряде ток значительно уменьшается и, соответственно, снижается способность АКБ принимать энергию.

Глубина разряда DOD (DOD – depth of discharge) и количество циклов разряда  $n_{rc}$  при этом определяют срок службы АКБ. Обычно приемлемая DOD не превышает 30-50%. Таким образом, DOD необходимо контролировать, ограничивать (не ниже 50%) и поддерживать SOC в активной зоне, например, 75-80%. Это возможно с использованием релейного регулятора, воздействующего на реле K2 (рис. 1) с отключением ФБ. Это касается интервала времени, когда  $P_{PV} > P_L$  и возможен заряд АКБ с использованием энергии ФБ. В предвечернее время, когда  $P_{PV} \leq P_L$ , при снижении  $Q^*$  до заданного значения  $Q^*_d$  нагрузка и инвертор подключаются к РС с зарядом АКБ от ФБ и сети.

Автономная работа ФЭС при ограниченной емкости АКБ также накладывает дополнительное ограничение – необходимость снижения генерации СБ, когда ее энергия является избыточной и ее некуда девать.

Исходим из данных по генерации ФБ  $P_{PV}(t)$  1 кВт в условиях Киева по архивным данным [18]. В качестве показателя эффективности ФЭС используем упрощенный показатель  $k_E = C_1 / C_2$  ( $C_1$  и  $C_2$  – стоимость электроэнергии, потребляемой ЛО, и стоимость электроэнергии, потребляемой из РС). Рассмотрим различные варианты графиков нагрузки ЛО при постоянной генерации  $P_{PV}(t)$  и при изменении емкости АКБ. Энергия

$W_{Bf}$ , отдаваемая АКБ с учетом КПД  $\eta_B$  АКБ и КПД  $\eta_C$  преобразователя –  $W_{Bf} = W_B \eta_B \eta_C$  ( $W_B = U_B C_B$ ,  $U_B$  – напряжение АКБ). Принимаем значения  $W_{Bf}$  от 1 кВт·час до 4.8 кВт·час. Рассматриваем вариант использования свинцово-кислотных АКБ типа OPzV12-100 (12 V, 100 Ah), которые при DOD до 50% предусматривают не менее 2500 циклов разряда. При двухчасовом разряде при  $U_B = 1.85$  В,  $I_B = 29.5$  А мощность разряда 57.6 Вт, и, соответственно,  $\eta_B = 0.947$  [17]. При этом АКБ используется в активной зоне заряда до  $Q^* = 80\%$  и только в часы, предшествующие пиковым часам, возможен заряд АКБ от сети свыше 80%.

**Режим работы с постоянной нагрузкой с 7.00 до 20.00.** В вечернее время при снижении генерации ФБ неизбежно подключение к РС в момент  $t_4$ . Принимаем контрольные значения  $Q^*_1 = 95\%$ ,  $Q^*_5 = 85\%$ ,  $Q^*_4 = 62\%$ ,  $Q^*_{\min} \geq 50\%$ . В соответствии с [17] длительность заряда АКБ с  $Q^*_4 = 62\%$  до  $Q^*_5 = 83-85\%$  составляет примерно  $\Delta t = 2.5$  часа, соответственно,  $t_4 = 17.30$ .

В часы вечернего пика ( $t_5, t_6$ ) при  $\Delta Q^*_{56} = Q^*_5 - Q^*_{\min}$  значение мощности  $P_{56}$  нагрузки можно принять из условия обеспечения двухчасового разряда ( $t_{56} = 2$  ч)

$$P_{56} = \frac{\Delta Q^*_{56} W_{Bf}}{(t_6 - t_5) 100} \quad (1)$$

Для интервала ( $t_1, t_4$ )  $\Delta Q^*_{14} = Q^*_1 - Q^*_4$ ,  $W_{PV14}$  – энергия, генерируемая ФБ на интервале ( $t_1, t_4$ ) в соответствии с  $P_{PV}(t)$ , и мощность нагрузки  $P_L = P_{14} = P_{15}$

$$W_{B14} = \frac{\Delta Q^*_{14} W_{Bf}}{(t_4 - t_1) 100} \quad (2)$$

$$P_{14} = \frac{W_{B14} + W_{PV14} \eta_C}{t_4 - t_1} \quad (3)$$

Чтобы исключить глубокий разряд АКБ ( $Q^*_{2} \geq 62\%$ ) в часы утреннего пика ( $t_1, t_2$ ) аналогичный расчет выполняется для  $P_{12}$ . В качестве  $P_L$  принимается меньшее значение мощности.

При заряде АКБ от сети потребляется энергия:

- на интервале ( $t_6, t_1$ ) –  $W_{BC} = 0.01 \Delta Q^*_{61} W_{Bf}$ ;
- на интервале ( $t_4, t_5$ ) –  $W_{BC45} = 0.01 \Delta Q^*_{45} W_{Bf}$ .

Часть энергии АКБ компенсируется энергией  $W^1_{PV45}$ , генерируемой ФБ в это время –  $W^1_{PV45} = W_{PV45} \eta_B \eta_C$  (к  $t_1$  АКБ практически заряжен, и энергия ФБ не используется).

Принимаем ночную нагрузку ЛО  $P_{LN} = P_{14} / 3$ . Тогда

$$k_E = \frac{0.4(t_6 - t_1) P_{LN} + 1.5[P_L(t_2 - t_1) + P_{56}(t_6 - t_5)] + P_L(t_5 - t_2)}{0.4(t_6 - t_1) P_{LN} + 0.4 W_{BC} + 1.0 W_{BC45} + P_L(t_5 - t_4) - W^1_{PV45}}$$



Значения показателя  $k_E$  при  $W_{PVC} = \text{const}$  ( $W_{PVC}$  – общая энергия, генерируемая ФБ) с увеличением  $W_B$  снижаются. Так, при  $W_B=1828$  Вт·час –  $k_E=3.45$ , при увеличении емкости в 1.5 раза ( $W_B=2742$  Вт·час) –  $k_E=3.4$ , при увеличении емкости в 2 раза ( $W_B=3656$  Вт·час) –  $k_E=3.17$ . При  $W_B=2742$  Вт·час значения  $Q^*_2=Q^*_4$ , т.е. имеет место баланс энергии, генерируемой ФБ и потребляемой нагрузкой. При меньшей емкости АКБ значения  $Q^*_2 < Q^*_4$  и имеет место избыток энергии ФБ после 11.00, что приводит к заряду АКБ  $Q^*_{\geq 80}$  % и необходимости регулирования поступления энергии от ФБ, т.е. энергия ФБ недоиспользуется. При большей емкости АКБ ситуация обратная и  $Q^*_4 < Q^*_2$ . При близких значениях  $k_E$  для  $W_B=1828$  Вт·час и  $W_B=2742$  Вт·час следует учитывать, что при  $W_B=1828$  Вт·час значение мощности нагрузки  $P_{12} \approx P_{AVD}$  ( $P_{AVD}$  – среднее за день значение мощности генерации ФБ), а в вечерний пик  $P_{56}$  практически вдвое ниже. При  $W_B=2742$  Вт·час значение  $P_{56}$  близкое к  $P_{AVD}$ , а  $P_{12}$  превышает  $P_{AVD}$ , т.е. это значение емкости АКБ предпочтительнее.

Время солнечной активности для летнего периода ограничено  $t_3=16.30$  и значение  $k_E$  можно увеличить (до  $k_E=(4.1-4.6)$ ) при снижении  $P_L$  на интервале  $(t_3, t_5)$ . При этом увеличивается  $P_{13}$ . Однако возможности АКБ недоиспользуются в утренние пиковые часы.

Рассмотрим вариант  $P_L(t)$  (рис. 2) при обеспечении максимального значения  $P_{12}$  и снижения нагрузки  $P_{35}$ . Это позволит сократить время байпаса до 1.5 часов ( $t_4=18.30$ ), что достаточно для заряда АКБ на 10 %. Полагаем, что  $Q^*_1=95$  %,  $Q^*_2=55$  %,  $Q^*_3=78$  % (меньше 80 %),  $Q^*_4=75$  %,  $Q^*_5=85$  %.

Значения  $W_{B12}$ ,  $W_{B23}$ ,  $W_{B34}$  определяются в соответствии с (2),  $P_{12}$ ,  $P_{23}$ ,  $P_{34}=P_{45}$  – в соответствии с (3),  $P_{56}$  – в соответствии с (1). Тогда

$$k_E = \frac{0.4(t_6-t_1)P_{LN} + 1.5[P_{12}(t_2-t_1) + P_{35}(t_6-t_5)] + P_{23}(t_3-t_2) + P_{34}(t_5-t_3)}{0.4(t_6-t_1)P_{LN} + 0.4W_{BC} + W_{BC45} + P_{45}(t_5-t_4) - W_{P145}}$$

По результатам расчета имеем такую же ситуацию относительно  $k_E$  при разных значениях емкости АКБ:  $W_B=1828, 2742, 3656$  кВт·час, когда  $k_E=5.47, 5.15, 4.73$ . Исходя из возможности обеспечения близких к  $P_{AVD}$  значений  $P_{23}$  и  $P_{56}$  при увеличении  $P_{12}$  предпочтительнее АКБ с  $W_B=2742$  кВт·час. Также АКБ должна быть способна принять энергию ФБ. Обычно допустимый ток заряда  $I_B \leq (0.2 \div 0.3)C_B$ . Максимальное значение мощности ФБ для ясного дня июня [18]  $P_{PV\max}=0.76P_{PV}$ . АКБ с  $W_B=2742$  Вт·час способна принять избыток энергии ФБ при  $P_L \geq 0.42P_{PVAD}$  и токе  $I_B=0.2C_B$ , а при  $I_B=0.277C_B$  – даже при  $P_L=0$ . Таким образом, принято  $P_{PV}$ :  $W_B=1:2.74$ .

Солнечная генерация зависит от сезона года и погодных условий, и рекомендуемую нагрузку тоже нужно менять. На первой стадии разработки рассмотрено три сценария  $P_{LR}(t)$ , которые определяются по соотношению  $w=W_{PVP}/W_{PVP\max}$  ( $W_{PVP}$  – энергия, генерируемая ФБ на текущий день по прогнозу,  $W_{PVP\max}$  – максимальное значение генерации ФБ по статистическим данным в ясный летний день). При мощности ФБ 1 кВт в условиях Киева [18] согласно  $W_{PVP\max}$  среднее за сутки значение мощности составляет  $P_{PVC} \approx 250$  Вт, за день  $P_{AVD}=500$  Вт. Если  $w \geq 0.7$  избирается сценарий нагрузки CS1, если  $0.7 > w \geq 0.4$  – CS2, если  $0.4 > w$  – CS3.

Сценарий CS1 ориентирован на максимальное использование энергии ФБ и АКБ в пиковые часы и в

дневное время (рис. 2), расчет значений мощности рассмотрен выше.

Цель сценария CS2 увеличить среднюю мощность нагрузки в дневное время при определенном увеличении продолжительности байпаса в вечернее время с 17.30 ( $t_4$ ) до 20.00. При этом имеем три ступени изменения нагрузки:  $(t_1, t_3=16.30)$ ,  $(t_3, t_5)$ ,  $(t_5, t_6)$ . Принимаем значение  $P_{35}=0.7P_{13}$ ,  $Q^*_4=62$  %,  $Q^*_1=95$  %. Энергия, потребляемая на интервале  $(t_1, t_4)$  нагрузкой,  $W_{L14}=P_{13}(t_3-t_1)+0.7P_{13}(t_4-t_3)=P_{13}[(t_3-t_1)+0.7(t_4-t_3)]$ . Значение  $W_{L14}=\eta_C W_{PVP14}+W_{B14}$ . Также определяется значение  $P_{12}$  из условия  $\Delta Q^*_{12} \leq 40$  %. Соответственно, должно выполняться условие  $P_{13} \leq P_{12}$ . Значение  $P_{56}$  определяется по (1). Таким образом, до 17.30 используется 1/3 энергии АКБ ( $\Delta Q^*_{14}=33$  %), которая добавляется к энергии ФБ, что при  $w=0.7$  позволяет обеспечить среднее значение мощности нагрузки на уровне  $0.8P_{AVD}$ , при  $w=0.4$  – на уровне  $0.5P_{AVD}$ .

В сценарии CS3 преобладает байпас, и реально исключение потребления энергии из РС в пиковые часы за счет энергии АКБ. График нагрузки аналогичный CS2. Принимать  $P_{LR}$  по расчету нет смысла, поскольку это значение является малым. Поэтому значение  $P_{12}$  принимается на уровне  $P_{12}=0.5P_{AVD}$  при осознанном увеличении расходов на оплату электроэнергии. Также в дневное время вводится ограничение  $Q^*_{\geq 60}$  %, поскольку в случае аварийного отключения РС при малой генерации ФБ можно в ночное время остаться без электроэнергии. Значение  $P_{56}$  определяется по (1). В ясный зимний день при  $w \approx 0.3$  в полуденные часы  $P_{PV}$  превышает значение  $P_{AVD}$ , поэтому в это время ФЭС работает автономно.

Основой для формирования рекомендованного графика нагрузки является метеопрогноз, который в течение дня может меняться, прогнозируемые значения  $P_{PVP}$  отличаются от фактической генерации  $P_{PVF}$ . Значения, которые может принимать фактическая нагрузка ЛО, имеют определенную дискретность и не могут точно соответствовать рекомендациям, также следует учитывать и особенности функционирования ЛО. Таким образом, возникает необходимость текущей корректировки рекомендаций, что возможно на базе значений  $P_{PVP}$  и  $P_{PVF}$ , а также фактической степени заряда  $Q^*_F$ .

Используется усредненное значение  $P_{PVPi}$  на интервале 5-10 мин, предшествующем моменту времени  $t_i$ , когда вносится коррекция. Определяется значение  $P_i = P_{PVFi}/P_{PVPi}$  ( $P_{PVPi}$  – значение на момент  $t_i$ ). Значение энергии ФБ на соответствующей ступени  $P_{LR}(t)$ , начиная с  $t_i$ , принимается равным  $W_{PVi} = P_i W_{PVPi}$  ( $W_{PVPi}$  – прогнозное значение). Значение  $P_{LR}(t)$  пересчитывается по соответствующим текущей ступени графика выражениям (1) – (3). В следующей точке корректировки  $t_{i+1}$  процедура аналогичная.

Для проверки эффективности данного метода разработана имитационная модель энергетических процессов в ФЭС с использованием блока корректировки рекомендованной нагрузки (Correction Load Unit – CLU). При этом предусмотрена возможность корректировки нагрузки ЛО в пошаговом режиме с использованием программируемой паузы и последующим продолжением моделирования. Шаг коррекции 0.5 ч. CLU включает в себя набор устройств выборки – хранения с шагом 0.5 ч для измерения значений  $P_{PVF}$ ,  $P_{PVP}$ ,  $Q^*_F$ . Расчет  $P_{LR}(t)$  производится по выражениям, соответствующим выбранному сценарию.

Значения  $W_{PVP}$  для соответствующих точек коррекции 7.00, 7.30, ...20.00 интервалам времени (например, для точки 7.30 в сценарии CS1 это интервал (7.30 – 11.00)), длительности интервалов (в данном случае  $t_2-t_1=3.5$  ч), а также контрольные значения  $Q^*_{C}$  по интервалам (в данном случае  $Q^*_{C}=Q^*_2=55$  %) задаются в табличной форме. Также в табличной форме задаются зависимости  $P_{PVP}(t)$  (по архивным данным [18] для г. Киева при  $P_{PVi}=1$  кВт),  $P_{PVF}(t)$  и  $P_{LRI}(t)$  – рекомендованный график нагрузки по прогнозу на момент  $t_1=7.00$ . Коррекция  $P_L$  осуществляется непосредственно в таблице  $P_{LRI}(t)$ . Также рассчитывается значение  $k_E$  за сутки.

Модель АКБ выполнена по каталожным данным. Заряд АКБ с учетом потерь энергии  $Q = Q_S + \int I_B^1 \cdot dt$ , где  $Q_S$  – начальное значение,  $I_B^1 = I_B \eta_B$  – при заряде и  $I_B^1 = I_B / \eta_B$  – при разряде АКБ. Значение  $I_B$  формируется в соответствии с зарядными характеристиками АКБ [17] в виде  $I_B(Q^*)$ . В режиме разряда введено ограничение допустимого значения  $I_{Brcmax}$  для 30 мин. Это реализовано при использовании регулируемого ограничения, когда верхний предел задается  $I_B(Q^*)$ , а нижний  $I_{Brcmax}$ . Напряжение АКБ также задается в виде зависимости  $U_B(Q^*)$ . Значение  $I_B$  в автономном режиме

$$I_B = \frac{K_2 P_{PV} \cdot \eta_C - P_L}{U_B},$$

где  $K_2$  – состояние реле ( $K_2=1$ , когда реле включено, и  $K_2=0$ , когда реле выключено).

Поскольку в автономном режиме поддерживается  $Q^* \leq 80$  %, ограничение тока  $I_B$  отсутствует.

При подключении к сети (байпас)

$$I_B = \frac{P_{PV} \cdot \eta_C + P_{ga} \cdot \eta_C}{U_B},$$

где  $P_{ga}$  – мощность, потребляемая из сети, когда  $P_{PV}$  недостаточно для обеспечения заряда АКБ с заданным значением тока с учетом ограничения, задаваемого как  $I_B(Q^*)$ .

Значение  $K_2$  задается релейным элементом, который переключается в состояние:  $K_2=0$  при  $P_{PV} \cdot \eta_C \geq P_L$  и условии  $Q^* \geq 80$  %;  $K_2=1$  при  $P_{PV} \cdot \eta_C < P_L$  и условии  $Q^* \leq 75$  %. Нагрузка подключается к сети при условии, что  $20.00 \geq t \geq 12.00$ ,  $P_{PV} \cdot \eta_C < P_L$ ,  $Q^* \leq Q^*_d$ , а также независимо от других факторов при  $Q^* \leq 50$  %.

**Результаты моделирования в Matlab.** Рассмотрено использование коррекции на интервале ( $t_1, t_3$ ). В идеальных условиях для ясного дня июня ( $P_{PVF}(t)=P_{PVP}(t)$ ) и нагрузке  $P_{LRI}(t)$  значение  $k_E=5.63$ . При незначительном расхождении значений  $P_{PVF}(t)$  и  $P_{PVP}(t)$  на отдельных интервалах времени (рис. 3) и  $P_{LRI}(t)$  значение  $k_E=4.91$ . В случае коррекции мощности нагрузки (рис. 3)  $k_E=5.302$ .

При значении  $P_{PVF}(t)=0.9P_{PVP}(t)$  и  $P_{LRI}(t)$   $k_E=4.01$ . При использовании коррекции (рис. 4)  $k_E=5.098$ . В случае, когда фактическая генерация выше  $P_{PVF}(t) > P_{PVP}(t)$ , особой необходимости в коррекции нет, поскольку  $k_E$  увеличивается, при  $P_{PVF}(t)=1.15P_{PVP}(t)$  значение  $k_E=5.735$ . При использовании коррекции  $k_E=6.206$ .

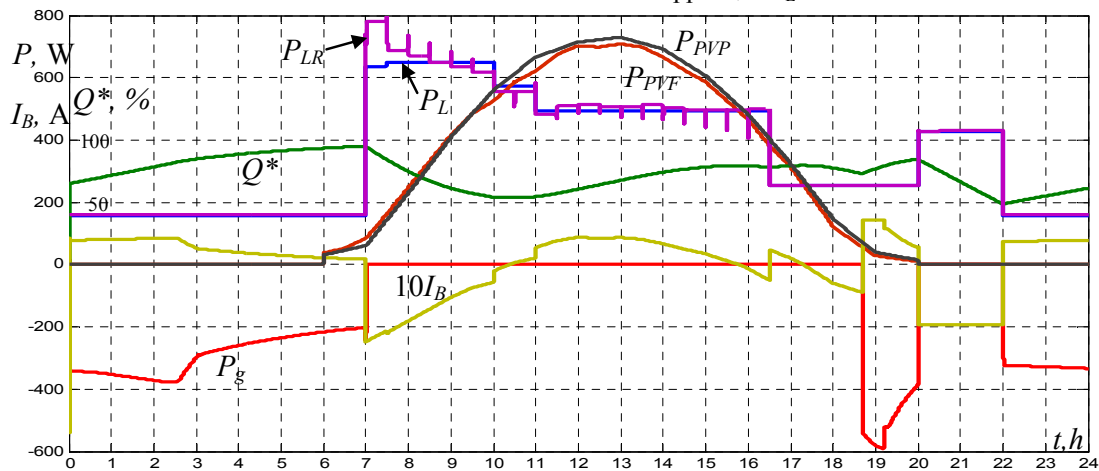


Рис. 3. Осциллограммы суточного цикла работы ФЭС

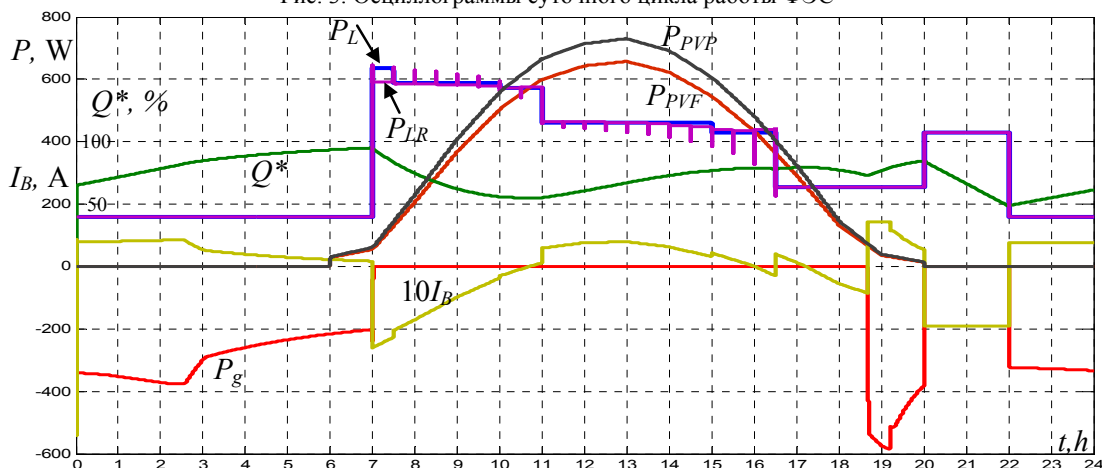


Рис. 4. Осциллограммы суточного цикла работы ФЭС при  $P_{PVF}(t)=0.9P_{PVP}(t)$

В настоящее время изготовлена экспериментальная установка на базе гибридного инвертора Аxioma Energy ISMPPT 3000 (со встроенным MPPT контроллером для подключения ФБ и контроллером заряда АКБ) с разработанным программным модулем управления энергопотреблением. Проведены первые испытания с ФБ в условиях CS3 (по погодным условиям начала декабря), которые планируется продолжить (не ожидая лета) на экспериментальной установке при использовании электронного эмулятора ФБ.

**Выводы.** Ключевым для обеспечения эффективности ФЭС является использование программно-технических комплексов, которые обеспечивают управление энергопотреблением, а также рекомендательные функции с их коррекцией. При этом субъекту – потребителю предоставляется информация, которая позволяет организовать энергопотребление на день вперед при снижении затрат на оплату электроэнергии. При отсутствии реакции на рекомендации система сохраняет работоспособность, исключая разряд АКБ ниже установленного уровня. Рассмотренные в статье подходы можно использовать и при другом графике тарифных зон в часы пиковых нагрузок.

Предложенные решения могут быть использованы при разработке новых и модернизации существующих ФЭС с гибридными инверторами при подключении их к сети с многозонной тарификацией. Рассмотренное решение не предполагает параллельную работу инвертора с РС. Это ограничивает возможности его применения, поскольку мощность нагрузки зависит от солнечной генерации. Поэтому дальнейшим развитием работы является совершенствование принципов реализации ФЭС с использованием сетевого инвертора, когда питание нагрузки осуществляется от АИН и РС.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Про внесення змін до деяких законів України щодо удосконалення умов підтримки виробництва електричної енергії з альтернативних джерел енергії: Закон України від 21 липня 2020 р. № 810-IX. Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/810-20#Text> (Дата звернення: 15.08.2020).
2. Rao V.H., Selvan M.P. Prosumer participation in a transactive energy marketplace: a game-theoretic approach. *2020 IEEE International Power and Renewable Energy Conference*, Karpuragappally, India, 2020, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/iprecon49514.2020.9315274>.
3. Moira L. Nicolson, Michael J. Fell, Gesche M. Huebner. Consumer demand for time of use electricity tariffs: A systematized review of the empirical evidence. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, December 2018, vol. 97, pp. 276-289. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.08.040>.
4. Shavelkin A., Shvedchykova I. Management of generation and redistribution electric power in grid-tied photovoltaic system of local object. *Technical electrodynamics*, 2020, no. 4, pp. 55-59. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.055>.
5. El-Hendawi M., Gabbar H.A., El-Saadu G., Ibrahim E.-N. A. Optimal operation and battery management in a grid-connected microgrid. *Journal of International Council on Electrical Engineering*, 2018, vol. 8, no. 1, 195-206. doi: <https://doi.org/10.1080/22348972.2018.1528662>.
6. Гибридный сетевой инвертор Growatt Hybrid 10000 HY. Режим доступу: [https://alfa.solar/ru/gibridnyi-setevoj-invertor-](https://alfa.solar/ru/gibridnyi-setevoj-invertor-growatt-hybrid-10000-hy-id494.html)

[growatt-hybrid-10000-hy-id494.html](https://alfa.solar/ru/gibridnyi-setevoj-invertor-growatt-hybrid-10000-hy-id494.html) (Дата звернення: 15.08.2020).

7. Conext SW. Hybrid Inverter. Режим доступу: <https://www.se.com/ww/en/product-range-presentation/61645-conext-sw/> (Дата звернення: 15.08.2020).

8. ABB solar inverters. Product manual REACT-3.6/4.6-TL (from 3.6 to 4.6 kW). Режим доступу: [https://www.x-win.it/wp-content/uploads/2017/03/REACT-3.6\\_4.6-TL-Product-manual-EN-RevBM0000025BG.pdf](https://www.x-win.it/wp-content/uploads/2017/03/REACT-3.6_4.6-TL-Product-manual-EN-RevBM0000025BG.pdf) (Дата звернення: 15.08.2020).

9. Шведчикова І.О., Кравченко О.П., Романченко Ю.А., Козаков Е.В. Розробка бази даних для прогнозування сонячної генерації в програмно-технічному комплексі управління електроспоживанням локального об'єкта. *Наукові праці ДонНТУ. Серія: «Електротехніка і енергетика»*, 2020, № 1 (22), С. 55-61. doi: <https://doi.org/10.31474/2074-2630-2020-1-55-61>.

10. Каплун В.В., Штепа В.М., Макаревич С.С. Нейромережева модель прогнозування генерації електроенергії відновлювальними джерелами у системі енергоменеджменту локальних об'єктів. *Енергетика: економіка, технології, екологія*, 2019. № 2, С. 27-39. doi: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.2.2019.190002>.

11. Naderipour A., Abdul-Malek Z., Zahedi Vahid M., Mirzaei Seifabad Z., Hajivand M., Arabi-Nowdeh S. Optimal, Reliable and Cost-Effective Framework of Photovoltaic-Wind-Battery Energy System Design Considering Outage Concept Using Grey Wolf Optimizer Algorithm – Case Study for Iran. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 182611-182623. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2019.2958964>.

12. Forecast. Solar. Режим доступу: <https://forecast.solar/> (Дата звернення: 15.08.2020).

13. Traore A., Taylor A., Zohdy M., Peng F. Modeling and Simulation of a Hybrid Energy Storage System for Residential Grid-Tied Solar Microgrid Systems. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2017, vol. 5, no. 5, pp. 28-39. doi: <https://doi.org/10.4236/jpee.2017.55003>.

14. Barelli L., Bidini G., Bonucci F., Castellini L., Castellini S., Ottaviano A., Pelosi D., Zuccari A. Dynamic Analysis of a Hybrid Energy Storage System (H-ESS) Coupled to a Photovoltaic (PV) Plant. *Energies*, Feb. 2018, vol. 11, no. 2, p. 396. doi: <https://doi.org/10.3390/en11020396>.

15. Shavolkin O., Shvedchykova I., Demishonkova S. Simulation model of the photovoltaic system with a storage battery for a local object connected to a grid with multi-zone tariffication. *2020 IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 368-372. doi: <https://doi.org/10.1109/ess50319.2020.9160112>.

16. Lawder M.T., Suthar B., Northrop P.W.C., De S., Hoff C.M., Leitermann O., Crow M.L., Santhanagopalan S., Subramanian V.R. Battery Energy Storage System (BESS) and Battery Management System (BMS) for Grid-Scale Applications. *Proceedings of the IEEE*, Jun. 2014, vol. 102, no. 6, pp. 1014-1030. doi: <https://doi.org/10.1109/jproc.2014.2317451>.

17. DG12-100 (12V100Ah). Режим доступу: <https://www.ritarpower.com/products/176.html> (Дата звернення: 15.08.2020).

18. Photovoltaic geographical information system. Режим доступу: [https://re.jrc.ec.europa.eu/pvg\\_tools/en/tools.html#SA](https://re.jrc.ec.europa.eu/pvg_tools/en/tools.html#SA) (Дата звернення: 15.08.2020).

#### REFERENCES

1. Pro vnesennia zmin do deiakykh zakoniv Ukrainy shchodo udoskonalennia umov pidtrymky vyrobnytstva elektrychnoi enerhii z alternatyvnykh dzherel enerhii: Zakon Ukrainy vid 21 lypnia 2020 r. № 810-IX [On amendments to some laws of Ukraine regarding the improvement of conditions for supporting the production of electrical energy from alternative energy sources: Law of Ukraine of July 21, 2020 No. 810-IX]. Available at: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/810-20#Text> (Accessed 15.08.2020). (Ukr).

2. Rao B.H., Selvan M.P. Prosumer participation in a transactive energy marketplace: a game-theoretic approach. *2020 IEEE International Power and Renewable Energy Conference*, Karunagappally, India, 2020, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/iprecon49514.2020.9315274>.

3. Moira L. Nicolson, Michael J. Fell, Gesche M. Huebner. Consumer demand for time of use electricity tariffs: A systematized review of the empirical evidence. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, December 2018, vol. 97, pp. 276-289. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.08.040>.

4. Shavelkin A., Shvedchykova I. Management of generation and redistribution electric power in grid-tied photovoltaic system of local object. *Technical electrodynamics*, 2020, no. 4, pp. 55-59. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.055>.

5. El-Hendawi M., Gabbar H.A., El-Saad G., Ibrahim E.-N. A. Optimal operation and battery management in a grid-connected microgrid. *Journal of International Council on Electrical Engineering*, 2018, vol. 8, no. 1, 195-206. doi: <https://doi.org/10.1080/22348972.2018.1528662>.

6. *Hybrid Grid Inverter Growatt Hybrid 10000 HY*. Available at: <https://alfa.solar.ru/gibridnyj-setevoj-invertor-growatt-hybrid-10000-hy-id494.html> (Accessed 15.08.2020). (Rus).

7. *Conext SW. Hybrid Inverter*. Available at: <https://www.se.com/ww/en/product-range-presentation/61645-conext-sw/> (Accessed 15.08.2020).

8. *ABB solar inverters. Product manual REACT-3.6/4.6-TL (from 3.6 to 4.6 kW)*. Available at: [https://www.x-win.it/wp-content/uploads/2017/03/REACT-3.6\\_4.6-TL-Product-manual-EN-RevBM0000025BG.pdf](https://www.x-win.it/wp-content/uploads/2017/03/REACT-3.6_4.6-TL-Product-manual-EN-RevBM0000025BG.pdf) (Accessed 15.08.2020).

9. Shvedchykova I.O., Kravchenko O.P., Romanchenko J.A., Kozakov E.V. Development of a database for predicting the solar generation in the software and technical complex for the management of electrical supply of the local object. *Scientific papers of Donetsk National Technical University. Series: Electrical and Power Engineering*, 2020, no. 1 (22), pp. 55-61. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.31474/2074-2630-2020-1-55-61>.

10. Kaplun V., Shtepa V., Makarevych S. Neuro-network model for providing electricity generation by renewable sources in energy management system of local object. *Power Engineering: Economics, Technique, Ecology*, 2019, no. 2, pp. 27-39. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.2.2019.190002>.

11. Naderipour A., Abdul-Malek Z., Zahedi Vahid M., Mirzaei Seifabad Z., Hajivand M., Arabi-Nowdeh S. Optimal, Reliable and Cost-Effective Framework of Photovoltaic-Wind-Battery Energy System Design Considering Outage Concept Using Grey Wolf Optimizer Algorithm – Case Study for Iran. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 182611-182623. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2019.2958964>.

12. *Forecast. Solar*. Available at: <https://forecast.solar/> (Accessed 15.08.2020).

13. Traore A., Taylor A., Zohdy M., Peng F. Modeling and Simulation of a Hybrid Energy Storage System for Residential Grid-Tied Solar Microgrid Systems. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2017, vol. 5, no. 5, pp. 28-39. doi: <https://doi.org/10.4236/jpee.2017.55003>.

14. Barelli L., Bidini G., Bonucci F., Castellini L., Castellini S., Ottaviano A., Pelosi D., Zuccari A. Dynamic Analysis of a Hybrid Energy Storage System (H-ESS) Coupled to a Photovoltaic (PV) Plant. *Energies*, Feb. 2018, vol. 11, no. 2, p. 396. doi: <https://doi.org/10.3390/en11020396>.

15. Shavolkin O., Shvedchykova I., Demishonkova S. Simulation model of the photovoltaic system with a storage battery for a local object connected to a grid with multi-zone tariffication. *2020 IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 368-372. doi: <https://doi.org/10.1109/ess50319.2020.9160112>.

16. Lawder M.T., Suthar B., Northrop P.W.C., De S., Hoff C.M., Leitermann O., Crow M.L., Santhanagopalan S., Subramanian V.R. Battery Energy Storage System (BESS) and Bat-

tery Management System (BMS) for Grid-Scale Applications. *Proceedings of the IEEE*, Jun. 2014, vol. 102, no. 6, pp. 1014-1030. doi: <https://doi.org/10.1109/jproc.2014.2317451>.

17. *DG12-100 (12V100Ah)*. Available at: <https://www.ritarpower.com/products/176.html> (Accessed 15.08.2020).

18. *Photovoltaic geographical information system*. Available at: [https://re.jrc.ec.europa.eu/pyg\\_tools/en/tools.html#SA](https://re.jrc.ec.europa.eu/pyg_tools/en/tools.html#SA) (Accessed 15.08.2020).

Поступила (Received) 08.11.2020

Принята (Accepted) 14.02.2021

Опубликована (Published) 05.04.2021

Шавѐлкин Александр Алексеевич<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Gerlici Juraj<sup>2</sup>, Professor, Dr. Ing.,

Шведчикова Ирина Алексеевна<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Kravchenko Kateryna<sup>2</sup>, PhD,

Кругляк Геннадий Витальевич<sup>1</sup>,

<sup>1</sup> Киевский национальный университет технологий и дизайна, 01011, Киев, ул. Немировича-Данченко, 2,

e-mail: ishved89@gmail.com

<sup>2</sup> University of Žilina,

Univerzita 8215/1, SK 01026 Žilina, Slovak Republic,

e-mail: juraj.gerlici@fstroj.uniza.sk

kateryna.kravchenko@fstroj.uniza.sk

A.A. Shavelkin<sup>1</sup>, J. Gerlici<sup>2</sup>, I.O. Shvedchykova<sup>1</sup>, K. Kravchenko<sup>2</sup>, H.V. Kruhliak<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Kyiv National University of Technologies and Design, 2, Nemirovich-Danchenko Str., Kyiv, 01011, Ukraine.

<sup>2</sup> University of Žilina,

Univerzita 8215/1, SK 01026 Žilina, Slovak Republic.

**Management of power consumption in a photovoltaic system with a storage battery connected to the network with multi-zone electricity pricing to supply the local facility own needs.**

**Purpose.** Improving the principles of management of photovoltaic system with storage battery and with autonomous functioning during daylight hours for a local object, connected to the grid with multi-zone payment when excluding the generation of energy into the grid. **Methodology.** Modeling and analysis of energy processes in the photovoltaic system was performed using the Matlab software package. The simulation model of energy processes is based on calculated expressions taking into account the characteristics of the battery. Operability of the proposed solutions are confirmed on an experimental setup based on a standard hybrid inverter. **Results.** It's shown, that due to the battery energy during the most loaded peak hours and part of the daytime the system operates autonomously and does not depend on possible violations of the quality of electricity in the grid. Scenarios of the recommended load schedule are proposed in accordance with the ratio of the predicted value of the daily energy generation of the photovoltaic battery to its possible maximum value. A simulation model of energy processes in the system with the correction of the recommended load value was developed. **Originality.** A method of the recommended load calculation with current correction for the actual generation and degree of battery charge is proposed, which allows taking into account differences the actual generation of the photovoltaic battery from its predicted value and the actual load from the recommended one. **Practical value.** The obtained solutions are the basis for the design of new and modernization of existing photovoltaic systems of local objects using software and hardware complexes for power consumption management. References 18, figures 4.

**Key words:** multi-zone electricity pricing, energy redistribution, storage battery state of charge, PWM, recommended load scenarios with current correction, simulation.

Yu.M. Vasetsky

## PENETRATION OF NON-UNIFORM ELECTROMAGNETIC FIELD INTO CONDUCTING BODY

*The study is based on the exact analytical solution for the general conjugation problem of three-dimensional quasi-stationary field at a flat interface between dielectric and conducting media. It is determined that non-uniform electromagnetic field always decreases in depth faster than uniform field. The theoretical conclusion is confirmed by comparing the results of analytical and numerical calculations. The concept of strong skin effect is extended to the case when penetration depth is small not only compare to the characteristic body size, but also when the ratio of the penetration depth to the distance from the surface of body to the sources of the external field is small parameter. For strong skin effect in its extended interpretation, the influence of external field non-uniformity to electromagnetic field formation both at the interface between dielectric and conducting media and to the law of decrease field in conducting half-space is analyzed. It is shown, at the interface the expressions for the electric and magnetic intensities in the form of asymptotic series in addition to local field values of external sources contain their derivatives with respect to the coordinate perpendicular to the interface. The found expressions made it possible to generalize the approximate Leontovich impedance boundary condition for diffusion of non-uniform field into conducting half-space. The difference between the penetration law for the non-uniform field and the uniform one takes place in the terms of the asymptotic series proportional to the small parameter to the second power and to the second derivative with respect to the vertical coordinate from the external magnetic field intensity at the interface. References 25, figures 8.*

**Key words:** three-dimensional electromagnetic field, electromagnetic field formation, exact analytical solution, skin effect.

*Дослідження засноване на точному аналітичному розв'язку загальної задачі спряження тривимірного квазістаціонарного поля на межі розділу діелектричного і електропровідного середовищ. Встановлено, що неоднорідне електромагнітне поле завжди зменшується в глибині швидше, ніж однорідне. Теоретичний висновок підтверджується зіставленням результатів аналітичних і чисельних розрахунків. Поняття сильного скін-ефекту поширюється на випадок, коли глибина проникнення мала порівняно не тільки з характерними розмірами тіла, але також коли відношення глибини проникнення до відстані від поверхні тіла до джерел зовнішнього поля є малим параметром. Для сильного скін-ефекту в його розширеній інтерпретації проаналізовано вплив неоднорідності зовнішнього поля на формування електромагнітного поля на межі і на закон зменшення поля в провідному півпросторі. Показано, що на межі вирази у вигляді асимптотичних рядів крім локальних значень поля зовнішніх джерел містять їх похідні по координаті, перпендикулярній граничній поверхні. Отримані вирази дозволили узагальнити наближену імпедансну граничну умову Леонтовича для дифузії неоднорідного поля в провідний півпростір. Відмінність законів проникнення для неоднорідного і однорідного полів має місце в членах асимптотичного ряду, пропорційних малому параметру в другому ступені і другій похідній по вертикальній координаті від напруженості зовнішнього магнітного поля у граничній поверхні. Бібл. 25, рис. 8.*

**Ключові слова:** тривимірне електромагнітне поле, формування електромагнітного поля, точний розв'язок задачі, скін-ефект.

*Исследование основано на точном аналитическом решении общей задачи сопряжения трехмерного квазистационарного поля на границе раздела диэлектрической и проводящей сред. Установлено, что неоднородное электромагнитное поле всегда убывает по глубине быстрее, чем однородное. Теоретический вывод подтверждается сопоставлением результатов аналитических и численных расчетов. Понятие сильного скин-эффекта распространяется на случай, когда глубина проникновения мала по сравнению не только с характерными размерами тела, но также когда отношение глубины проникновения к расстоянию от поверхности тела до источников внешнего поля является малым параметром. Для сильного скин-эффекта в его расширенной интерпретации проанализировано влияние неоднородности внешнего поля на формирование электромагнитного поля на границе и на закон убывания поля в проводящем полупространстве. Показано, что на границе выражения в виде асимптотических рядов для напряженностей полей помимо локальных значений поля внешних источников содержат их производные по координате, перпендикулярной граничной поверхности. Полученные выражения позволили обобщить приближенное импедансное граничное условие Леонтовича для диффузии неоднородного поля в проводящее полупространство. Отличие законов проникновения для неоднородного и однородного полей имеет место в членах асимптотического ряда, пропорциональных малому параметру во второй степени и второй производной по вертикальной координате от напряженности внешнего магнитного поля у граничной поверхности. Библ. 25, рис. 8.*

**Ключевые слова:** трехмерное электромагнитное поле, формирование электромагнитного поля, точное решение задачи, скин-эффект.

**Introduction.** The interaction of electromagnetic field with conducting medium is the subject of study in many technical and electrophysical applications. Examples include equipment for high frequency induction heat treatment of metals [1-3], installations for processing of metals under the action of high intensity electromagnetic field and high density currents [4-6], devices for electromagnetic forming or high-speed forming technology using pulse magnetic field [7-9]. A strong skin effect occurs in conducting elements of this

equipment, in which the current and electromagnetic field are concentrated in a thin skin layer. The features of the electromagnetic field penetration into a conducting body, including its decrease in depth, depend not only on the electrical conductivity, the relative magnetic permeability of the medium and the field frequency, but also on the geometric properties of boundary surfaces and the character of the field distribution at the surface. Also, in the mentioned devices the wavelength of the

© Yu.M. Vasetsky

electromagnetic field is usually much larger than any characteristic dimensions of the system and the processes can be considered quasi-stationary, in which wave phenomena can be neglected.

These two circumstances determine the main limitations – it is considered the formation of a quasi-stationary electromagnetic field in systems with strong skin effect. Under the indicated limitations as it note in [10], the use of simplified approaches to the calculation of specific problems, and their use in the development of a number of numerical methods are of methodological and practical importance. Despite the long history of development, the study of the formation of electromagnetic field with strong skin effect remains an actual task.

Approximate calculation methods are often used to determine the electromagnetic field with strong skin effect. For body of infinite conductivity the penetration depth is equal to zero  $\delta \rightarrow 0$ , and it is sufficient to use a mathematical model in which the tangential component of the electric field intensity and the normal component of the magnetic field intensity are equal to zero at the surface of the conducting body [11, 12]. The finite penetration depth is taken into account in approximate mathematical models using the concept of the impedance boundary condition formulated by M. Leontovich [13]. It is assumed that locally the electromagnetic field penetrates into a metal body in the same way as a uniform field penetrates into a conducting half-space. The local values of the electromagnetic field at the interface correspond to the model body with perfect conductivity.

Based on the perturbation method, it became possible to calculate the fields inside and outside of conductors with a curved surface [14]. Using integral equations for curved surfaces, the solution of the problem in the second-order approximation was obtained in [15]. The expansion in a power series in a small parameter proportional to the depth of field penetration includes the Leontovich condition as a first-order approximation. The field penetration depth for such conductors depends on the average surface curvature [16]. For curved conductors, first- and second-order corrections to the field distribution corresponding to the diffusion of uniform field into conducting half-space are found in [17].

The concept of surface impedance makes it possible to use it in modeling problems of electrodynamics, taking into account the geometric and physical properties of real boundary surfaces. Detailed results of research in this direction are given in a number of reviews. For example, in [18] the experience of many years of research on the application of the impedance approach in mathematical modeling is systematized. The article describes the types of structures for which methods of theoretical determination of the values of surface impedances are known. The generalized boundary conditions for the analytical determination of the electromagnetic field characteristics at the interface between media with two-dimensional inhomogeneities are analyzed in [19]. A comprehensive analysis of studies of the skin effect in problems of electrodynamics is presented in the book [10] where, among other things, the systematic method for constructing boundary conditions of any order based on a

perturbation approach is considered, general approaches to the numerical methods application are formulated such as the boundary integral equations method, the finite element method, and the finite difference method, and also specific examples of calculations are presented.

In most of the cited papers, mathematical models of the diffusion of non-uniform electromagnetic field are limited of a small penetration depth value or insignificant field non-uniformity at the body surface. The exact solution of the problem of the diffusion of non-uniform field into conducting half-space is presented in [17] for the specific case of a field created by a thin rectilinear conductor with a current directed parallel to the interface between the media. The exact solution made it possible to justify the limitations under which the impedance boundary condition is valid for the considered non-uniform field.

In [20], we obtained a complete analytical solution to the problem of the penetration of a three-dimensional quasi-stationary electromagnetic field created by external sources in the form of current contours of arbitrary configuration located near conducting half-space. There are no restrictions on field non-uniformity in the obtained solution. For the same mathematical model, an analytical solution is found for the electromagnetic field also in the dielectric half-space [21]. The exact solution made it possible to obtain some justified results of the electromagnetic field formation. In particular, the main property is that in a conducting half-space the current density and electric field intensity do not contain components perpendicular to the boundary surface for any system of initial currents and arbitrary dependence of currents on time. In addition, in a short report, it is noted as a general property that a non-uniform electromagnetic field is decreased in a conducting medium faster than a uniform field [22]. Analytical expressions are also obtained for the field intensities at the interface between the media, consequence of which is the generalization of the Leontovich approximate impedance boundary condition to the case of penetration of a non-uniform electromagnetic field into conducting medium [23]. The cited works contain separate parts of the problem of non-uniform field penetration into a conducting medium and do not sufficiently represent the solution of the problem for an arbitrary three-dimensional quasi-stationary electromagnetic field and for any properties of the media.

**The purpose** of this work is to generalize the results of studying the penetration of a three-dimensional non-uniform electromagnetic field into conducting half-space, which unlike many well-known studies, is based on exact analytical solution of the problem for an external field created by sources in the form of an arbitrary system of contours with alternating currents without restrictions on the properties of the media and the field frequency. The following objectives are to achieve the aim: substantiation of the consequence that a non-uniform electromagnetic field decreases in depth always faster than a uniform field; investigation of the distribution of a non-uniform electromagnetic field at the interface between dielectric and conductive media; estimation of the influence of field non-uniformity on its distribution in the skin layer in the case of strong skin effect.

**Mathematical model and analytical solution of the three-dimensional problem.** The present work differs from most of the previous studies in that it is based on a complete analytical solution of the three-dimensional problem of the electromagnetic field in an enough general formulation [20, 21] and this allows to obtain a number of substantiated general consequences. Note that numerical methods, which also make it possible not to limit the penetration depth, presuppose a specific formulation of problems, and conclusions usually do not go beyond the performed calculations.

*Mathematical model for a single contour with current.* The analytical solution is obtained for the linear problem of conjugation at a plane interface between dielectric and conducting media of the three-dimensional quasi-stationary field. The solution satisfies Maxwell's equations and boundary conditions including the equality of the normal components of the conduction current density in a conducting medium and the displacement current density in a dielectric medium. It is based on the well-known analytical solution of the problem for an emitting current dipole near the interface. A closed contour  $l$  located in a nonconducting nonmagnetic medium with a relative dielectric permittivity  $\varepsilon_e$ , without loss of generality, was represented by a serial system of dipoles with a constant initial current  $\dot{I}_0$  along the contour. A conducting body is modeled as a half-space with electrical conductivity  $\gamma$  and relative magnetic permeability  $\mu$ , in which eddy currents are induced.

The element of the external current contour is shown in Fig. 1 as a segment of curve in the upper half-space  $z > 0$ . The position of the field source point on the contour  $M$  relative to the observation point  $Q$  is determined by vector  $r$ . The axis  $z$  is oriented perpendicular to the interface surface in the direction of the single vector  $e_z$ . For an arbitrary spatial contour, the unit tangent vector to the contour  $t = t_{\parallel} + t_{\perp}$  has nonzero projections onto the vertical direction  $t_{\perp} = (t \cdot e_z)e_z$  and onto the interface between the media  $t_{\parallel} = t - (t \cdot e_z)e_z$ .

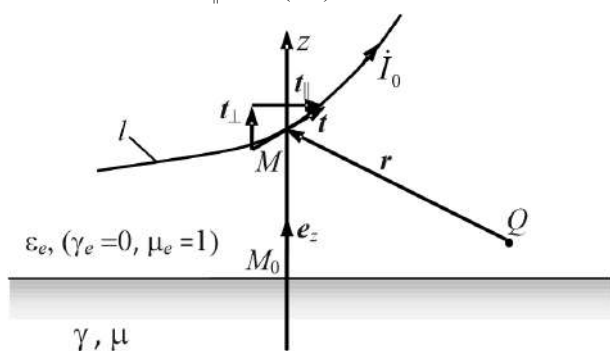


Fig. 1. Element of arbitrary spatial contour  $l$  with current  $\dot{I}_0$  located near conducting half-space

For the system under consideration all characteristics of the electromagnetic field in conducting and dielectric media are found in the form of expressions for the complex-value amplitudes of the vector and scalar potentials, the intensities of the electric and magnetic fields. (Complex-value amplitudes we will mark with a dot over the corresponding symbols). Since the linear

problem is considered, it can easily be extended to the general case of an arbitrary external field created by the corresponding system of current contours and to an arbitrary dependence of currents on time  $I_0(t)$  using the Fourier transform.

*Electromagnetic field in conducting half-space.* The expression for electric intensity in conducting half-space at point  $Q(\rho, \theta, z)$  is the following [20]

$$\dot{\mathbf{E}}_i = -\frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \left[ t_{\parallel} T_1(\rho, \theta, z) + (t \cdot e_z) e_{\rho} T_2(\rho, \theta, z) \right] dl, \quad (1)$$

where  $\omega$  is cyclic frequency,  $i$  is imaginary unit,  $\mu_0$  is permeability of vacuum. Here the local cylindrical coordinates  $(\rho, \theta, z)$  with its unit basis vectors  $(e_{\rho}, e_{\theta}, e_z)$  are used (Fig. 2). The center of the coordinate system is located at point  $M_0$  intersection of the vertical axis with the interface. The angle  $\theta$  is defined relative to the axis directed along the unit vector  $e_{\parallel} = t_{\parallel}/|t_{\parallel}|$ . The values of local coordinates depend on the position of the source point  $M$  during integration along the contour.

The functions  $T_1(\rho, \theta, z)$  and  $T_2(\rho, \theta, z)$  in (1) are as follows

$$T_1(\rho, \theta, z) = \int_0^{\infty} \exp(qz) \frac{\exp(-g z_M) J_0(g\rho)}{w(g)} g dg, \quad (2)$$

$$T_2(\rho, \theta, z) = \int_0^{\infty} \exp(qz) \frac{\exp(-g z_M) J_1(g\rho)}{w(g)} g dg,$$

where  $q = \sqrt{g^2 + p^2}$ ,  $p = \sqrt{i\omega\mu\mu_0\gamma}$  is propagation constant,  $w(g) = g + q/\mu$ ,  $J_0(\cdot)$  and  $J_1(\cdot)$  are Bessel functions of the first kind of zero and first orders. Since the decrease of the field with respect to depth is considered, the functions that depend on the coordinate  $z$  are distinguished by a separate factor in (2).

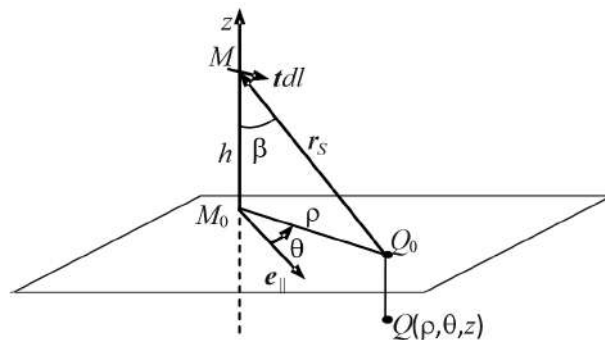


Fig. 2. Geometric parameters for determining the values of the electromagnetic field intensities at the point  $Q(\rho, \theta, z)$  in conducting half-space  $z < 0$

The expression for the magnetic field intensity  $\dot{\mathbf{H}}_i$  in conducting half-space follows from the Maxwell equation  $\nabla \times \dot{\mathbf{E}} = -i\omega\mu\mu_0 \dot{\mathbf{H}}$

$$\dot{\mathbf{H}}_i = \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi\mu} \oint_l \left[ t_{\parallel} \left[ e_z \sin \theta \frac{\partial T_1}{\partial \rho} + [e_{\parallel} \times e_z] \frac{\partial T_1}{\partial z} \right] - (t \cdot e_z) e_{\theta} \frac{\partial T_2}{\partial z} \right] dl. \quad (3)$$

As follows from (1), the projection of the electric field intensity to the direction perpendicular to the plane interface between the media is always equal to zero  $\dot{\mathbf{E}}_i \cdot e_z = 0$ . On the other hand, in this medium all

components of the magnetic field intensity in the general case can have nonzero values.

To study other general features of the electromagnetic field formation associated with the penetration of non-uniform field into conducting half-space, it is advisable to introduce dimensionless parameters, whose values are due to the form of expressions (2). In this case, we use dimensionless integration variable  $\chi = \varrho \mu / \sqrt{\omega \mu \mu_0 \gamma}$  and take into account that  $pz = \sqrt{2i} \frac{z}{\delta}$ , where

$\delta = 1/\text{Re}(p) = \sqrt{2/(\omega \mu \mu_0 \gamma)}$  is the penetration depth of a uniform field into conducting half-space [24]. As a result,

the functions  $T_1(\rho, \theta, z) = \frac{P}{\mu} f_1\left(\frac{z}{\delta}, \varepsilon, \beta\right)$  and

$T_2(\rho, \theta, z) = \frac{P}{\mu} f_2\left(\frac{z}{\delta}, \varepsilon, \beta\right)$  will be expressed in terms of dimensionless parameters where

$$f_1\left(\frac{z}{\delta}, \varepsilon, \beta\right) = \int_0^\infty K\left(\frac{z}{\delta}, \chi\right) \cdot \frac{\exp\left(-\frac{\chi \cos \beta}{\varepsilon}\right) J_0\left(\frac{\chi \sin \beta}{\varepsilon}\right)}{w_1(\chi)} \chi d\chi, \quad (4)$$

$$f_2\left(\frac{z}{\delta}, \varepsilon, \beta\right) = \int_0^\infty K\left(\frac{z}{\delta}, \chi\right) \cdot \frac{\exp\left(-\frac{\chi \cos \beta}{\varepsilon}\right) J_1\left(\frac{\chi \sin \beta}{\varepsilon}\right)}{w_1(\chi)} \chi d\chi,$$

$$K\left(\frac{z}{\delta}, \chi\right) = \exp(qz) = \exp\left[\sqrt{2i} \frac{z}{\delta} \sqrt{1 + \left(\frac{\chi}{\mu \sqrt{i}}\right)^2}\right], \quad (5)$$

here the parameter  $\varepsilon = \mu \delta / \sqrt{2} r_S$  is proportional to the ratio of the penetration depth  $\delta$  to the distance  $r_S$  from the field source at a point  $M$  on the contour to the body surface at a point  $Q_0$  (Fig 2). The denominator  $w_1(\chi)$  in the integrands (4) is written as

$$w_1(\chi) = \frac{\chi}{\sqrt{i}} + \sqrt{1 + \left(\frac{\chi}{\mu \sqrt{i}}\right)^2}. \quad (6)$$

Expressions (1) and (3) describe the penetration of the electromagnetic field of arbitrary contour with current into conducting half-space and in the general case they differ from approximate description of the penetration of uniform field. Both the values of the intensity of the electric and magnetic fields on the boundary surface  $z = 0$ , and the law of their decrease depending on the coordinate  $z$  are differed. Usually, in approximate models, the initial value is the tangential component of the magnetic field intensity  $\dot{H}_\tau$  at the boundary, the local value of which for a body of arbitrary shape is found from the solution of the external problem under the assumption of the perfect skin effect  $\delta \rightarrow 0$  [11]. The local value on the body surface  $\dot{H}_\tau$  is taken as the value of the uniform field. Its penetration into conducting half-space is described by the known distribution of the electric  $\dot{E}_i$  and magnetic  $\dot{H}_i$  intensities:  $\dot{E}_i = \dot{E}_\tau e^{-pz}$ ,  $\dot{H}_i = \dot{H}_\tau e^{-pz}$  [24]. The field vectors are related by the Leontovich approximate impedance boundary condition  $\dot{E}_\tau = \zeta [\mathbf{e}_z \times \dot{H}_\tau]$ , where

the surface impedance  $\zeta = \sqrt{i \omega \mu \mu_0 \gamma} / \gamma$  in this case connects the values of the field vectors not only at the interface between dielectric and conducting media  $\dot{E}_\tau, \dot{H}_\tau$ , but also in the entire conducting half-space  $\dot{E}_i, \dot{H}_i$ . In the general case of non-uniform electromagnetic field penetration, expressions (1) and (3) show the difference both from the values of the electric  $\dot{E}_\tau$  and magnetic  $\dot{H}_\tau$  intensities at the boundary surface with perfect skin effect, and the law of their decrease depending on the coordinate  $z$ .

*Electromagnetic field in dielectric half-space.* The expressions for electric  $\dot{E}_e$  and magnetic  $\dot{H}_e$  intensities in dielectric half-space where the current contour is located are determined by single function  $G_e$  [21]

$$\dot{E}_e = \dot{E}_{e1} + \dot{E}_{e2} + \dot{E}_{e3} = -i \omega \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \oint \left[ \frac{\mathbf{t}}{r} - \frac{\mathbf{t}_1}{r_1} - \mathbf{e}_z \times [\mathbf{t}_1 \times \nabla G_e] \right] dl, \quad (7)$$

$$\dot{H}_e = \dot{H}_{e1} + \dot{H}_{e2} + \dot{H}_{e3} = -\frac{\dot{I}_0}{4\pi} \oint \left[ \frac{\mathbf{t} \times \mathbf{r}}{r^3} - \frac{\mathbf{t}_1 \times \mathbf{r}_1}{r_1^3} - \mathbf{t}_1 \times \nabla \left( \frac{\partial G_e}{\partial z} \right) \right] dl, \quad (8)$$

where function  $G_e$  using dimensionless values are determined by following improper integral

$$G_e = \frac{2}{\sqrt{i}} \int_0^\infty \frac{\exp\left(-\frac{\chi \cos \beta_1}{\varepsilon_1}\right) J_0\left(\frac{\chi \sin \beta_1}{\varepsilon_1}\right)}{w_1(\chi)} d\chi. \quad (9)$$

The geometric quantities included in expressions (7) – (9) are shown in Fig. 3. The elements  $\mathbf{t} dl$  of the initial contour and  $\mathbf{t}_1 dl$  of the mirror reflection contour relative to the interface are located at the points  $M$  and  $M_1$  respectively. Projections of tangent vectors onto the vertical axis are equal in absolute value and opposite in their direction ( $\mathbf{t}_{1z} = -\mathbf{t}_z$ ), and the projections  $\mathbf{t}_\parallel$  and  $\mathbf{t}_{1\parallel}$  onto the plane of interface between media are equal in their lengths and directions  $\mathbf{t}_{1\parallel} = \mathbf{t}_\parallel$ , i.e.  $\mathbf{t} = \mathbf{t}_\parallel + \mathbf{t}_z$ ,  $\mathbf{t}_1 = \mathbf{t}_\parallel + \mathbf{t}_{1z} = \mathbf{t}_\parallel - \mathbf{t}_z$ . Vectors  $\mathbf{r} = (z_M - z)\mathbf{e}_z + \boldsymbol{\rho}$  and  $\mathbf{r}_1 = (z_{M_1} - z)\mathbf{e}_z + \boldsymbol{\rho} = -(z_M + z)\mathbf{e}_z + \boldsymbol{\rho}$  (the vector  $\boldsymbol{\rho}$  is the projection of vector  $\mathbf{r}$  or vector  $\mathbf{r}_1$  onto interface) determine positions of points  $M$  and  $M_1$  relative to the observation point  $Q$ . The angle  $\beta_1$  shows the orientation of the vector  $\mathbf{r}_1$  relative to the vertical axis. The parameter  $\varepsilon_1 = \mu \delta / (\sqrt{2} r_1)$  is connected with distance  $r_1$  between points  $M_1$  and  $Q$ .

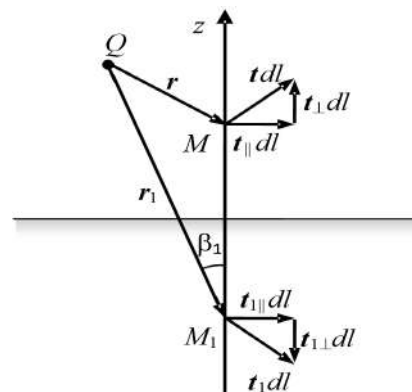


Fig. 3. Location the contour element  $\mathbf{t} dl$  and its mirror reflection  $\mathbf{t}_1 dl$  relative to the observation point  $Q$



The first and second terms in (7) and (8) describe the solution of the problem for perfect skin-effect when  $\delta \rightarrow 0$  [20]. At a value of the penetration depth other than zero the impact of electro-physical properties of the medium is taken into account by the third term.

The electromagnetic field (7) and (8) at an arbitrary point of the dielectric half-space is created by all sources, including the current of the initial contour, eddy currents in conducting medium, sources of magnetization of the medium and electric charges at the interface between the media. We can say that this total field decreases from the value at the interface during its diffusion into conducting body. The presence of the third term in (7) and (8) determines the difference between the tangential components of the field intensities on the surface from their values  $\dot{E}_\tau, \dot{H}_\tau$ , which correspond to the field in the approximate model of the perfect skin effect.

**General feature of decrease of non-uniform electromagnetic field in the conducting half-space.** The availability of the exact solution to the general problem allows, first of all, to analyze the features of the penetration of non-uniform field into a conducting half-space without restrictions on the values of the electro-physical parameters and the field frequency.

As it follows from (2) and (4), the distribution of any component of the electric and magnetic field intensities in the skin-layer, depending on the coordinate  $z$ , is associated with exponential function  $K(z/\delta, \chi)$  (5) in the integrands. The factor  $\sqrt{1 + [\chi/(\mu\sqrt{i})]^2}$  in the exponent affects to the field decrease law. If the influence of the second term  $[\chi/(\mu\sqrt{i})]^2$  is absent, it corresponds to the decrease law of the uniform field. Since

$\operatorname{Re}\left(\sqrt{1 + [\chi/(\mu\sqrt{i})]^2}\right) > 1$ , the decrease of the non-

uniform electromagnetic field created by the current contour is always faster than that of the uniform field. Taking into account the principle of superposition, this conclusion will be valid for any system of initial closed contours and therefore is valid in the general case of arbitrary external field.

Thus, faster decrease of non-uniform electromagnetic field as compared to uniform field is general feature of the electromagnetic field formation at its diffusion into conducting half-space. A qualitative explanation of the found feature can be based on the analysis of the inhomogeneous field formation under the action of «standard» external sources and it is the subject of additional research.

Let us consider the influence of the parameter  $\varepsilon$  on the field penetration law, that is, the effect of the distance between the external field sources and the body surface in comparison with the penetration depth (at  $\mu = 1$ ). The parameter  $\varepsilon$  also characterizes the field non-uniformity, since the closer the current contour is to the surface, the more non-uniform field is at its surface. This is reflected in the influence of the parameter  $\varepsilon$  on the dependences of the functions  $f_1(z/\delta, \varepsilon, \beta)$  and  $f_2(z/\delta, \varepsilon, \beta)$  with respect to coordinate  $z$  in (4).

Let, for example, the sources of the external field are remote at a considerable distance from the surface of a conducting body and, accordingly, for all points of the contour  $\varepsilon \ll 1$ . In this case, in (4), due to the presence of the exponential function  $\exp(-\chi \cos \beta / \varepsilon)$ , the value of the integrands turns out to be insignificant when  $\chi \cos \beta > \varepsilon$ . That is, the value of improper integrals (4) at small values  $\varepsilon$  is mainly determined by the behavior of the integrand near the lower limit of integration  $\chi = 0$ . This means that when integrating in (4), the influence of the factor  $\sqrt{1 + [\chi/(\mu\sqrt{i})]^2}$  will slightly differ from the case when this factor is equal to one. Therefore, if  $\varepsilon \ll 1$ , then the decrease in the field from its local value on the surface at the point  $Q_0$  will be close to the decrease in the uniform field.

If the parameter  $\varepsilon$  is not small the influence of the factor  $\sqrt{1 + [\chi/(\mu\sqrt{i})]^2}$  is much more. In this case, the elements of the contour as a source of the external field are located closer to the interface between the media and the decrease of the electromagnetic field will occur according to a different law with larger decrease rate in depth.

A specific example when the penetration depth  $\delta = \sqrt{2/(\omega\mu\mu_0\gamma)}$  is comparable to the dimensions of the contour illustrates the general conclusion of three-dimensional field decrease. An additional argument for the validity of the conclusion can also be a comparison of the results of calculating the decrease of non-uniform electromagnetic field, performed using the obtained analytical expressions and using the numerical method in the Comsol package [22].

The calculation was performed for a circular contour located in a plane perpendicular to flat interface, as shown in Fig. 4. The radius of the contour is  $R = 0,05$  m, the minimum distance from the contour to the interface is  $h_0 = 0,02$  m, the electrophysical properties of the medium are as follows:  $\mu = 1$ ,  $\gamma = 10^5$  1/( $\Omega \cdot$ m). In contrast to the analytical method, in the numerical calculation, the current contour was selected in the form of a conductor with a square cross-section  $2r \times 2r$  at  $r = 0,004$  m. In the numerical calculation, the problem was solved in a limited area, the dimensions of which significantly exceed the contour radius. Different values of the field penetration depth and, accordingly, the values of the ratio  $\delta R$  or  $\varepsilon_m = \max(\varepsilon) = \mu\delta/\sqrt{2}h_0$  are obtained by choosing the field frequency.

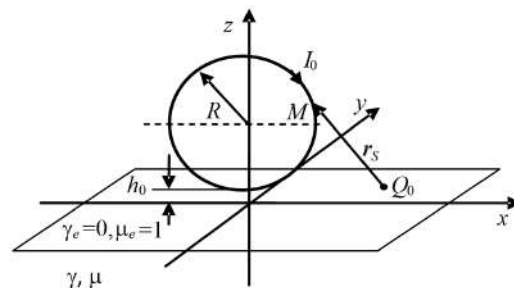


Fig. 4. Electromagnetic system with a circular current contour located in the plane perpendicular to the interface

The results of calculating the electric and magnetic field intensities are shown in Fig. 5, a-c. In the upper group of figures, arrows show the distribution of the induced current density  $\mathbf{j}_i = \gamma \mathbf{E}_i$  in the vertical plane passing through the center of the circular contour. The results of these calculations, performed by the numerical method, confirm the theoretical conclusion about the zero value of the vertical components of the electric field intensity and current density. The curves in the figures below show the change with depth for component of the amplitude of the electric field intensity, normalized to the value of the field at the surface  $E_x^* = |\dot{E}_x| / |\dot{E}_x(z=0)|$ . The coordinate value in conducting medium is normalized

to the value of the field penetration depth. The dotted lines show the decrease of the uniform field. Solid lines correspond to analytical calculations, individual points marked with squares correspond to the results of numerical calculations. The bottom row of figures shows dependences for different components of the magnetic field intensity, also normalized to the amplitude values of the corresponding field components at the surface of the conductive medium  $H_k^* = |\dot{H}_{ik}| / |\dot{H}_{ik}(z=0)|$ , where  $k = x, y, z$ .

Note, in contrast to the electric field, the vertical component of the magnetic field intensity in conducting half-space in this case of a three-dimensional field is not equal to zero.

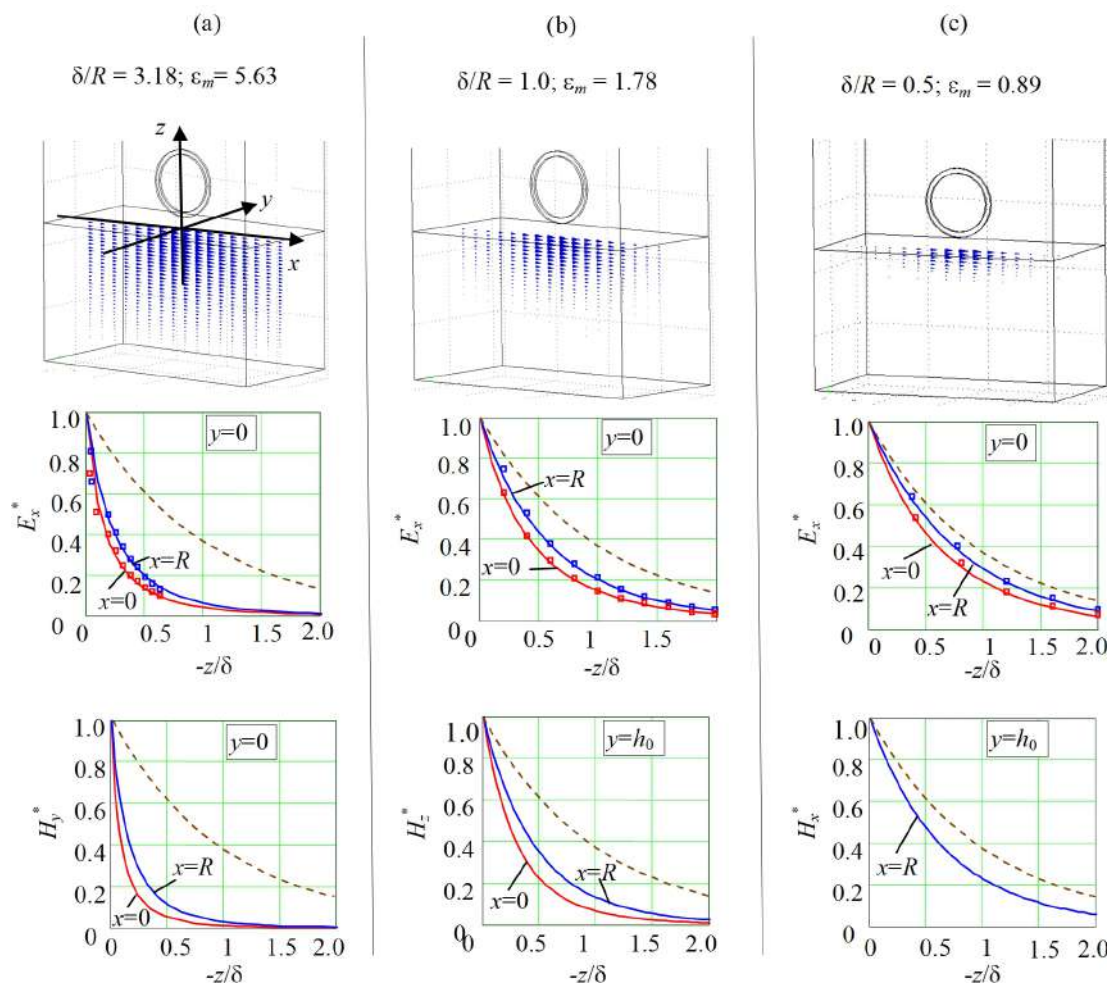


Fig. 5. Depth distribution of the normalized amplitudes for the components of the electric  $E_x^*$  and magnetic  $H_x^*$ ,  $H_y^*$ ,  $H_z^*$  intensities in conducting half-space for non-uniform three-dimensional field created by the specific system in the form of circular current contour near the flat interface between media

It is seen that with a decrease in the penetration depth  $\delta$  in comparison with the radius of the contour  $R$  or with the distance  $h_0$ , the penetration law both electric and magnetic fields approaches the slowest decrease of uniform field. Immediately below the contour at  $x = 0, y = 0$ , where the contour section most closely approaches to the interface, decrease is more pronounced than at  $x = R$ . This is explained by the fact that at  $x = R$ , the contour sections are at greater distance from the surface, and therefore the non-uniformity of the external field distribution near the surface is less than in the case when  $x = 0$ .

Dashed curve in Fig. 5, b for vertical component of magnetic field has a conditional meaning, since in the approximate model of the diffusion of uniform field the component of the magnetic field intensity normal to the surface is equal to zero. However, for diffusion of a three-dimensional non-uniform field, this component is nonzero.

For the considered system on the plane  $x = 0$ , the field component  $\dot{H}_x$  is equal to zero, and therefore in Fig. 5, c the corresponding curve is missing.

**Penetration of non-uniform electromagnetic field in the case of strong skin effect.** The general feature of faster decay of non-uniform field in comparison with uniform one is the basis for analyzing the decrease of the field, when introduced parameter is small  $\varepsilon < 1$  and not necessarily going to zero. This parameter depends on the position of the source point  $M$  on the contour. This section deals with arbitrary electromagnetic systems for which the maximum value  $\varepsilon_m = \max(\varepsilon)$  of all  $\varepsilon$  is a small parameter.

*Comparison of decay of non-uniform and uniform fields.* To confirm that the penetration law of non-uniform field is approached the exponential decrease of uniform field, let us compare the functions  $f_1(z/\delta, \varepsilon, \beta)$  and  $f_2(z/\delta, \varepsilon, \beta)$  in (4), taking into account the factor  $\sqrt{1 + [\chi/(\mu\sqrt{i})]^2}$  in the exponent with the same functions  $f_{10}(z/\delta, \varepsilon, \beta)$  and  $f_{20}(z/\delta, \varepsilon, \beta)$ , but provided that the factor is taken to be equal to one, which corresponds to decrease of uniform field. For the electric field intensity, these functions are related to the directions of the current parallel and perpendicular to the interface. For the magnetic field intensity, the corresponding functions that follow from (3) can be similarly considered.

Let us first consider changes in functions  $f_1(0, \varepsilon, \beta)$  and  $f_2(0, \varepsilon, \beta)$  at the surface ( $z = 0$ ). The dependences of the modules of these functions on the value  $\rho/h = \tan\beta$  at  $\mu = 1$  and various values of the small parameter  $\varepsilon < 1$  are shown in Fig. 6.

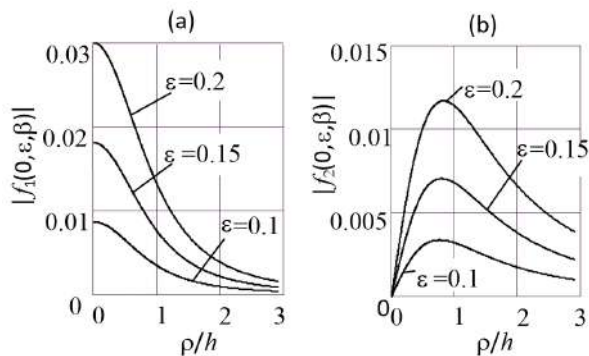


Fig. 6. Changes in the functions  $|f_1(0, \varepsilon, \beta)|$  and  $|f_2(0, \varepsilon, \beta)|$  at the interface depending on the relative distance  $\rho/h = \tan\beta$  for small values of the parameter  $\varepsilon < 1$  and  $\mu = 1$

It can be seen that sections with different directions of the current are involved in different ways in the creation of the tangential component of the electric field intensity on the body surface. The horizontal component of the current gives the largest value of integrand in (1) just below the current element. The largest value from the vertical component of the current is realized at a certain distance from the point  $M_0$  in the radial direction at a distance  $\rho$  approximately equal to the height at which the contour element is located.

The curves in Fig. 7, a show values of the modules of functions depends on the depth for direction of the current parallel to the interface at  $\mu = 1$ : solid lines correspond to the function  $|f_1(z/\delta, \varepsilon, \beta)|$ , dashed lines correspond to the function  $|f_{10}(z/\delta, \varepsilon, \beta)|$ . The results are given for the case  $\beta = 0$  where the function  $|f_1(0, \varepsilon, \beta)|$  at the

surface takes the largest values. The curves for different values of the small parameter  $\varepsilon$  are obtained by choosing the corresponding values of the height  $h$  above the surface on which the contour element is located. A comparison confirms the statement about the insignificant influence of the functional dependence of the integration variable in the exponential function. The quantitative values of the deviation that arise when the factor  $\sqrt{1 + [\chi/(\mu\sqrt{i})]^2}$  is replaced by one are shown in Fig. 7, b in the form of a relative deviation value  $\Delta_1 = ||f_1| - |f_{10}||/|f_1|$ .

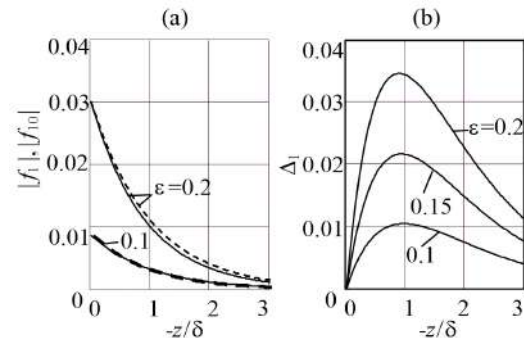


Fig. 7. Comparison of the decrease of non-uniform and uniform fields for functions  $f_1$  and  $f_{10}$  corresponding to the direction of the current parallel to the interface between media for the small value of the parameter  $\varepsilon < 1$  and  $\mu = 1$

Similar results are also valid for the term of the integrand in the contour integral (1) related to the vertical direction of the current. Comparative values of functions  $f_2(z/\delta, \varepsilon, \beta)$ ,  $f_{20}(z/\delta, \varepsilon, \beta)$  and the values of their relative deviation  $\Delta_2 = ||f_2| - |f_{20}||/|f_2|$  are shown in Fig. 8. In this case, the observation point is selected near the maximum value of the function  $|f_2(0, \varepsilon, \beta)|$  at the interface at  $\rho = h$ , ( $\beta = \pi/4$ ).

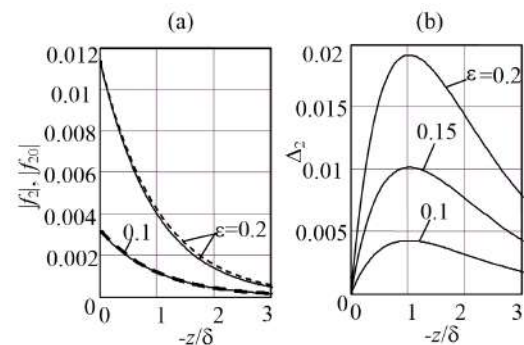


Fig. 8. Comparison of the decrease of non-uniform and uniform fields for functions  $f_2$  and  $f_{20}$  corresponding to the direction of the current perpendicular to the interface for the small value of the parameter  $\varepsilon < 1$  and  $\mu = 1$

From the presented calculations, it can be seen that with decrease in the value of the small parameter  $\varepsilon$ , the error from replacing the factor in the exponential by one rapidly decreases, approximately inversely proportional to the  $\varepsilon^2$ . Similar results turn out to be valid for the magnetic field intensity.

The following conclusion can be made from this. With a strong skin effect, when the maximum value of the introduced parameter  $\varepsilon_m$  is small, the electromagnetic field decrease from the local value on the surface, approximately according to the penetration law of

uniform field. Since the penetration law depends on the value of the parameter  $\varepsilon_m$ , the concept of strong skin effect can be extended from the point of view of the possibility of using the penetration law of uniform field. The skin effect can be considered strong when the product of the relative magnetic permeability and the penetration depth  $\mu\delta$  is small not only with respect to the characteristic dimensions of conducting body, but also of the entire electromagnetic system, including the distance from the surface of body to the external sources.

Taking into account the boundary conditions ( $z=0: \dot{\mathbf{E}}_{e\parallel} = \dot{\mathbf{E}}_{i\parallel}, \dot{\mathbf{H}}_{e\parallel} = \dot{\mathbf{H}}_{i\parallel}, \dot{\mathbf{H}}_{e\perp}/\mu = \dot{\mathbf{H}}_{i\perp}$ ) and the expressions for the field intensities in the dielectric half-space (7) – (9), the approximate expressions in the conducting half-space take the following form

$$\dot{\mathbf{E}}_i \approx e^{\rho z} \dot{\mathbf{E}}_i(z=0) = e^{\rho z} \dot{\mathbf{E}}_{e\parallel}(z=0) = e^{\rho z} i\omega \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \mathbf{e}_z \times [\mathbf{t}_1 \times \nabla G_e]_{z=0} dl, \quad (10)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_i \approx e^{\rho z} \dot{\mathbf{H}}_i(z=0) = e^{\rho z} [\dot{\mathbf{H}}_{e\parallel}(z=0) + \dot{\mathbf{H}}_{e\perp}(z=0)/\mu], \quad (11)$$

where the components of the magnetic field intensities at the dielectric surface are as follows

$$\dot{\mathbf{H}}_{e\parallel}(z=0) = \dot{\mathbf{H}}_{e1}(z=0) + \dot{\mathbf{H}}_{e2}(z=0) + \frac{\dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \left\{ [\mathbf{t}_1 \times \mathbf{e}_z] \frac{\partial^2 G_e}{\partial z^2} - \mathbf{t}_1 \times \nabla \left( \frac{\partial G_e}{\partial z} \right) \right\} dl, \quad (12)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_{e\perp}(z=0) = \frac{\dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \mathbf{t}_1 \times \left\{ \nabla \left( \frac{\partial G_e}{\partial z} \right) - \frac{\partial^2 G_e}{\partial z^2} \mathbf{e}_z \right\} dl.$$

The expressions (10) – (12) presented as two factors are approximate only in relation to the dependence on the coordinate  $z$ . On the surface at  $z=0$ , they take into account the non-uniformity of the electromagnetic field and give the values of the field intensities without restrictions on the value of the parameter  $\varepsilon = \varepsilon_1$ .

The next two questions are related to the introduced extended concept of the strong skin effect. First, what is the difference at the interface between the intensities of the non-uniform field  $\dot{\mathbf{E}}_i(z=0)$  and  $\dot{\mathbf{H}}_i(z=0)$  in (10) – (12) from the values of the tangent components  $\dot{\mathbf{E}}_\tau$  and  $\dot{\mathbf{H}}_\tau$  for the model of the perfect skin effect. Second, what is the error of replacing the penetration law of non-uniform field with the penetration law of uniform one, depending on the value of the small parameter.

*Non-uniform electromagnetic field at the interface between media.* For small values  $\varepsilon_1$ , at an arbitrary point of the dielectric half-space, including at the interface between the media the expressions (10) and (11) can be simplified. In this case the function  $G_e$  can be represented by an asymptotic series, limited by a certain number of terms  $N$  [25]

$$G_e \approx \sum_{n=0}^N G_n = \sum_{n=0}^N \frac{2}{\sqrt{i}} a_n(\mu) \int_0^\infty \left( \frac{\chi}{\sqrt{i}} \right)^n \exp\left( -\frac{\chi \cos \beta_1}{\varepsilon_1} \right) J_0\left( \frac{\chi \sin \beta_1}{\varepsilon_1} \right) d\chi = \quad (13)$$

$$= \sum_{n=0}^N 2(-1)^n a_n(\mu) \left( \frac{\varepsilon_1}{\sqrt{i}} \right)^{n+1} r_1^{n+1} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left( \frac{1}{r_1} \right),$$

where  $a_n(\mu)$  are the Taylor series coefficients of the function  $1/w_1 = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(\mu) (\chi/\sqrt{i})^n$ .

The use of asymptotic expansion (13) for field intensities (1), (3) or (7), (8) on the surface made it possible to find approximate values of the field at the boundary and to establish some general features of the field formation. Finding the corresponding relations is given in [23].

Firstly, in the found analytical expressions, the electromagnetic field on the surface is determined only by the known distribution of the field of external sources at the boundary

$$\dot{\mathbf{E}}_{\parallel}(z=0) = \sum_{n=0}^N \dot{\mathbf{E}}_{\parallel n} = \zeta \sum_{n=0}^N 2a_n(\mu) \left( \frac{\mu}{p} \right)^n \left\{ \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \mathbf{e}_z \times \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} \right\} \Big|_{z=0}; \quad (14)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_{\parallel}(z=0) = \sum_{n=0}^{N+1} \dot{\mathbf{H}}_{\parallel n} = - \sum_{n=0}^{N+1} 2a_{n-1}(\mu) \left( \frac{\mu}{p} \right)^n \left\{ \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} \right\} \Big|_{z=0}; \quad (15)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_{\perp}(z=0) = \sum_{n=0}^N \dot{\mathbf{H}}_{\perp n} = - \sum_{n=0}^N 2 \frac{a_n(\mu)}{\mu} \left( \frac{\mu}{p} \right)^{n+1} \left\{ \frac{\partial^{(n+1)}}{\partial z^{n+1}} \dot{\mathbf{H}}_{0\perp} \right\} \Big|_{z=0}, \quad (16)$$

here, it is taken into account  $\varepsilon_1 r_1 / \sqrt{i} = \mu/p$ ; it is accepted  $a_{-1} = -1$ ;  $\dot{\mathbf{H}}_0$  is the magnetic field intensity of external sources in dielectric medium at the interface. If the external field is created by a single current contour, then

$$\dot{\mathbf{H}}_0 = - \frac{\dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \frac{\mathbf{t} \times \mathbf{r}}{r^3} dl. \quad (17)$$

From (14) – (16) it can be seen that the electromagnetic field is determined not only by its local value on the surface, which corresponds to  $n=0$ . It also depends on the derivatives of the field with respect to the coordinate, that is, on the non-uniformity of the external field at the interface between the media. In this respect, the electromagnetic field at the boundary differs from the values  $\dot{\mathbf{E}}_\tau$  and  $\dot{\mathbf{H}}_\tau$  in the perfect skin effect model. The difference is associated with the field of eddy currents in conducting medium, the distribution law of which depends on the degree of remoteness of the external field sources in comparison with the penetration depth. The component of the magnetic field intensity normal to the boundary, which is absent in the perfect model, is determined only by the derivatives with respect to the coordinate  $z$  of the same external field component.

Secondly, the found expressions (14) – (16) made it possible to generalize the Leontovich impedance boundary condition for the case of diffusion of non-uniform electromagnetic field into conducting medium. The impedance boundary condition, which establishes the relation between the tangential components of the electric and magnetic field intensities at the interface, for individual terms of the asymptotic series is the following

$$a_{n-1}(\mu) \dot{\mathbf{E}}_{\parallel n} = -a_n(\mu) \zeta \mathbf{e}_z \times \dot{\mathbf{H}}_{\parallel n}. \quad (18)$$

It follows from (18) that the Leontovich approximate impedance boundary condition is valid only for the first two terms of the asymptotic series. The deviation takes

place starting from  $n = 2$  ( $\varepsilon^2$ ), for which (18) gives  $\dot{\mathbf{E}}_{\parallel 2} = \left[1 - 1/(2\mu^2)\right] \varepsilon \mathbf{e}_z \times \dot{\mathbf{H}}_{\parallel 2}$ . The requirement for fulfilling assumption in the approximate impedance boundary condition that the normal field component is equal to zero is more stringent. It holds only for the zero term of the asymptotic series and it is violated already at  $\varepsilon^1$ .

*Influence of the small parameter value to the field penetration low with the strong skin effect.* Let us perform a quantitative assessment of the influence of the small parameter value  $\varepsilon$  to the change in the penetration law of the electromagnetic field into conducting half-space. The analysis is carried out based on the expansion of expressions (4) in the asymptotic series, where for small  $\varepsilon$  the Taylor series expansion of the factor in the integrand is used near the zero value of the integration variable  $\chi$ .

Unlike (9), for the asymptotic expansion of improper integrals (4), it is necessary to use not only the expansion in a power series of the function  $w_1^{-1}(\chi)$ , but also the expansion of the exponential function (5). Taking into account, except one, next term in the expansion of the factor  $\sqrt{1 + [\chi/(\mu\sqrt{i})]^2}$ , approximate expression for exponential function (5) will be as follows

$$\exp\left(\sqrt{2i} \frac{z}{\delta} \sqrt{1 + \left(\frac{\chi}{\mu\sqrt{i}}\right)^2}\right) \approx \left[1 + \sqrt{2i} \frac{z}{\delta} \cdot \frac{1}{2\mu^2} \left(\frac{\chi}{\sqrt{i}}\right)^2\right] \exp\left(\sqrt{2i} \frac{z}{\delta}\right), \quad (19)$$

where it is considered that the ratio  $z/\delta$  does not exceed several units.

Taking into account (19), the functions  $f_1(z/\delta, \varepsilon, \beta)$  and  $f_2(z/\delta, \varepsilon, \beta)$  in (4) can be approximately represented as following (below we use the combined designation  $f_{1,2}(z/\delta, \varepsilon, \beta)$  for the two functions)

$$f_{1,2}\left(\frac{z}{\delta}, \varepsilon, \beta\right) \approx \exp\left(\sqrt{2i} \frac{z}{\delta}\right) \left[ f_{1,2}(0, \varepsilon, \beta) + \sqrt{2i} \frac{z}{\delta} \cdot \frac{1}{2\mu^2} k_{1,2}(0, \varepsilon, \beta) \right], \quad (20)$$

where  $k_{1,2}(0, \varepsilon, \beta)$  differ from  $f_{1,2}(0, \varepsilon, \beta)$  by the presence of factor  $(\chi/\sqrt{i})^2$  in the integrands (4).

After substitution  $1/w_1 = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(\mu)(\chi/\sqrt{i})^n$ , the functions

$k_{1,2}(0, \varepsilon, \beta)$  and  $f_{1,2}(0, \varepsilon, \beta)$  can be represented as expansion in asymptotic series, similarly  $G_e$  to (15) for  $z = 0$

$$\begin{cases} f_1(0, \varepsilon, \beta) = \sqrt{i} \sum_{n=0}^N a_n f_{1,n}, & f_2(0, \varepsilon, \beta) = \sqrt{i} \sum_{n=0}^N a_n f_{2,n}, \\ k_1(0, \varepsilon, \beta) = \sqrt{i} \sum_{n=0}^N a_n f_{1,n+2}, & k_2(0, \varepsilon, \beta) = \sqrt{i} \sum_{n=0}^N a_n f_{2,n+2}, \end{cases} \quad (21)$$

where

$$\begin{aligned} f_{1,n} &= \int_0^{\infty} (\chi/\sqrt{i})^{n+1} \exp\left(-\frac{\chi \cos \beta}{\varepsilon}\right) J_0\left(\frac{\chi \sin \beta}{\varepsilon}\right) d\chi, \\ f_{2,n} &= \int_0^{\infty} (\chi/\sqrt{i})^{n+1} \exp\left(-\frac{\chi \cos \beta}{\varepsilon}\right) J_1\left(\frac{\chi \sin \beta}{\varepsilon}\right) d\chi. \end{aligned} \quad (22)$$

To obtain the final expressions, it is sufficient to use expressions (14) – (16) of the expansion into asymptotic series of the electric and magnetic intensities at the interface. In this case, for the additional term containing

$k_{1,2}(0, \varepsilon, \beta)$ , the same expressions will be valid, in which the values of the degree of functions and derivatives change from  $n$  to  $n+2$ . Besides, since in (20) only one additional term of the series is taken into account, the functions  $k_{1,2}(0, \varepsilon, \beta)$  must also contain only one term of the expansion. With the same exactness the functions  $f_{1,2}(0, \varepsilon, \beta)$  can contain no more than three terms of the series. As a result, using the value of the field intensity at the interface (14), the expression in which the difference from unity for the factor in the exponential function is taken into account will be as following

$$\dot{\mathbf{E}}_i \approx 2e^{pz} \varepsilon \mathbf{e}_z \times \left\{ \begin{aligned} & \left. \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} - \frac{\mu}{p} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel}}{\partial z} \right|_{z=0} + \left(\frac{\mu}{p}\right)^2 \left(1 - \frac{1}{2\mu^2}\right) \frac{\partial^{(2)} \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel}}{\partial z^2} \Big|_{z=0} + \right. \\ & \left. + \left(\frac{\mu}{p}\right)^2 \frac{pz}{2\mu^2} \frac{\partial^{(2)} \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel}}{\partial z^2} \Big|_{z=0} \right\}. \quad (23) \end{aligned}$$

Similarly, using the values of the components of the magnetic field intensities at the boundary (15), (16) and the expansion of the exponential function (19), we can also write approximate expressions for the decrease of the non-uniform magnetic field in the conducting half-space

$$\dot{\mathbf{H}}_{\parallel} \approx 2e^{pz} \left\{ \begin{aligned} & \left. \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} - \frac{\mu}{p} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel}}{\partial z} \Big|_{z=0} + \left(\frac{\mu}{p}\right)^2 \left(1 - \frac{1}{2\mu^2}\right) \frac{\partial^{(2)} \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel}}{\partial z^2} \Big|_{z=0} + \right. \\ & \left. + \left(\frac{\mu}{p}\right)^2 \frac{pz}{2\mu^2} \frac{\partial^{(2)} \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel}}{\partial z^2} \Big|_{z=0} \right\}. \quad (24) \end{aligned}$$

$$\dot{\mathbf{H}}_{i\perp} \approx -\frac{2}{p} e^{pz} \left\{ \begin{aligned} & \left. \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_{0\perp}}{\partial z} \Big|_{z=0} - \frac{\mu}{p} \frac{\partial^{(2)} \dot{\mathbf{H}}_{0\perp}}{\partial z^2} \Big|_{z=0} + \left(\frac{\mu}{p}\right)^2 \left(1 - \frac{1}{2\mu^2}\right) \frac{\partial^{(3)} \dot{\mathbf{H}}_{0\perp}}{\partial z^3} \Big|_{z=0} + \right. \\ & \left. + \left(\frac{\mu}{p}\right)^2 \frac{pz}{2\mu^2} \frac{\partial^{(3)} \dot{\mathbf{H}}_{0\perp}}{\partial z^3} \Big|_{z=0} \right\}. \quad (25) \end{aligned}$$

For the components of the electromagnetic field  $\dot{\mathbf{E}}_{i\parallel} = \dot{\mathbf{E}}_i$  and  $\dot{\mathbf{H}}_{i\parallel}$ , directed parallel to the interface between the media, the deviation from the penetration law of uniform field takes place for the terms of series proportional to the second-order derivative of the field intensities at the surface. The deviation for the component of the magnetic field intensity perpendicular to the surface  $\dot{\mathbf{H}}_{i\perp}$  occurs for the term of series proportional to the third-order derivative. This is due to the absence of local value of the field at the surface in (18) which already contains a common factor proportional to the value  $\varepsilon$ .

As follows from (23) – (25), the deviation of the penetration law of non-uniform electromagnetic field in conducting medium from the penetration law of uniform one appears when the small parameter is taken into account in the second power  $\varepsilon^2$ . This conclusion is in agreement with the calculation results shown in Fig. 7,b and 8,b. In addition, it follows from (23) – (25) that the maximum value of the modulus of the additional term takes place at the maximum value of the function  $|pz \exp(pz)| = \left| \left(\sqrt{2z/\delta}\right) \exp(z/\delta) \right|$ , which is realized at  $-z = \delta$ .

This value also agrees well with the ratio  $z/\delta$  in Fig. 7,b and 8,b when the deviation reaches its maximum value.

As can be seen from (23) – (25), for all components of the electromagnetic field with strong skin effect, the deviation of the penetration law of non-uniform

electromagnetic field from the penetration law of uniform one is determined by the value of the same parameter

$$\left(\frac{\mu}{p}\right)^2 \frac{pz}{2\mu^2} \sim \left(\frac{\varepsilon}{\mu}\right)^2 \frac{z}{\delta}. \quad (26)$$

Estimate (26) takes into account only the difference between the field penetration laws. The total relative error associated with the use of the model of perfect skin effect will be much more, since this model also does not take into account the field non-uniformity at the interface.

### Conclusions.

The exact analytical solution of the three-dimensional problem of quasi-stationary electromagnetic field in the system «current contour of arbitrary configuration – conducting half-space» allows to obtain some general substantiated consequences of the field formation. These consequences, considered in the paper, are as follows.

1. It has been established that non-uniform electromagnetic field, upon penetration into conducting half-space, decreases in depth always faster than uniform field. Quantitative characteristic of the field decrease rate can be considered the parameter proportional to the ratio of the penetration depth of uniform field to the distance from external sources to the interface between dielectric and conducting media. With decrease in this parameter, the field is decreased slower, tending to the slowest decrease of uniform electromagnetic field, when the quantitative parameter tends to zero.

2. From the point of view of the possibility of using the penetration law of uniform field the concept of a strong skin effect can be extended. The skin effect can be considered strong when the penetration depth is small not only with respect to the characteristic dimensions of conducting body, but also of the entire electromagnetic system, including the distance from the surface of body to the external sources. In this case, the introduced quantitative parameter is small.

3. In the case of strong skin effect in its extended interpretation the non-uniformity of the electromagnetic field affects both the values of the field intensities at the interface between the media and the field penetration law into conducting body. The effect of field non-uniformity at the boundary surface is expressed in the fact that the electric and magnetic field intensities, in addition to local values, contain derivatives of the external sources field with respect to the coordinate perpendicular to the interface. The found analytical expressions for the field intensities in the form of asymptotic series make it possible to generalize the Leontovich impedance boundary condition to the diffusion of non-uniform field into conducting half-space. The mathematical model of the uniform field penetration into conducting medium to study the penetration of the non-uniform electromagnetic field is valid up to the introduced small parameter in the first degree. At the same time, the use of exponential decrease of the uniform field from its value at the boundary, determined with regard for its non-uniformity, is valid up to the small parameter already in the second power. The same limitation is valid when using the Leontovich approximate impedance boundary condition.

Further theoretical work is possible in the direction of a more general description of the non-uniform field of sources, not being limited to external sources in the form of current contours. The development of the theory is also possible in the direction of the formulation of boundary value problems, taking into account the known, as it shown, field at the interface between media. The found features of the field formation can make a practical importance when simulating processes, for example, by integral methods in devices with three-dimensional electromagnetic fields. The peculiarities of the distribution of the non-uniform electromagnetic field on the surface and in the skin layer of conducting body imply the study of its influence on the energy and force characteristics, the distribution of the Poynting vector and the Maxwell stress tensor.

**Acknowledgment.** The research was partially supported by the project 0115U004398 of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine.

**Conflict of interest.** The author declare no conflict of interest.

### REFERENCES

1. Rudnev V., Loveless D., Cook R.L. *Handbook of induction heating*. London, Taylor & Francis Ltd, 2017. 772 p. doi: <https://doi.org/10.1201/9781315117485>.
2. Lucía O., Maussion P., Dede E.J., Burdío J.M. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, May 2014, vol. 61, no. 5, pp. 2509-2520. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2013.2281162>.
3. Acero J., Alonso R., Burdío J.M., Barragan L.A., Puyal D. Analytical equivalent impedance for a planar circular induction heating system. *IEEE Transactions on Magnetics*, Jan. 2006, vol. 42, no. 1, pp. 84-86. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2005.854443>.
4. Babutskii A.I., Chrysanthou A., Ioannou J. Effect of pulsed electric current treatment on corrosion of structural metals. *Strength of Materials*, 2009, vol. 41, no. 4, pp. 387-391. doi: <https://doi.org/10.1007/s11223-009-9142-3>.
5. Gallo F., Satapathy S., Ravi-Chandar K. Melting and crack growth in electrical conductors subjected to short-duration current pulses. *International Journal of Fracture*, 2010, vol. 167, no. 2, pp. 183-193. doi: <https://doi.org/10.1007/s10704-010-9543-0>.
6. Vasetsky Y.M., Kondratenko I.P. Electromagnetic field of the inductor for local electric pulse effects on metal products, *Technical Electrodynamics*, 2020, no 4, pp. 11-14. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.011>.
7. Psyk V., Risch D., Kinsey B.L., Tekkaya A.E., Kleiner M. Electromagnetic forming – A review. *Journal of Materials Processing Technology*, 2011, vol. 211, iss. 5, pp. 787-829. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2010.12.012>.
8. Gayakwad D., Dargar M.K., Sharma P.K., Rajesh purohit, Rana R.S. A Review on Electromagnetic Forming Process. *Procedia Materials Science*, 2014, vol. 6, pp. 520-527. doi: <https://doi.org/10.1016/j.mspro.2014.07.066>.
9. Batygin Y., Barbashova M., Sabokar O. *Electromagnetic Metal Forming for Advanced Processing Technologies*. Springer, Cham, 2018. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-74570-1>.
10. Yuferev S.V., Ida N. *Surface Impedance Boundary Conditions: A Comprehensive Approach*. CRC Press, 2010. 412 p. doi: <https://doi.org/10.1201/9781315219929>.

11. Landau L.D., Lifshitz E.M. *Electrodynamics of Continuous Media*. Elsevier Ltd, 1984. 475 p. doi: <https://doi.org/10.1016/b978-0-08-030275-1.50024-2>.
12. Knoepfel H. *Pulsed High Magnetic Fields*. Canada: John Wiley & Sons, Limited, 1997. 372 p.
13. Leontovich M.A. On the Approximate Boundary Conditions for Electromagnetic Field on the Surface of Highly Conducting Bodies. *Propagation of electromagnetic waves*, Moscow, USSR Academy of Sciences Publ., 1948, pp. 5-20 (Rus).
14. Rytov S.M. Calculation of skin effect by perturbation method. *Journal of Experimental and Theoretical Physics*, 1940, vol. 10, iss. 2, pp. 180-190. (Rus).
15. Mitzner K.M. An integral equation approach to scattering from a body of finite conductivity. *Radio Science*, 1967, vol. 2, iss. 12, pp. 1459-1470. doi: <https://doi.org/10.1002/rds19672121459>.
16. Kravchenko A.N. *Boundary Characteristics in Electrodynamics Problems*. Kyiv, Naukova Dumka Publ., 1989. 218 p. (Rus).
17. Fridman B.E. Skin effect in massive conductors used in pulsed electrical devices: I. Electromagnetic field of massive conductors. *Technical Physics*, 2002, vol. 47, no. 9, pp. 1112-1119. doi: <https://doi.org/10.1134/1.1508074>.
18. Berdnik S.L., Penkin D.Y., Katrich V.A., Penkin Y.M., Nesterenko M.V. Using the concept of surface impedance in problems of electrodynamics (75 years later). *Radio physics and radio astronomy*, 2014, vol. 19, no. 1, pp. 57-80. doi: <https://doi.org/10.15407/rpra19.01.057>.
19. Liu X., Yang F., Li M., Xu S. Generalized Boundary Conditions in Surface Electromagnetics: Fundamental Theorems and Surface Characterizations. *Applied Sciences*, 2019, vol. 9, no. 9, p. 1891. doi: <https://doi.org/10.3390/app9091891>.
20. Vasetsky Yu.M., Dziuba K.K. An analytical calculation method of quasi-stationary three-dimensional electromagnetic field created by the arbitrary current contour that located near conducting body. *Technical Electrodynamics*, 2017, no 5, pp. 7-17. (Rus). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.007>.
21. Vasetsky Yu.M., Dziuba K.K. Three-dimensional quasi-stationary electromagnetic field generated by arbitrary current contour near conducting body. *Technical Electrodynamics*, 2018, no 1, pp. 3-12. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.003>.
22. Vasetsky Yu.M., Dziuba K.K., Kucheriava I.M., Mazurenko I.L. The penetration of nonuniform electromagnetic field of current contour in conducting medium. *Technical Electrodynamics*, 2018, no 5, 11-14. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.011>.
23. Vasetsky Yu. Nonuniform electromagnetic field at the interface between dielectric and conducting media. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 2020, vol. 92, pp. 101-107. doi: <https://doi.org/10.2528/pierl20050802>.
24. Simonyi K. *Foundation of electrical engineering*. Elsevier Ltd, 1963. 865 p. doi: <https://doi.org/10.1016/c2013-0-02694-1>.
25. Vasetsky Yu., Mazurenko I., Dziuba K. Conditions for Application of Asymptotic Method to Electromagnetic Field Analysis in System of «a Current Loop – an Electroconducting Body». *Computational Problems of Electrical Engineering*, 2014, vol. 4, no. 1, pp. 91-96. Available at: <http://science.lpnu.ua/sites/default/files/journal-paper/2017/sep/6032/19.pdf> (accessed 20.12.2020).

Received 29.12.2020

Accepted 03.02.2020

Published 05.04.2021

Yu.M. Vasetsky<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,

<sup>1</sup> Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy Avenue, Kyiv, 03057, Ukraine,  
e-mail: yuriy.vasetsky@gmail.com

N. Benchouia, M. Saaidia

## OPTIMIZATION AND RELIABILITY OF THE POWER SUPPLY SYSTEMS OF A COMPRESSOR STATION

As gas pipeline systems become larger and more complex, the importance of optimally operating and planning these facilities has increased. The capital costs and operating expenses of pipeline systems are so large that even small improvements in the use of the system can involve large sums of money. **Purpose.** This article proposes a method to improve the reliability and optimization of power supply systems for compressor stations. **The novelty** of the proposed work is the development of a new mathematical model that allows the choice of the most appropriate maintenance policies in the best way to significantly reduce costs as well as to optimize useful key performance indicators – failure rate, average time between breakdowns, the average repair time for equipment in compressor station electrical supply systems. Applying graph theory to represent this mathematical model from the schematic diagram of the different energy sources with respect to the five compressor stations is adequate. **Methods.** The problem that arises for the future operator or operator is, among others, how to balance two main aspects: a technical aspect and an economic aspect. The proposed methodology introduces a research algorithm to calculate the optimal values of the operating parameters of the power supply systems of compressor stations by combining technical and economic aspects in order to reduce costs and increase performance indicators. The proposed algorithm can be implemented in FORTRAN code. **Results.** The algorithm developed is an efficient tool for calculating maintenance costs and allows by means of programming to define the most appropriate maintenance policy. On the other hand, this technique could be used as an essential economic evaluation indicator for other equipment in order to choose among all the technically possible solutions the one which allow obtaining the best economic result. **Practical value.** The proposed algorithm has been examined in this third variant of the supply system with two turbogenerators. The result of the optimization shows a clear preference for selecting station C for the pipeline as this presents the minimum cost which is the definition of the algorithm optimizer. Then, it is important to adopt the most recommended maintenance policies and practices in order to ensure the availability of the power supply systems and to avoid unplanned outages with the resulting loss of production. References 12, table 2, figures 7.

**Key words:** power supply system, reliability, optimization, economic aspects, technical aspects, graph theory.

У міру того як газопровідні системи стають дедалі більшими та складнішими, зростає значення оптимального функціонування та планування цих об'єктів. Капітальні витрати та експлуатаційні витрати трубопровідних систем настільки великі, що навіть незначні вдосконалення у використанні систем можуть залучити великі суми грошей. **Мета.** У статті пропонується метод підвищення надійності та оптимізації систем електропостачання компресорних станцій. **Новизна** запропонованої роботи полягає у розробці нової математичної моделі, яка дозволяє найкращим чином вибрати найбільш відповідні політики технічного обслуговування, щоб значно скоротити витрати, а також оптимізувати корисні ключові показники ефективності – рівень відмов, середній час між поломками, середній час ремонту обладнання в системах електропостачання компресорної станції. Застосування теорії графів для представлення цієї математичної моделі на принциповій схемі різних джерел енергії щодо п'яти компресорних станцій є достатнім. **Методи.** Задача, яка виникає у майбутнього або діючого оператора, полягає, серед іншого, у тому, як збалансувати два основні аспекти: технічний аспект та економічний аспект. Запропонована методологія вводить алгоритм дослідження для розрахунку оптимальних значень робочих параметрів систем електропостачання компресорних станцій шляхом поєднання технічних та економічних аспектів з метою зменшення витрат та збільшення показників ефективності. Запропонований алгоритм може бути реалізований у програмі на мові програмування FORTRAN. **Результати.** Розроблений алгоритм є ефективним інструментом для розрахунку витрат на технічне обслуговування та дозволяє за допомогою програмування визначити найбільш відповідну політику технічного обслуговування. З іншого боку, цю методіку можна використовувати як важливий показник економічної оцінки для іншого обладнання, щоб вибрати серед усіх технічно можливих рішень те, яке дозволяє отримати найкращий економічний результат. **Практичне значення.** Запропонований алгоритм був перевірений у третьому варіанті системи живлення з двома турбогенераторами. Результат оптимізації показує чітку перевагу щодо вибору станції C для трубопроводу, оскільки це представляє мінімальну вартість, яка є визначенням оптимізатора алгоритму. Тоді важливо прийняти найбільш рекомендовані політики та практики технічного обслуговування, щоб забезпечити доступність систем електропостачання та уникнути незапланованих відключень із наслідком втрат виробництва. Бібл. 12, табл. 2, рис. 7.

**Ключові слова:** система електропостачання, надійність, оптимізація, економічні аспекти, технічні аспекти, теорія графів.

**Introduction.** Compressor station (CS) is an integral and an essential part of a gas pipeline, providing gas transportation by means of power equipment. It serves as a control element in the complex of buildings, belonging to the trunk gas pipeline. The pipeline operation mode is defined through the compressor station operation parameters.

Power supply system (PSS) is a combination of sources and systems of conversion, transmission and electric energy distribution. Power supply system does not usually include consumers (or electricity receivers).

The following requirements are to be met by power supply systems:

- reliability and continuity of power supply to consumers;
- quality of electric energy on consumer input;
- safety of PSS elements maintenance;
- unification (modularity, standardization);
- economic efficiency (includes such concepts as energy efficiency and energy conservation);
- ecological compatibility;
- ergonomics [1].

As natural gas pipeline systems have grown larger and more complex, the importance of optimal operation



and planning of these facilities has increased. The investment costs and operating expenses of pipeline networks are so large that even small improvements in system utilization can involve substantial amounts of money saving [2].

For electric power supply systems, intended to provide the work of processing facilities with a continuous cycle (such systems include compressor stations of trunk gas pipelines) reliability and maintainability are considered to be the main properties. Problems of durability and safety of the system are not too much crucial. For modern electrical driven, equipped with powerful synchronous motors, problems of stability and vitality of the systems and their power supply are considered to be additional important properties [1].

In a gas transmission network, the overall operating cost of the system is highly dependent upon the operating cost of the compressor stations of the network. In fact, this compressor station's operating cost is generally measured by the quantity of the consumed fuel. According to [3], the operating cost of running the compressor stations represents between 25 % and 50 % of the total company's operating budget.

Recently, the issues of reliability improvement and configuration optimization of power supply systems of industrial facilities have been gaining significance [4]. Reliability is all that is required for a product to function without failure, or with a failure frequency low enough to be acceptable in its intended use. Its conservation concerns the Maintainability which takes care of what must be done so that a product is brought back under conditions as close as possible to those foreseen at the beginning of its operation.

Many researchers have presented and described proposed optimization and reliability methods for power supply systems of a compressor station. Literature reviews have been written to summarize the methods and the achievements. In [5] authors have illustrated the different influencing factors for the economic success of a gas compression station. Important criteria include first cost, operating cost (especially fuel cost), capacity, availability, life cycle cost, and emissions. Decisions about the layout of compressor stations such as the number of units, standby requirements, type of driver and type of compressors have an impact on cost, fuel consumption, operational flexibility, emissions, as well as availability of the station. An overview of important mathematical optimization and artificial intelligence (AI) techniques used in power optimization problems. Applications of hybrid (AI) techniques have also been discussed in [6]. The statistical data on the failures of the elements of the electrical power systems for the gas pumping compressor stations is studied in [7]. The distribution functions of operating time between failures, operating time between unplanned repairs, restoration time are chosen for power supply systems' elements. Parameters of Weibull distribution function are determined. The reliability of power supply system for gas pumping compressor station is simulated. Comparative analysis of the system reliability with hot and cold reserve is processed. The role of elements and their parameters for ensuring reliability are determined.

The rational boundaries for increasing reliability for the most important system elements are determined in [7]. In [8] authors solve the reliability design problem which is a very interesting problem often encountered in the energy industry. It is formulated as a sequence of redundancy optimization problems (ROP). The resolution of this problem uses a developing Ant Colony Optimization (ACO) method. This new algorithm for choosing an optimal series-parallel power structure configuration is proposed. It minimizes the total investment cost subject to availability constraints.

However, many of the algorithms currently used by the system operators and planners are based on heuristics and have severe limitations. Therefore, optimization algorithms used during operations need to be timely in detecting problems and suggesting corrective actions.

**The goal of the paper** is the proposal of a tool allowing to optimize the power supply systems of a real existing compressor station, taking into account the technical aspect and the economic aspect on the basis of a mathematical model which makes it possible to increase the reliability of the entire operation of the mechanism and to considerably ensure its availability in order to minimize the total expenditure of the electrical supply system of the BISKRA station, Algeria.

**Subject of investigations.** This paper carries out a comprehensive study of calculation and optimization of the power supply systems of compressor stations with the essential objective of choosing among all the technically possible solutions those which allows obtaining the best economic result.

In this article, a new flexible and efficient model and an optimization algorithm is proposed in order to solve the problem of reliability, maintainability and availability of operation in order to minimize the costs of the power supply systems of natural gas compression stations.

This paper is structured as follows: in Section 2, the description of the compressor station and the technological process used in the model formulation are presented; in Section 3, a development optimization criterion is introduced; the development of the power system optimization algorithm is presented in Section 4. The results showing the graphic presentation of the calculation and the performance of the proposed formulation are presented in Section 5. Finally, in Section 6, conclusion on the achieved results is presented.

**Presentation of the compressor station.** In [9] the gas pipeline GK1 (40'') GK2 (42'') is designed to ensure the connection between the departure terminal of HASSI R'MEL and the arrival terminal of SKIKDA, as well as the supply of the SONELGAZ (The Algerian Electricity production and distribution company) distribution centers in eastern Algeria.

Construction of the pipeline began in 1968 for it to be commissioned in its first phase in 1971.

In its first phase, the gas pipeline ensured a flow of  $5.7 \times 10^9$  m<sup>3</sup>/year with no in-line compressor station (free flow).

In its second phase and with increasing energy requirements, two compressor stations were installed (stations B and D) to achieve a flow rate of  $9.2 \times 10^9$  m<sup>3</sup>/year.

In its third phase, the gas pipeline is operated with five in-line compression stations thus ensuring maximum speed with a flow rate of  $12.7 \times 10^9$  m<sup>3</sup>/year.

The natural gas pipe between HASSI R'MEL and SKIKDA has a length of 574.87 km. It is designed to service at an absolute pressure of  $71.05 \pm 0.4$  bars and a maximum temperature of  $60^\circ\text{C}$  over its entire length.

The departure terminal controls the inlet pressure of  $71.05 \pm 0.4$  bars absolute of the pipe. The arrival terminal is able to maintain downstream pressure from 43 to 45 bars absolute. The annual flow from HASSI R'MEL is  $12.7 \times 10^9$  m<sup>3</sup>/year (optimal conditions in summer and winter). Table 1 details the operating conditions of the five stations such as compressor suction pressure, compressor suction temperature, maximum power, etc.

Service condition of stations

Table 1

Condition \ Station	A	B	C	D	E
Compressor (in service + reserve)	3+1	3+1	3+1	3+1	3+1
Gas flow per machine (kg/h)	455.93	449.96	442.46	439.80	432.30
Compressor suction pressure (bar)	50.49	48.15	48.30	48.41	50.14
Temperature compressor suction ( $^\circ\text{C}$ )	38.06	44.86	43.94	44.60	40.93
Compressor cooling point (bar)	73	73	73	73	73
Compressor discharge temperature ( $^\circ\text{C}$ )	-	-	-	-	-
Maximum station output (bar)	71.5	71.5	71.5	71.5	71.5

**Description of the technological process.** The station's gas compression system begins at the filter inlet manifold located in the northeast corner of the facility site (or refers to the north of the facility, not true north).

The gas passes through vertical filters that retain moisture and filings making the gas suitable for recompression in the station compressors to the turbocompressors (TC) suction manifold.

In [9] the «A», «B», «C» and «D» turbocompressors are individually connected to this manifold. The suction line of each compressor is 60.96 cm in diameter (see Fig. 1).

The gas is sucked into the compressor or its pressure is increased to 73 bars absolute. It is discharged into the discharge manifold through the 60.96 cm discharge line of each compressor. The discharge manifold directs gas to a calibrated orifice where the rate of flow is determined. The gas then passes into the after cooler where its temperature is reduced to a value not exceeding  $60^\circ\text{C}$ .

From the coolers, the gas passes through the 101.6 cm mainline. The pressure losses in the gas refrigerants are 1.5 bars absolute; so at the exit of the station, we will have the extreme values of pressure and temperature which are 71.5 bars absolute and  $60^\circ\text{C}$ .

For this technological process to be ensured, the turbocompressors must be in good working order. So the adopted power supply system plays a key role.

According to statistical calculations, failures of fuel systems have a direct influence on the reduction of the operating time of turbochargers (restarting, fuel and oil losses, etc.). This is why the analysis of adequate feeding systems for this type of process becomes an absolute necessity.

Figure 1 shows the technological process of the compressor station. We find that failures in the power supply system directly affect the decrease in uptime of turbocompressors.

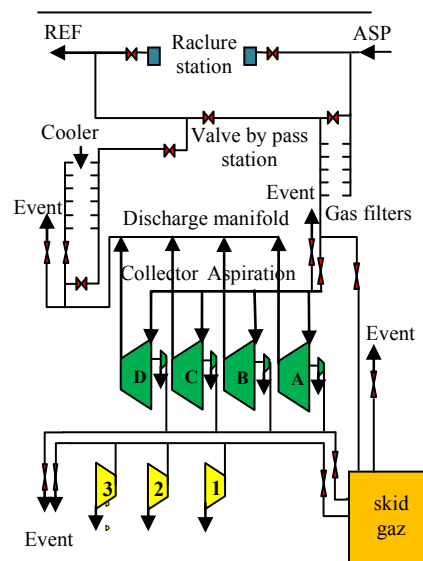


Fig. 1. Technological process of a compressor station

**Proposed optimization methodology.** The methodology of the proposed study is based on the calculation and optimization of the power supply systems of compressor stations on the basis of two main aspects: a technical aspect and an economic aspect.

**Technical aspect.** The technical aspect is the ability of the power supply system to provide the compressor station with the electrical energy of a required quality without interruption; which means to reduce the damage due to accidental failures (interruption in electrical energy) by increasing the reliability of the power supply system while maintaining the economic conditions surrounding the problem. The process of reliability evaluation may be done using two major groups of statistical indicators:  $\lambda$ , MTBF (Mean Time Before Failure) and MTTR (Mean Time To Repair) are the two main indicators of reliability used industrially [10].

**Failure rate  $\lambda$**  represents the failure rate or the damage rate. It characterizes the speed of variation of reliability over time for a given work period, total duration in active service

$$\lambda = \frac{\text{Total number of failures during service}}{\text{Total operating time}} \quad (1)$$

In practice, the failure rate can be constant, but also increasing or decreasing over time, with gradual change and without discontinuity.

The failure rate is the probability that an entity will lose its ability to perform a function during the interval, knowing that it has not failed between  $[0, t]$ ; we note it:

$$\lambda(t) = \frac{1}{MTBF} \quad (2)$$

*MTBF* is often translated as being the average of good functioning but represents the average of the times between two failures (*TBF*):

$$MTBF = \frac{\sum TBF}{N} \quad (3)$$

where  $N$  is the number of failures.

*MTTR* is average time to repair which expresses the average time for repair spots. It is calculated by adding the active times maintenance as well as additional maintenance times, all divided by the number of interventions:

$$MTTR = \frac{\sum \text{intervention time for } N \text{ failures}}{N}, \quad (4)$$

repair rate  $\mu$  is

$$\mu = \frac{1}{MTTR}. \quad (5)$$

**Economic aspect.** In the economic study comparing the different variants of the power supply system, the factors directly influenced by reliability considerations are investments (installation expenditure), on one hand, and maintenance expenses, supervision expenses, expenses due to loss of electrical power and transformers and depreciation expenses on the other hand. These expenses are called operating expenses [11].

Therefore, the solution to be adopted must minimize the total expenditure on the power supply system in question, which is given by the following formula:

$$C_t = P_n \cdot C_{inst} + C_{op} + D \rightarrow \min, \quad (6)$$

where  $P_n$  is the normative coefficient of investment efficiency;  $C_{inst}$  is the installation (capital) expenses for power system components by line;  $C_{op}$  is the operating expenses;  $D$  is the damage due to accidental power system failures.

$P_n$  depends on the period of depreciation of the invested capital as follow:

$$P_n = \frac{1}{T_d} = 0.12, \quad (7)$$

where the period of depreciation as follows:

$$T_d = (8 \div 10), \text{ year}. \quad (8)$$

$C_{inst}$  is given by the following formula:

$$C_{inst_l} = I_0 \cdot l, \quad (9)$$

where  $I_0$  is the kilometric price, (DA/km, DA – Algerian Dinar) and  $l$  is the length of line, km.

For transformers:

$$C_{inst_{TR}} = N \cdot I_{TR}, \quad (10)$$

where  $N$  being the number of transformers to install and  $I_{TR}$  is the price of a processor, DA.

For turbogenerators:

$$C_{inst_{TG}} = N \cdot I_{TG}, \quad (11)$$

where  $N$  is the number of turbogenerators;  $I_{TG}$  is the price of a turbogenerator, DA.

$C_{op}$  is given by the following formula:

$$C_{op} = C_{losses} + d_{an} + C_m, \quad (12)$$

where  $C_{losses}$  is the expenditure due to loss of electrical energy in the line and transformers, can be represented as follows:

$$C_{losses} = (\Delta w_l + \Delta w_{TR}) \cdot C_0, \quad (13)$$

where  $\Delta w_l$  represents the losses of electrical energy in the line:

$$\Delta w_l = \left( \frac{S_{\max}}{V_n} \right)^2 \cdot r_0 \cdot l \cdot \tau_{\max} \cdot 10^3, \quad (14)$$

where  $S_{\max}$  is the maximum apparent power passing through the line (in MVA) depending on the parameters:  $V_n$  is the electrical power transmission rating, kV;  $r_0$  is the

specific resistance of the line,  $\Omega/\text{km}$ ;  $l$  is the length of line, km;  $\tau_{\max}$  is the maximum time of loss of electrical energy during one year, h/year;  $\Delta w_{TR}$  is the losses of electrical energy in the transformer:

$$\Delta w_{TR} = \Delta P_0 \cdot T_f + \Delta P_a \cdot K_l^2 \cdot \tau_{\max}, \quad (15)$$

where  $\Delta P_0$  is the active power losses in the magnetic circuit (not depending on load), kW;  $T_f$  is the transformer operating time during one year ( $T_f = 8760$  h);  $\Delta P_a$  is the active power losses in windings created by Joule effect, kW;  $K_l$  is the transformer load factor ( $K_l = 0.7$ );  $C_0$  is the cost of one kilowatt hour of electrical energy, DA/kWh.

Annual depreciation expenses  $d_{an}$  to offset expenses due to wear and tear of power system components is given by the following formula:

$$d_{an} = \frac{\alpha(\%)}{100} \cdot I, \quad (16)$$

where  $\alpha$  is the depreciation rate; it varies from one element to another (for the line  $\alpha = 2.4$  %; for the transformer  $\alpha = 6.4$  %; for the turbogenerator  $\alpha = 6.5$ );  $I$  is the clean investment;  $C_m$  is the maintenance, inspection and supervision expenses. These are directly related to the degree of reliability and safety level imposed on the power system:

$$C_m \approx 0.20 \cdot d_{an}. \quad (17)$$

Damage due to accidental power system failures  $D$ :

$$D = 1.08 \cdot \Delta w_a \cdot C_0, \quad (18)$$

where 1.08 is the reserve coefficient which takes into account the accidental downtime of less than 0.1 hours;  $\Delta w_a$  is the electrical energy not delivered for one year due to accidental failure of the power supply system, kW·h/year.

$$\Delta w_a = P_M \cdot 8760 \cdot Q \cdot \varepsilon \cdot \beta_m \cdot \beta_q, \quad (19)$$

where  $P_M$  is the maximum active power (calculated) of the compressor station, kW;  $Q$  is the total probability of accidental failure of two power system circuits.

Practice has shown that accidental failures follow an exponential law:

$$Q = \tau \cdot \left( 1 - e^{-\lambda} \right) / 8760, \quad (20)$$

where  $\tau$  is the total repair time of the power supply system expressed in hours;  $\lambda$  is the total failure rate of the power supply system expressed in 1/year;  $\varepsilon$  is the coefficient of the carried power limitation in the damage regime:

$$\varepsilon = \frac{P_M - P_a}{P_M}, \quad (21)$$

$$P_a = 1.4 \cdot S_{nTR} \cos \varphi, \quad (22)$$

where  $P_a$  is the allowable power of the transformer in the damage regime (in our study we considered the failure of two circuits of the power supply system, ( $P_a = 0 \Rightarrow \varepsilon = 1$ );  $\beta_m$  and  $\beta_q$  are respectively the filling coefficients of the monthly and daily load diagrams for a compression station:  $\beta_m = 0.97$ ;  $\beta_q = 0.94$ .

**Development of power system optimization algorithm.** It is based on the graph theory which consists of developing a mathematical model based on the layout diagram of the different power sources compared to the five compressor stations. Figure 2 illustrates the graphic presentation of power supply system of compressor stations.

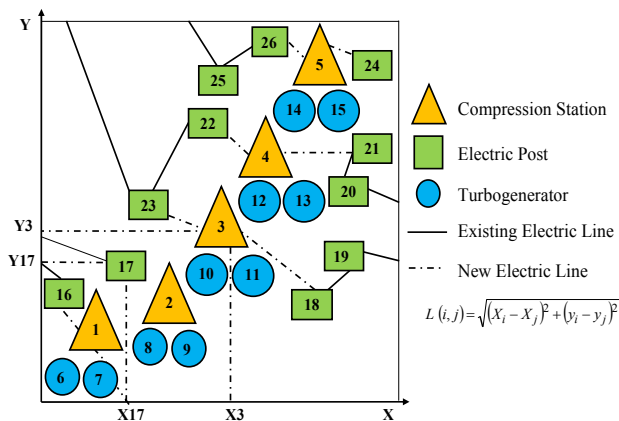


Fig. 2. Graphic presentation of power supply system of compressor stations

The power supply system is completely represented mathematically by a matrix  $A(N, M)$  which determines the connection between the compressor stations and the power sources (existing power line presents in Fig. 3).

		Power sources							
Compression station	$N$	6	7	8	9	-	-	-	$M$
	1	0	1	0	0	0	0	1	0
2	1	0	0	1	0	0	0	0	0
3	0	0	1	0	1	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0	0	1	1
5	0	0	0	0	1	1	0	0	0
Power sources	6	-1	0	0	-1	0	0	-1	0
	7	0	-1	0	0	-1	0	0	0
	8	0	0	-1	0	0	0	-1	0
	$l$	-	-	-	-	-	-	-	-
	$l$	-	-	-	-	-	-	-	-
	$N$	-	-	-	-	-	-	-	-

$$A(i, j) = \begin{cases} -1 & \text{if } (A_i, A_j) \in E(G) \text{ - points connected by an existing line} \\ 0 & \text{if } (A_i, A_j) \notin E(G) \text{ - no connections between points} \\ 1 & \text{if } (A_i, A_j) \in E(G) \text{ - points connected by a new line} \end{cases}$$

Fig. 3. The developed mathematical model of power supply system of compressor stations (where  $A(i, j) = -1$  is connection between power sources (existing line);  $A(i, j) = 0$  is no connection;  $A(i, j) = 1$  is connection between power sources and compressor stations (new line))

Figure 4 shows the flow chart of the algorithm for optimization of  $n$ -electric power supply systems of compressor stations. It allows, in its first part, to calculate the installation and operating expenses by different variants of the power supply system and in the second part, it allows us to calculate the damage due to accidental failures by different variants of the power supply system. This allows us to choose at the same time the most optimal variant of the power supply system which total expenses will be minimal.

**Calculation of reliability parameters.** The 100 % confidence in electrical equipment does not exist. So the concept of reliability only gives us the degree of confidence in this equipment. It leads to studies of failure rate ( $\lambda$ ), repair time ( $\tau$ ), time of proper operation, etc. It becomes the link between the technological aspect and the economical aspect [11, 12]. For this reason, the reliability of an electrical power system is the probability

This mathematical model allowed us to develop a calculation flowchart taking into account three essential conditions:

- substations (power sources) must have a reserve of electrical energy;
- a compressor station can only be powered from two power sources;
- the distance between the power source and a compressor station  $L$  must be less than the critical distance  $L_{CR}$  which depends on the nominal voltage of electric power transmission and power:

$$L(i, j) < L_{CR}, \quad (23)$$

where

$$L(i, j) = \sqrt{(X_i - X_j)^2 + (Y_i - Y_j)^2}, \quad (24)$$

where  $(X_i, Y_i)$  is the coordinates of the  $i^{th}$  electrical post or compressor station;  $(X_j, Y_j)$  is the coordinates of  $j^{th}$  the electrical post.

Optimization criteria:

$$C_t = P_n \cdot C_{inst} + C_{op} + D \rightarrow \min$$

$C_t$  – total expenditure, DA;

$P_n$  – normative coefficient,  $P_n = 0.12$ ;

$C_{inst}$  – installation expenses, DA;

$C_{op}$  – operating expenses, DA;

$$C_{op} = C_{losses} + d_{an} + C_m$$

$C_{losses}$  – expenses due to losses of electrical energy in lines and transformers;

$d_{an}$  – annual depreciation expenses;

$C_m$  – maintenance expenses,  $C_m = 0.20 \cdot d_{an}$ ;

$D$  – damage due to accidental failures of PSS, DA.

that it will perform its mission satisfactorily and under specified environmental conditions.

Considering reliability economically as high availability is expensive. It is certain that the cost price of the power supply system has to be increased if we want the failure rate of the system to be reduced.

Figure 5 shows the expenditure curves according to reliability. This approach attempts to determine the appropriate sums to invest in reliability is to compare the costs caused by failures (that is, the costs resulting from poor reliability) with the costs necessary to provide greater reliability. It is clear when increasing the reliability of the power system it means reducing the risk of its failure (reducing damage).

This power supply system is a set of electrical equipments belonging to the group of repairable elements. Therefore; reliability is characterized by the failure rate ( $\lambda$ ) and repair time ( $\tau$ ).

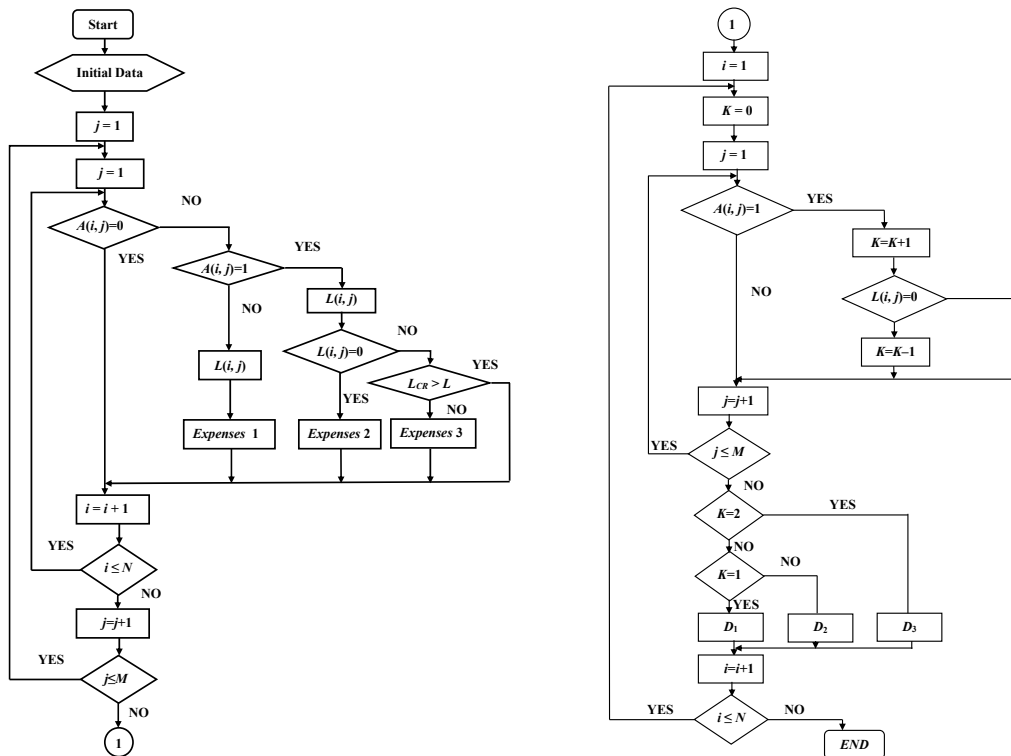


Fig. 4. The proposed and developed optimization algorithm of the power supply system

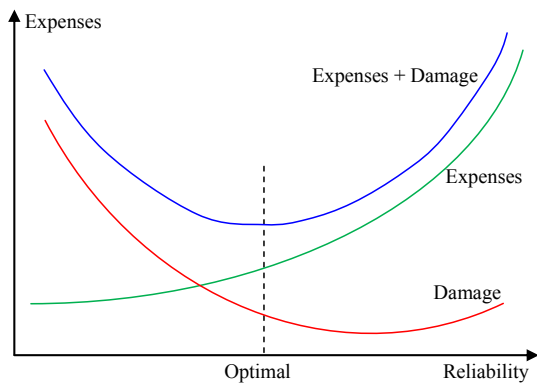


Fig. 5. Expenditure curves according to reliability [11]

Then the proper functioning of the power supply system results from the proper functioning of the various

elements that compose it. In other words, the overall reliability requirement is reflected in the form of specific reliability requirements for each element.

These elements can be mounted in only two methods: in series or in parallel (or mixed). Three variants of the power supply system were considered for compressor stations:

- a) from two electric lines;
- b) from a single electric line and a turbogenerator (stand-alone power plant);
- c) from two turbogenerators.

Our case study is based on this third variant of the supply system, i.e. from two turbogenerators.

Figure 6 shows the calculation of the reliability parameters  $\lambda$ ,  $\tau$  of the power supply system of compressor stations from two turbogenerators.

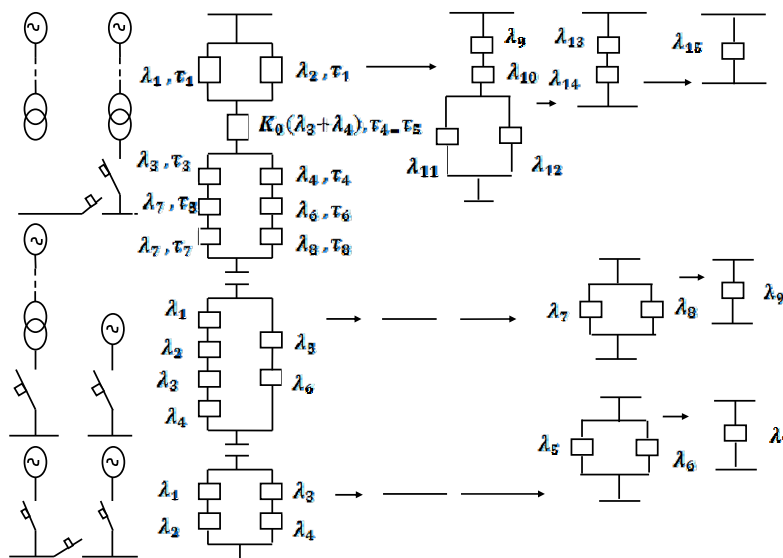


Fig. 6. Calculation of the reliability parameters  $\lambda$ ,  $\tau$  of the power supply system of compressor stations for the three variants

**First variant of the power supply system – from two power lines.**

*First transformation.*

$$\lambda_{1,2} = \lambda_1 \cdot \lambda_2 \cdot (\tau_1 + \tau_2) = \lambda_9; \quad (25)$$

$$\tau_{1,2} = \frac{\tau_1 \cdot \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} = \tau_9, \quad (26)$$

where  $\lambda_1$  and  $\lambda_2$  are the failure rates of post 1 and post 2 respectively;  $\tau_1$  and  $\tau_2$  are the repair times of post 1 and post 2 respectively;

$$\lambda_{3,5} = \lambda_3 + \lambda_5 + \lambda_7 = \lambda_{11}; \quad (27)$$

$$\lambda_{4,6} = \lambda_4 + \lambda_6 + \lambda_8 = \lambda_{12}; \quad (28)$$

$$\tau_{3,5} = \frac{\lambda_3 \cdot \tau_3 + \lambda_5 \cdot \tau_5 + \lambda_7 \cdot \tau_7}{\lambda_3 + \lambda_5 + \lambda_7}; \quad (29)$$

$$\tau_{4,6} = \frac{\lambda_4 \cdot \tau_4 + \lambda_6 \cdot \tau_6 + \lambda_8 \cdot \tau_8}{\lambda_4 + \lambda_6 + \lambda_8}, \quad (30)$$

where  $\lambda_7$  and  $\lambda_8$  are the failure rates of the circuit breaker 0.4 kV;  $\lambda_3$  and  $\lambda_4$  are the failure rates of lines L<sub>1</sub> and L<sub>2</sub>;  $\lambda_5$  and  $\lambda_6$  are the failure rates of transformers 1 and 2;  $\tau_3$  and  $\tau_4$  are the repair times of lines L<sub>1</sub> and L<sub>2</sub>;  $\tau_5$  and  $\tau_6$  are the repair times of transformers 1 and 2.

*Second transformation.*

$$\lambda_{eq1} = \lambda_{1,2} + K_0(\lambda_3 + \lambda_4) = \lambda_{13}; \quad (31)$$

$$\tau_{eq1} = \frac{\lambda_{1,2} \cdot \tau_{1,2} + K_0(\lambda_3 + \lambda_4) \cdot \tau_3}{\lambda_{1,2} + K_0 \cdot (\lambda_3 + \lambda_4)} = \tau_{13}; \quad (32)$$

$$\lambda_{eq2} = \lambda_{3,5} \cdot \lambda_{4,6} (\tau_{3,5} + \tau_{4,6}) = \lambda_{14}; \quad (33)$$

$$\tau_{eq2} = \frac{\tau_{3,5} \cdot \tau_{4,6}}{\tau_{3,5} + \tau_{4,6}} = \tau_{14}, \quad (34)$$

where  $K_0$  is the coefficient of the climatic conditions influence;  $K_0(\lambda_3 + \lambda_4)$  is the failure rate of the lines L<sub>1</sub> and L<sub>2</sub> simultaneously;  $\tau_0$  is the repair time of the two lines  $\tau_0 = \tau_3 = \tau_4$ .

*Third transformation.*

$$\lambda_{15} = \lambda_{13} + \lambda_{14}; \quad (35)$$

$$\tau_{15} = \frac{\lambda_{13} \cdot \tau_{13} + \lambda_{14} \cdot \tau_{14}}{\lambda_{13} + \lambda_{14}}. \quad (36)$$

Finally, the expression of the probability of failure of the power supply system from two electric lines can be represented as follows:

$$Q = \tau_{15} \cdot \left(1 - e^{-\lambda_{15}}\right) / 8760. \quad (37)$$

**Second variant of the power supply system – from a single electric line and a turbogenerator.**

*First transformation.*

$$\lambda_7 = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4; \quad \lambda_8 = \lambda_5 + \lambda_6 \quad (38)$$

$$\tau_7 = \frac{\lambda_1 \cdot \tau_1 + \lambda_2 \cdot \tau_2 + \lambda_3 \cdot \tau_3 + \lambda_4 \cdot \tau_4}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4}; \quad (39)$$

$$\tau_8 = \frac{\lambda_5 \cdot \tau_5 + \lambda_6 \cdot \tau_6}{\lambda_5 + \lambda_6}, \quad (40)$$

where  $\lambda_1 - \lambda_4$  are the failure rate of the electrical post, overhead line, transformer and the circuit breaker 0.4 kV respectively;  $\tau_1 - \tau_4$  are the failure rate of the turbogenerator and the circuit breaker 0.4 kV respectively;  $\lambda_5$  and  $\lambda_6$  are the failure rate of turbogenerator and the circuit breaker 0.4 kV respectively;  $\tau_5$  and  $\tau_6$  are the repair times of the turbogenerator and the circuit breaker 0.4 kV respectively.

*Second transformation.*

$$\lambda_7 = \lambda_7 \cdot \lambda_8 (\tau_7 + \tau_8); \quad \tau_9 = \frac{\tau_7 \cdot \tau_8}{\tau_7 + \tau_8}. \quad (41)$$

The expression of the probability of failure of the power supply system is:

$$Q = \tau_9 \cdot (1 - e^{-\lambda_9}) / 8760. \quad (42)$$

**Third variant of the power supply system – from two turbogenerators.**

*First transformation.*

$$\lambda_5 = \lambda_1 + \lambda_2; \quad \lambda_6 = \lambda_3 + \lambda_4, \quad (43)$$

$$\tau_5 = \frac{\lambda_1 \cdot \tau_1 + \lambda_2 \cdot \tau_2}{\lambda_1 + \lambda_2}; \quad \tau_6 = \frac{\lambda_3 \cdot \tau_3 + \lambda_4 \cdot \tau_4}{\lambda_3 + \lambda_4}, \quad (44)$$

where  $\lambda_1$ ,  $\lambda_3$  and  $\lambda_2$ ,  $\lambda_4$  are the failure rate turbogenerator and the circuit breaker 0.4 kV respectively;  $\tau_1$ ,  $\tau_3$  and  $\tau_2$ ,  $\tau_4$  are the repair times of the turbogenerator and the circuit breaker 0.4 kV respectively.

*Second transformation.*

$$\lambda_7 = \lambda_5 \cdot \lambda_6 (\tau_5 + \tau_6); \quad \tau_7 = \frac{\tau_5 \cdot \tau_6}{\tau_5 + \tau_6}. \quad (45)$$

The expression of the probability of failure of the power supply system is:

$$Q = \tau_7 \cdot \left(1 - e^{-\lambda_7}\right) / 8760. \quad (46)$$

The general formula of damage caused by accidental power system failures for all three variants is:

$$D = 1.08 \cdot P_M \cdot 8760 \cdot Q \cdot \varepsilon \cdot \beta_m \cdot \beta_q \cdot C_0, \text{ DA}. \quad (47)$$

The Table 2 illustrates the reliability parameters of electrical equipment for different voltages.

Table 2  
Reliability parameters of electrical equipment for different voltages

Electrical equipment	Failure rate $\lambda$ , 1/year	MTBF, h	Repair time $\tau$ , h	MTTR, h	
Airline (100 km)	30 kV	2.2	0.454	5.6	0.178
	60 kV	2.0	0.5	5.6	0.178
	220 kV	1.4	0.714	6.5	0.153
Circuit breaker (6–10) kV	30 kV	0.005	200	10	0.1
	60 kV	0.005	200	10	0.1
	60 kV	0.005	200	10	0.1
	220 kV	0.02	50	24	0.041
Transformer (6–10) kV	30 kV	0.023	43.478	70	0.014
	30 kV	0.018	5.555	90	0.011
	60 kV	0.02	50	100	0.01
	220 kV	0.02	50	100	0.01
Turbogenerator 0.4 kV	5.80	0.172	70	0.014	

**Graphical presentation of the calculation.** The operating procedure for the calculation of the optimization algorithm of the power supply systems of the five compressor stations has wide limits by combining the different variants of the power supply system that may exist.

In our case, as an explanation, we are limited to three variants of the electrical supply system for two compression

stations, knowing that each compression station has two independent power stations (turbogenerators).

Figure 7 clearly, shows the graphic presentation of the calculation of the three variants of the electrical supply system for two compression stations.

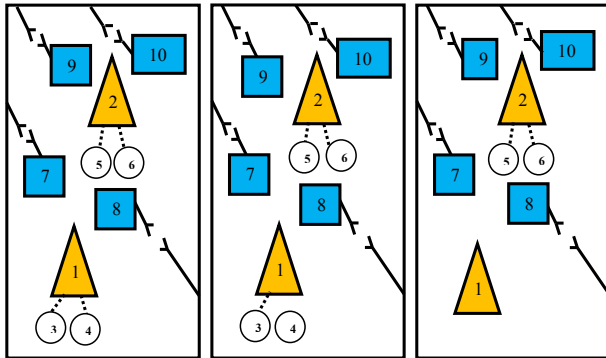


Fig. 7. Graphic presentation of the calculation

**First variant.** By keeping the local power supply system from two autonomous power plants of each compressor station, the calculation gave us the total expenses  $C_{11}$ .

**Second variant.** By replacing a stand-alone power plant with a electric line, that is to say, power is supplied from a substation and a stand-alone power plant, the total expenditure which was found to be  $C_{12}$  is lower than the total expenditure  $C_{11}$  ( $C_{11} > C_{12}$ ).

**Third variant.** The power supply to a compressor station is provided by two independent electric lines, which allowed us to obtain the total expenses as  $C_{13}$  below the total expenses  $C_{12}$  ( $C_{11} > C_{12} > C_{13}$ ), the variant of the most optimal power supply system with the minimum total expenditure ( $C_i \rightarrow \min$ ).

#### Calculation procedure on the computer.

Initial data.

##### A. Expenditure calculation.

1. see if  $A(i, j) = 1$
2. calculation of  $L(i, j)$
3. see if  $L(i, j) \leq L_{cr}$
4. calculation of installation and operating expenditure for  $L(i, j)$  (post  $j \rightarrow CS_i$ )
5. if  $L(i, j) = 0$
6. calculation of operating and installation expenses for turbogenerators ( $TA_j \rightarrow CS_i$ ).
7. if  $A(i, j) = -1$
8. calculation of operating expenditure for the existing line (post  $i \rightarrow$  post  $j$ )
9. calculation:  $C_p(i, j) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m C_p(i, j)$ . (48)

##### B. Damage calculation.

1. if  $A(i, j) = 1$
2. see if  $K = 2$
3. calculation of damages for the two-line PSS.
4. see if  $K = 1$
5. calculation of damage for the single-line PSS and a turbogenerator.
6. see if  $K = 0$
7. calculation of the damage for the PSS with two turbogenerators

$$8. \text{ calculation: } D(i) = \sum_{i=1}^5 D(i), \quad (49)$$

9. sum total expenditure:

$$D(i, j) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m C_p(i, j) + \sum_{i=1}^5 D(i), \quad (50)$$

10. calculation of total expenditure for each variant according to the matrix (mathematical model of PSS chosen for the five (5) CS).

11. take the most optimal variant, the total expenditure of which will be minimal.

#### Conclusion.

This paper proposed a recent optimization technique based on the proposal of an algorithm combining two technical and economic aspects to help the operator to minimize the failures of the power supply systems directly influencing the reduction of the uptime of the turbocompressors (restart fuel and oil losses, etc.). In this study, we calculated the reliability parameters of three variants of the power supply system that were considered for compressor stations, from two electric lines, a single electric line, and a turbogenerator. Then, we calculated the damage. A graphical presentation by graph theory of this developed model is adequate.

From the calculation results, it can be concluded that currently taking into account the economic criterion and the initial data retained, the supply of electrical energy to the gas compression station «C» located at CHAIBA, is carried out from two autonomous sources, but from the point of view of reliability (technical criteria) or clearly sees that the power supply of the above-mentioned station, from two independent external lines is imposed.

From the results of the research, it can be said that the presented algorithm, developed in the FORTRAN programming language, greatly facilitates the calculation of the damage to the power system of any compressor station.

In the future, with the construction of new distribution stations near the gas compressor stations and the actual data, it can be seen that the variant of the supply system from two independent external lines is the most optimal. This allowed us to calculate the preventive power supply of two independent substations and impose the appropriate maintenance policies.

**Conflict of interest.** The authors declare that they have no conflicts of interest.

#### REFERENCES

1. Tikhomirova E. Provision of electric power to CS of TGP, using renewable energy sources (on the example of wind turbines). Master of science thesis EGI, KTH, The Royal Institute of Technology, School of Industrial Engineering and Management, Stockholm, 2012, 86 p. Available at: <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:617506/FULLTEXT01.pdf> (accessed 20.10.2020).
2. Ríos-Mercado R.Z., Borraz-Sánchez C. Optimization problems in natural gas transportation systems: A state-of-the-art review. *Applied Energy*, Jun. 2015, vol. 147, pp. 536-555. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2015.03.017>.
3. Luongo C., Gilmour B., Schroeder D. Optimization in natural gas transmission networks: A tool to improve operational efficiency. *Proceedings of the Third SIAM conference on optimization*, Boston, USA, 1989.
4. Turysheva A.V., Baburin S.V. Justification of power supply system's structure of oil and gas facilities using backup energy

sources with associated petroleum gas as the energy carrier. *International Journal of Applied Engineering Research*, 2016, vol. 11, no. 1, pp 749-755. Available at: <https://www.researchgate.net> (accessed 20.10.2020).

5. Kurz R., Lubomirsky M., Brun K. Gas Compressor Station Economic Optimization. *International Journal of Rotating Machinery*, vol. 2012, article number 715017, 9 p. doi: <https://doi.org/10.1155/2012/715017>.

6. Bansal R.C. Optimization methods for electric power systems: An overview. *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, Jan. 2005, vol. 2, iss. 1, article number 1021. doi: <https://doi.org/10.2202/1553-779x.1021>.

7. Baburin S.V., Kovalchuk M.S. Analysis of power supply systems reliability for gas pumping compressor stations. *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, Moscow and St. Petersburg, Russia, 2018, pp. 566-569. doi: <https://doi.org/10.1109/eiconrus.2018.8317161>.

8. Massim Y., Zebalah A., Benguediab M., Ghouraf A., Meziane R. Reliability evaluation of electrical power systems including multi-state considerations. *Electrical Engineering*, Aug. 2004, vol. 88, no. 2, pp. 109-116, doi: <https://doi.org/10.1007/s00202-004-0262-2>.

9. *Prévision de consommation d'électricité à moyen terme*. Direction de planification SONELGAZ, Juin 1984. (Fra).

10. *Military Handbook 338. Electronic Reliability Design Handbook*, October 1998. Available at [http://everyspec.com/MIL-HDBK/MIL-HDBK-0300-0499/MIL-HDBK-338B\\_15041](http://everyspec.com/MIL-HDBK/MIL-HDBK-0300-0499/MIL-HDBK-338B_15041) (accessed 20.10.2020).

11. Villemeur A. *Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels : fiabilité, facteurs humains, informatisation*. Paris: Eyrolles, 1988. (Fra).

12. Pages A. *Fiabilité des systèmes d'alimentation électrique*. Paris, 1980. (Fra).

Received 20.12.2020

Accepted 25.01.2020

Published 05.04.2021

Nedjem-Eddine Benchouia<sup>1</sup>, Ph.D., HDR,  
Mohamed Saaidia<sup>2</sup>, Ph.D.,

<sup>1</sup> Department of Mechanical Engineering,  
Mohamed-Cherif Messaadia University,  
Souk Ahras mailbox 1553, Souk-Ahras, 41000, Algeria,  
e-mail: n.benchouia@univ-soukahras.dz

<sup>2</sup> Department of Electrical Engineering,  
Mohamed-Cherif Messaadia University,  
Souk Ahras mailbox 1553, Souk-Ahras, 41000, Algeria,  
e-mail: mohamed.saaidia@cu-soukahras.dz

#### Appendix 1 – Proposed program in FORTRAN code

```
! PSS SC Program
Dimension X(9), Y(9), W(11), V(11), pril(11,9), uam(11,9),
+upe(11,9), uen(11,9), d1(11,9), d(2), prixg(11,9), td30(9),
+tao30(9), tdl30(11,9), tdc30(11,9), tao30(11,9), t30(2),
+s30(2), e30(2), d30(2), X30(2), h30(2), C30(2),
+prob(2)
Integer a(11,9)
Real l(11,9), lcr1
Data td30/0.,0.,0.,0.,0.5,0.5,0.5,0.5,0.5/
+tao30/0.,0.,0.,0.,0.02,0.02,0.02,0.02,0.02/
Data X/55.,55.,89.,89.,32.5,115.,118.,27.5,62.5/
+Y/62.5,62.5,97.5,97.5,82.5,82.,107.,161.5,152./
Data W/55.,89.,55.,55.,89.,89.,32.5,115.,118.,97.5,62.5/
+V/62.5,97.5,62.5,62.5,97.5,97.5,82.5,82.,107.,161.5,152/
Data Pril1/20./,Pritr1/100./,Alp1/0.02/,ALP2/0.06/,
+ALP3/0.07/,prig/3500./,r01/0.77/,R02/0.64/,taom/5948./,
+delp/3.1/,delpc/18./,ch/0.7/,betm/0.97/,betq/0.94/,
+tdtr1/0.02/,tddis/0.002/,tdg/5.8/,tao11/5.6/,
```

```
+taodis/1.75/,taog/70./,pm/2214.24/,epsi/1./,u1/30./,
+s/1232.5/,u2/60./,c0/0.00055/,taotr1/90./,tdl1/2.2/
Data a/1,0,-1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,-1,0,0,0,0,0,0,0,0,
+0,0,-1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,-1,0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,
+0,-1,0,0,0,0,-1,0,0,0,0,0,-1,0,0,0,0,0,0,0,0,-1,
+-1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,-1,-1,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,
+-1/
Data lcr1/50./
Open (unit=15,file='bou.d',status='unknown')
J=1
6 do 4 i =1,2
If(a(i,j).eq.0) goto 4
l(i,j) = sqrt((x(j)-w(i))**2+(y(j)-v(i))**2)
if(l(i,j).eq.0.) goto 15
if(l(i,j).gt.lcr1) goto 4
pril(i,j)=pril1*l(i,j)+(pritr1)
uam(i,j)=(alp1*(pril1*l(i,j)))+(alp2*pritr1))
uen(I,j)=0.2*uam(I,j)
upe(I,j)=(((s**2/u1**2)*r01*I(I,j)*taom)+
+((delp*8760)+(delpc*ch**2*taom))*c0
d1(I,j)=0.12*pril(I,j)+uam(I,j)+uen(I,j)+upe(I,j)
write(15,12),i,j,d1(I,j)
goto 4
15 prixg(I,j)=prig
Uam(I,j) = alp3*prixg(I,j)
Uen(I,j)=0.2*uam(I,j)
d1(I,j)=0.12*prixg(I,j)+uam(I,j)+uen(I,j)
write(15,12),I,j,d1(I,j)
12 format(3X,»d1(«i2,»,»,i2,») = «e11.4)
4 continue
J=j+1
If(j.le.9) goto 6
J=1
3 do 7 i=3,11
If(a(I,j).eq.0) goto 7
L(I,j)=sqrt((x(j)-w(i))**2+(y(j)-v(i))**2)
D1(I,J)=((s**2/60**2)*r02*I(I,j)*taom)*c0
Write(15,12),I,j,d1(I,j)
13 format(3X,»d1(«i2,»,»,i2,») = «e11.4)
7 continue
J=j+1
If(j.le.9) goto 3
I=1
80 k=0
Do 10 j=1,9
If(a(I,j).ne.1) goto 10
K=k+1
If(L(I,j).ne.0) goto 10
K=K-1
10 continue
If(k.eq.2.) goto 14
If(k.eq.1) goto 16
If(k.eq.0) goto 18
14 do 20 j=1,9
If(a(I,j).ne.1) goto 20
If(l(I,j).gt.lcr1) goto 20
If(l(I,j).eq.0) goto 20
tdl30(I,j)=tdl1*I(I,j)/100
tdc30(I,j)=tdl30(I,j)+tdtr1+tddis
taoc30(I,j)=((tdl30(I,j)*tao11)+(tdtr1*taotr1)+
+(tddis*taodis))/tdc30(I,J)
20 continue
T30(i)=0
S30(i)=0
E30(i)=1
D30(i)=1
X30(i)=1
H30(i)=1
C30(i)=0
```



```

Do 30 J=1,9
If(a(I,j).ne.1) goto 30
If(l(I,j).gt.lcr1) goto 30
If(l(I,j).eq.0) goto 30
t30(i)=t30(i)+tdl30(I,j)
e30(i)=e30(i)*td30(j)
s30(i)=s30(i)+tao30(j)
d30(i)=d30(i)*tao30(j)
c30(i)=c30(i)+taoc30(I,j)
h30(i)=h30(i)*taoc30(I,j)
x30(i)=x30(i)*tdc30(I,j)
30 continue
Td9 =e30(i)*s30(i)/8760
Td34=0.2*t30(i)
Td12=td9+td34
Tao9=d30(i)/s30(i)
Tao12=((td9*tao9)+(td34*tao34))/td12
Td13=x30(i)*c30(i)/8760
Tao13=h30(i)/c30(i)
Td14=td12+td13
Tao14=((td12*tao12)+(td13*tao13))/td14
Prob(i)=(tao14*(1-exp(-td14)))/8760
D(i)=1.08*pm*8760*prob(i)*epsi*betm*betq*c0
Write(15,26) I,d(i)
26 format(3x',d('i1,')=',e11.4)
Goto 100
16 do 60 j=1,9
If(a(I,j).ne.1) goto 60
If(l(I,j).gt.lcr1) goto 60
If(l(I,j).eq.0) goto 60
Tdl30(I,j)=tdl1*(I,j)/100
Tdc30(I,j)=tdl30(I,j)+td30(j)+tdtr1+tddis
Taoc30(I,j)=((tdl30(I,j)*tao1)+(td30(j)*tao30(j))+
+ (tdr1*taotr1)+(tddis*taodis))/tdc30(I,j)
60 continue
Do 107 j=1,9
If(a(I,j).ne.1) goto 107
If(l(I,j).gt.lcr1) goto 107
If(l(I,j).eq.0) goto 107

```

```

Td8=tdg+tddis
Tao8=((tdg*taog)+(tddis*taodis))/td8
Td9=(tdc30(I,j)*td8)*(taoc30(I,j)+tao8)/8760
Tao9=taoc30(I,j)*tao8/(taoc30(I,j)+tao8)
107 continue
Prob(i)=(tao9*(1-exp(-td9)))/8760
D(i)=1.08*pm*8760*prob(i)*epsi*betm*betq*c0
Write(15,26)I,d(i)
Goto 100
18 td5=tdg+tddis
Tao5=(tdg*taog+tddis*taddis)/td5
Td7=(td5**2)*(tao5+tao5)/8760
Tao7=tao5/2
Prob(i)=(tao7*(1-exp(-td7)))/8760
D(i)=1.08*pm*8760*prob(i)*epsi*betm*betq*c0
Write(15,26) I,d(i)
100 i=i+1
If(i.le.2) goto 80
Close (unit =15)
Stop
End
Result
d1( 1, 1)= 0.7140E+03
d1( 1, 5)= 0.1281E+06
d1( 2, 6)= 0.1288E+06
d1( 3, 1)= 0.0000E+00
d1( 4, 2)= 0.0000E+00
d1( 5, 3)= 0.0000E+00
d1( 6, 4)= 0.0000E+00
d1( 7, 5)= 0.0000E+00
d1( 8, 6)= 0.0000E+00
d1( 8, 7)= 0.2224E+05
d1( 9, 7)= 0.0000E+00
d1(10, 8)= 0.6184E+05
d1(11, 8)= 0.3204E+05
d1(11, 9)= 0.0000E+00
.d(1)= 0.2011E+00
.d(2)= 0.2011E+00

```

M.F. Mehdi, A. Ahmad, S.S. Ul Haq, M. Saqib, M.F. Ullah

## DYNAMIC ECONOMIC EMISSION DISPATCH USING WHALE OPTIMIZATION ALGORITHM FOR MULTI-OBJECTIVE FUNCTION

**Introduction.** Dynamic Economic Emission Dispatch is the extended version of the traditional economic emission dispatch problem in which ramp rate is taken into account for the limit of generators in a power network. **Purpose.** Dynamic Economic Emission Dispatch considered the treats of economy and emissions as competitive targets for optimal dispatch problems, and to reach a solution it requires some conflict resolution. **Novelty.** The decision-making method to solve the Dynamic Economic Emission Dispatch problem has a goal for each objective function, for this purpose, the multi-objective problem is transformed into single goal optimization by using the weighted sum method and then control/solve by Whale Optimization Algorithm. **Methodology.** This paper presents a newly developed metaheuristic technique based on Whale Optimization Algorithm to solve the Dynamic Economic Emission Dispatch problem. The main inspiration for this optimization technique is the fact that metaheuristic algorithms are becoming popular day by day because of their simplicity, no gradient information requirement, easily bypass local optima, and can be used for a variety of other problems. This algorithm includes all possible factors that will yield the minimum cost and emissions of a Dynamic Economic Emission Dispatch problem for the efficient operation of generators in a power network. The proposed approach performs well to perform in diverse problem and converge the solution to near best optimal solution. **Results.** The proposed strategy is validated by simulating on MATLAB<sup>®</sup> for 5 IEEE standard test system. Numerical results show the capabilities of the proposed algorithm to establish an optimal solution of the Dynamic Economic Emission Dispatch problem in a several runs. The proposed algorithm shows good performance over the recently proposed algorithms such as Multi-Objective Neural Network trained with Differential Evolution, Particle swarm optimization, evolutionary programming, simulated annealing, Pattern search, multi-objective differential evolution, and multi-objective hybrid differential evolution with simulated annealing technique. References 17, tables 3, figures 5.

**Key words:** whale optimization algorithm, dynamic economic emission dispatch, ramp rate, multi-objective problem, economic emission.

**Вступ.** Динамічна економічна диспетчеризація викидів – це розширена версія традиційної задачі економічної диспетчеризації викидів, в якій враховується коефіцієнт нарощування для межі генераторів в енергомережі. **Призначення.** Динамічна економічна диспетчеризація викидів розглядала питання економії та викидів як конкурентні цілі для оптимальних задач диспетчеризації, і для розв'язання задачі потрібне певне вирішення конфліктів. **Новизна.** Метод прийняття рішень для розв'язання задачі динамічної економічної диспетчеризації викидів має мету для кожної цільової функції, для цього багатоцільова задача трансформується в оптимізацію однієї цілі за допомогою методу зваженої суми, а потім контролюється/розв'язується за допомогою алгоритму оптимізації китів. **Методологія.** У цій роботі представлена нещодавно розроблена метаевристична методика, заснована на алгоритмі оптимізації китів для розв'язання задачі динамічної економічної диспетчеризації викидів. Основним натхненням для цієї методики оптимізації є той факт, що метаевристичні алгоритми стають популярними з кожним днем завдяки своїй простоті, відсутності вимог до інформації про градієнт, легкості обходу локальних оптимумів та можливості бути використаними для ряду інших задач. Цей алгоритм включає в себе всі можливі фактори, які забезпечать мінімальні вартість та викиди задачі динамічної економічної диспетчеризації викидів для ефективної роботи генераторів в енергомережі. Запропонований підхід добре працює для розв'язання задач і наближення рішення до найкращого оптимального. **Результати.** Запропонована стратегія перевірена шляхом моделювання на MATLAB<sup>®</sup> для 5 стандартних тестових систем IEEE. Чисельні результати демонструють можливість запропонованого алгоритму для встановлення оптимального рішення задачі динамічної економічної диспетчеризації викидів за кілька прогонів. Запропонований алгоритм демонструє хорошу ефективність порівняно з нещодавно запропонованими алгоритмами, такими як багатоцільова нейронна мережа, навчена з використанням диференціальної еволюції, оптимізація рою частинок, еволюційне програмування, імітаційний відпал, пошук за шаблоном, багатоцільова диференціальна еволюція та багатоцільова гібридна диференціальна еволюція з імітаційним методом відпалу. Бібл. 17, табл. 3, рис. 5.

**Ключові слова:** алгоритм оптимізації китів, динамічна економічна диспетчеризація викидів, швидкість наростання, багатоцільова задача, економічна емісія.

**1. Introduction.** Power plants based on fossil fuel emit health hazardous gases into the surrounding environment. Air pollution due to these gases can not only affect human life but can compromise the animals and birds life. It also damages visibility, material quality, and causing global warming [1]. With increasing environmental concern, consumer demands high quality power with safe electricity, at lowest possible rates and with lowest possible pollution. Dynamic Economic Emission Dispatch (DEED) provide a solution to these problem by scheduling the renewable and backup power sources based on the forecast load demand to reduce cost and emission of the operating generator [2, 3].

DEED is dynamic in nature due to non-linear nature of power system and its loads. This non-linear or dynamic

problem is normally solved by discretizing the whole dispatch time interval into smaller time interval in which the load is serve as constant and in steady state. To control and achieve the lowest cost and emission ratio, the individual time interval must be dispatched so that to minimize the cost and emission at that time subjected to static constraint with additional time limit known as dynamic constraint. DEED is serve as an accurate method to solve economic dispatch (ED) problem but at same time it is the most difficult method due to lengthy measurements [4].

Nowadays, meta-heuristic optimization algorithms are gaining popularity in engineering and technology field

due to its simplicity and easy to implement concept. No gradient information is required for their implementation. Not only can they circumvent regional optimizations, but they can also be applied to numerous fields [5].

In recent years, probabilistic search algorithms e.g. genetic algorithms (GA), simulated annealing (SA), and evolutionary programming (EP) are efficiently utilized to solve power network optimization issues. These methods aren't based on 1st and 2nd differences in the objective function of optimized problem [6, 7].

**1. Literature review.** In [8] solved the multi-purpose economic emission dispatch problem using a new technique called Dance Bee Colony with dynamic step size taking into account the valve point effect. The proposed algorithm was applied to the 6 unit and 40 unit systems, respectively. He observed that the proposed method could also solve the combined economic emission dispatch problem. In [9] studied DEED, which contains uncertainties in the development process. In addition to the classic dynamic economic emissions dispatch factor, reliability and efficiency constraints have been specifically considered to contain the disturbances of uncertainty. As a result, a fine and reserve emission function has been added to the multipurpose function as well as a fine and reserve cost function. To obtain quantitative results, we discussed the characterization of various sources of uncertainty based on statistical theory, and this optimization problem was solved numerically by an improved particle cluster optimization algorithm. In [10] announced the multi-elite guided hybrid differential evolution using a simulated annealing technique for dynamic economic emission dispatch (MOHDE-SAT). This incorporates orthogonal initialization methods into differential evolution, expanding population diversity early in the population.

In addition, we can use modified mutation operators and archive preservation mechanisms to control the rate of convergence, and adaptively monitor population diversity as evolution progresses using simulated annealing techniques and entropy diversity methods to adequately avoid early convergence problems.

*Applied to 5 and 10 unit systems.* In [11] versatile DEED using the PSO variant was announced. Tested PSO variants include standard PSO (SPSO), worst-case avoidance PSO (PSO AWL), and progressively increasing directional neighbors (PSO GIDNs). Researchers tested the performance of various variants of PSO AWL against variants of SPSO for DEED problems and concluded that PSO AWL outperformed SPSO for all implemented topologies.

*Applied to 10 units.* In 2018 a new multipurpose neural network trained with MONNDE (Differential Evolution) was presented in [12]. The MONNDE framework applies to the problem of Dynamic Economic Emission Dispatch (DEED) and is equally optimal compared to other state-of-the-art algorithms in terms of 24-hour cost and emissions. Researchers also compared the performance of fully connected and partially connected networks and found that dynamically optimizing the topology of a neural network performed better in an online learning environment than simply optimizing the network weights.

It is clear from the literature that the problem of economic emission dispatch is solved with many classical, meta-heuristic and hybrid techniques.

Another newly developed technique called Whale Optimization Algorithm (WOA) is proposed. This method has not yet been implemented in the DEED problem, but it could be a very attractive idea to use this algorithm for the DEED problem. Our focus is on applying WOA to standard test systems.

This paper develops efficient and reliable evolutionary programming based on WOA to solve the DEED problem. Here the objective functions, namely cost and emissions, are modeled. The proposed strategy is validated by simulating MATLAB® against 5 IEEE standard test system. Numerical results for a sample test system are presented to demonstrate the capabilities of the proposed approach to create a well-distributed Pareto optimal solution of the dynamic economic emission dispatch problem in a single run. The proposed algorithm is also compare with the recently proposed algorithms such as Multi-Objective Neural Network trained with Differential Evolution (MONNDE), particle swarm optimization (PSO), evolutionary programming (EP), simulated annealing (SA), Pattern search (PS), multi-objective differential evolution (MODE), and multi-objective hybrid differential evolution with simulated annealing technique (MOHDE-SAT).

**2. Problem formulation.** The DEED problem is flexible mathematical programming problem that consists of goals and constraints to achieve lowest cost and emission at a time. To achieve the above goal, the system equality and inequality constraints should be met. Steps involving in DEED problem are given below.

**2.1. Objectives function of DEED problem.** Objectives function of DEED problem consists of fuel cost and emission functions.

**2.1.1 Economy.** The cost function  $F_1$  shows the hourly cost of power generators and is given as:

$$F_1 = \sum_{i=1}^N \sum_{m=1}^N F_i(P_i), \quad (1)$$

where  $N$  refers to power generators numbers.

Equation (2) shows the cost hourly non-convex cost function of power generators:

$$F_i(P_i) = a_i + b_i P_i + c_i P_i^2 + |e_i \cdot \sin(f_i(P_{\min,i} + P_m))|, \quad (2)$$

where  $m$  is the present hour;  $a_i$ ,  $b_i$ ,  $c_i$ ,  $e_i$  and  $f_i$  are all constant factors related with each generator  $i$ ;  $P_{\min,i}$  is the minimum power output of a generator  $i$  at  $m$  time and  $P_{\min}$  is the minimum power of a generator.

**2.1.2 Emission.** The emission function  $F_2$  that determine the total hazardous pollutant produce due to operation of all generators per hours as shown in equation:

$$F_2 = \sum_{i=1}^N \sum_{m=1}^N E_i(P_i), \quad (3)$$

where the emission function  $E$  determines the amount of injurious pollutants produce by power generators for 24 hours.

Equation (4) shows the harmful pollutants of non-convex function

$$E_i(P_i) = \alpha_i + \beta_i P_i + \gamma_i P_i^2 + \delta_i \exp(\lambda_i P_i), \quad (4)$$

where  $\alpha_i$ ,  $\beta_i$ ,  $\gamma_i$ ,  $\delta_i$  and  $\lambda_i$  are the emission constant factors related with each generator  $i$ .

**2.2 Constraints.** DEED constraint consists of equality and inequality constraints.

**2.2.1 Balance Constraints.** All solution is substance to real power equality constraint. Balance constraint is define as the total output power must be equal to summation of actual power demand and losses due to transmission lines as shown in equations (5) and (6)

$$\sum_{i=1}^N P_i = P_{om} + P_{lm}, \quad (5)$$

$$P_{lm} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n P_i B_{i,j} P_j + \sum_{i=1}^n B_{i0} P_i + B_{00}, \quad (6)$$

where  $B_{i,j}$ ,  $B_{i0}$  and  $B_{00}$  are the loss coefficients of generators.

### 2.2.2 Inequality constraints.

#### 2.2.2.1 Operating limit for each power generator.

It determines the possible upper and lower power output of each generator in a network. The operating limits for each generator are defined as:

$$P_i^{\min} \leq P_{im} \leq P_i^{\max}, \quad (7)$$

where  $P_i^{\max}$  and  $P_i^{\min}$  are the maximum and minimum power output of each generator respectively.

**2.2.2.2 Ramp rate limits of generating unit.** The ramp limits of any generator determine the increase or decrease of maximum allowed output power between specific two limit steps. It can be define by follow equations:

$$P_{im} - P_{i(m-1)} \leq UR_i, \quad (8)$$

$$P_{i(m-1)} - P_{im} \leq DR_i, \quad (9)$$

where  $UR_i$  is the up ramp limit of a generator while  $DR_i$  are down ramp limit for a generator.

### 3. Principle of Whale Optimization Algorithm.

WOA is inspire from the humpback whale hunting, which is also called bubble net feeding. This algorithm emphasizes the method of intelligent hunting mechanism of that particular whale. They hunt in a groups (size up to 12 whales), while the group leader is finding the group of fish to hunt [13]. Figure 1 shows the Bubble-net feeding behavior of humpback whales to hunt small fishes.

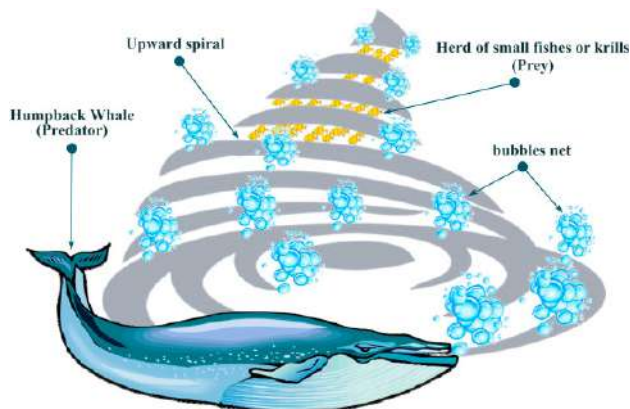


Fig. 1. Bubble-net feeding behavior of humpback whales [14]

The group of humpback whale goes under water and start to blow bubble while leader whale create larger size bubble in shape of «9». The fishes trapped in 9 shape trap due to its irregular swimming. Now the group of whale comes out with their mouths open and start hunting the trapped fishes inside the spiral bubbles. This technique of feeding is the unique behavior of this particular whale. In this research work, the bubble feed mechanism is modeled and implemented for solving the DEED problem.

The WOA approach starts with a function containing set of random solutions. The search agent update its position or location at each iteration based on randomly selected searches or best solution obtained. An «a» parameter is used in this method, whose value is normally reduced from 2 into 0 to achieve exploration and its utilization. Their value is adjusted every time to achieve best possible solution, finally the WOA is terminated when the solution meet the desire criteria.

**4. Proposed whale optimization algorithm.** The WOA is based on humpback whale hunting technology. Whales are mostly considered predators. Their favorite prey is hunting small group of fishes. The best thing about the humpback whale is their method of preying.

WOA algorithm involves steps such as encircling prey, bubble net feeding method, exploration phase and finally its implementation.

**4.1 Encircling prey.** Humpback whales can identify the position if prey and encircle them. Usually the location of optimal design is known, so the WOA algorithm that the current position is the best solution of targeted prey. After that starts to search for other best solution. If new best solution fined then the previous one updated with new best search agent. The encircling prey process can be expressed by equations:

$$\vec{D} = \left| \vec{C} \vec{X}^*(t) - \vec{X}(t) \right|, \quad (10)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}^*(t) - \vec{A} \vec{D}, \quad (11)$$

where the term  $t$  shows the up-to-date iteration;  $\vec{A}$  and  $\vec{C}$  are constant vectors,  $\vec{X}^*$  is the position vector of the best solution obtained up-to-dated;  $\vec{X}$  is the location vector.

It is important that  $\vec{X}^*$  should be updated in each iteration if there is a better solution.

The vectors  $\vec{A}$  and  $\vec{C}$  are considered as shown in equations:

$$\vec{A} = 2\vec{a} \cdot \vec{r}, \quad (12)$$

$$\vec{C} = 2\vec{r}, \quad (13)$$

where vector  $\vec{a}$  is linearly decreased from 2 to 0 in individual iterations (both in exploration and exploitation phases) and  $\vec{r}$  is a random vector in [0, 1].

**4.2 Exploitation phase.** It is also called Bubble-net attacking method. This step consists of two processes.

**4.2.1 Shrinking encircling mechanism.** Shrinking encircling mechanism is accomplished by reducing the value of operator  $\vec{a}$ . This behavior is achieved by decreasing the value of  $\vec{a}$ . Due to this  $\vec{A}$  will also

decreased in fact.  $\vec{A}$  is an interval  $[-\vec{a}, \vec{a}]$  having random value between  $\pm \vec{a}$ . The new location of search agent is selected between reference location of agent and location of present best agent.

**4.2.2 Spiral updating position.** The spiral position is lie between the whale position and its prey that causes the helix shaped movement of whale as shown in follow equation:

$$\vec{X}(t+1) = \vec{D}' e^{b \cdot l} \cos(2\pi t) + \vec{X}^*(t), \quad (14)$$

where  $\vec{D}' = \left| \vec{X}^*(t) - \vec{X}(t) \right|$  and indicates the distance of the  $i$ -th whale to the prey (best solution obtained so far);  $b$  is a constant for defining the shape of the logarithmic spiral;  $l$  is a random number in  $[-1, 1]$ .

Humpback whales swim around the prey within a shrinking circle and along a spiral-shaped path simultaneously. The mathematical model spiral behavior has a probability of 50 % because the value of operator  $\vec{a}$  decide whether the movement will be circular or spiral. Follow equations shown this spiral behavior:

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}^*(t) - \vec{A}\vec{D} \quad \text{if } P < 0.5, \quad (15)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{D}' e^{b \cdot l} \cos(2\pi t) + \vec{X}^*(t) \quad \text{if } P \geq 0.5, \quad (16)$$

where  $P$  is a random number in  $[0, 1]$ .

In addition to the bubble-net method, the humpback whales search for prey randomly.

**4.3 Search for prey (exploration phase).** This is an exploration phase where humpback whales randomly search for each other position. So,  $\vec{A}$  having random value of greater or less than  $\pm 1$  forces the search agent to move far from reference position of reference whale. The exploration phase in this case can be calculated by follow equations:

$$\vec{D} = \left| \vec{C}\vec{X}_{rand} - \vec{X} \right|, \quad (17)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_{rand} - \vec{A}\vec{D}. \quad (18)$$

In the exploration phase according to a randomly chosen search agent instead of the best search agent found so far.

**4.4 Implementation of WOA.** The implementation of WOA is represented through flow chart in Fig. 2.

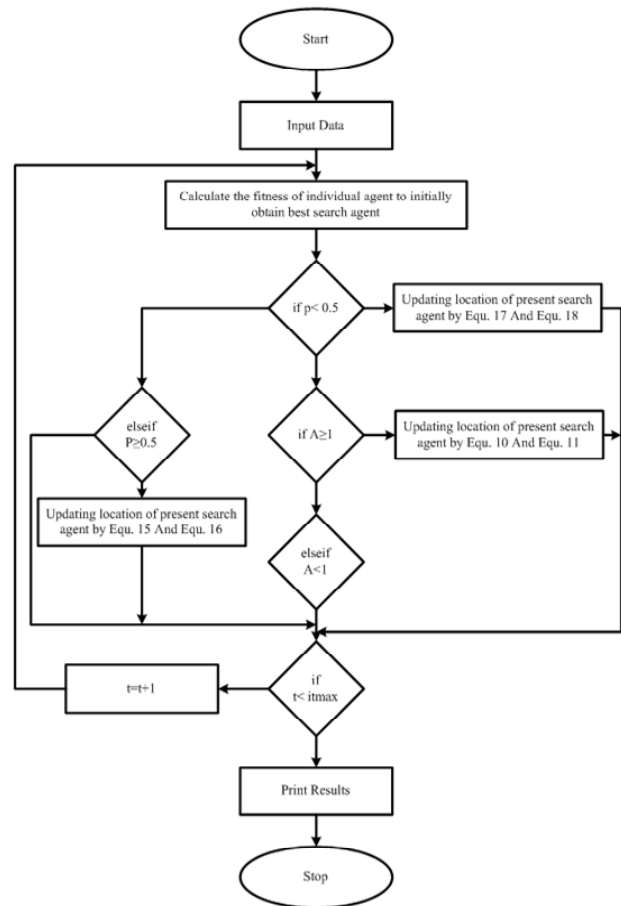


Fig. 2. The flowchart of proposed WOA

**5. The simulation of the proposed multi-objective algorithm.** The analyses were performed including minimum cost and emission ratio for operation of generators in a power network to show the improved performance of proposed algorithm. Furthermore, the effectiveness of proposed algorithm is checked by comparing with recently proposed algorithms such as MONNDE, PSO, EP, SA, PS, MODE, and MOHDE-SAT. All the analysis were done using MATLAB® (2018 Version) on an Intel (R) Core (TM) i5-2520M processor 2.50 GHz with a RAM 4.00 GB. Subsequent sections show the test system parameters and results after analysis.

**5.1 Test system and its parameters.** The proposed algorithm is tested on IEEE 5 units. The parameter of IEEE 5 units is shown in Table 1.

Table 1

Test System 1: 5 units IEEE data

Unit	$P_{min}$ , MW	$P_{max}$ , MW	$UR$ , MW/h	$DR$ , MW/h	$a$ , \$/h	$b$ , \$/MWh	$c$ , \$/MW <sup>2</sup> h	$e$ , rad/MW	$f$ , lb/h	$\alpha$ , lb/MWh	$\beta$ , lb/MWh	$\gamma$ , b/MW <sup>2</sup> h	$\delta$ , lb/h	$\lambda$ , 1/MW
1	10	75	30	30	25	2.0	0.0080	100	0.042	80	-0.805	0.0180	0.6550	0.02846
2	20	125	30	30	60	1.8	0.0030	140	0.040	50	-0.555	0.0150	0.5773	0.02446
3	30	175	40	40	100	2.1	0.0012	160	0.038	60	-1.355	0.0105	0.4968	0.02270
4	40	250	50	50	120	2.0	0.0010	180	0.037	45	-0.600	0.0080	0.486	0.01948
5	50	300	50	50	40	1.8	0.0015	200	0.035	30	-0.555	0.0120	0.5035	0.02075

**5.2 Results and comparisons.** Table 2 shows the best fuel cost and emission for 24 hours for given load. The value of P1-P5 is selected by WOA such that load demand is fulfilled and give best fuel cost and emission result.

The 5 units test system is simulated for 8 trails having 500 search agents for 100 iterations. Table 3 presents the best cost, best emission and total cost-emission against 0.5 weight for 5 units. The results shown

in Table 3 are obtained from MONNDE, PSO, EP, SA, PS, MODE, MOHDE-SAT and proposed technique. The percentage change of other techniques with respect to proposed algorithm shows the effectiveness of proposed WOA. The proposed WOA has 4.94 % better performance than MONNDE, 8.8 % than PSO, 6.85 % than EP, 6.9 % than SA, 2.35 % than PS, 0.218 % than MODE, and 1.411 % than MOHDE-SAT.

Table 2

DEED results for 24 hrs

Load	Hour	P1	P2	P3	P4	P5	Fuel Cost	Emission
410	1	17.70	106.91	112.46	40	136.54	1317.87	510.62
435	2	45.71	98.84	118.13	40	136.30	1438.52	505.75
475	3	75	103.50	119.50	40	141.74	1515.83	579.21
530	4	75	98.79	127.53	89.81	144.58	1847.63	610.53
558	5	75	103.41	118.83	125.94	141.13	1697.07	643.38
608	6	75	98.51	130.10	168.47	143.39	2038.01	735.64
626	7	75	100.18	114.38	205.46	139.05	1832.18	806.98
654	8	75	102.71	133.92	209.16	141.95	2005.68	862.69
690	9	75	108.91	166.54	208.41	140.79	2153.24	944.19
704	10	73.88	106.36	171.88	209.76	152.17	2226.74	989.75
720	11	75	102.64	174.99	227.19	150.71	2329.29	1048.01
740	12	75	98.54	172.96	211.59	192.96	2380.45	1142.23
704	13	75	117.91	172.33	204.43	144.36	2261.61	985.77
690	14	75	104.04	166.28	213.28	141.05	2143.43	946.84
654	15	75	99.92	140.69	205.44	141.66	2037.19	854.35
580	16	75	99.24	111.07	155.44	146.10	1886.79	691.40
558	17	75	105.60	118.75	126.29	138.68	1709.21	642.50
608	18	75	101.05	126.35	168.89	144.21	2038.31	739.96
654	19	75	96.31	142.14	211.06	138.20	2023.64	856
704	20	75	113.52	171.41	211.85	142.31	2209.86	987.26
680	21	75	93.37	169.87	211.95	139.17	2092.81	918.93
605	22	75	105.93	129.87	161.95	139.68	2043.15	729.03
527	23	59.21	94.35	113.33	124.72	141.03	1615.60	583.67
463	24	45.06	97.89	111.04	74.72	138.70	1631	513.30
<b>14577</b>							<b>46475.10</b>	<b>18827.99</b>

Table 3

Performance comparison of WOA with other algorithms

Technique	Best cost (\$)	Best emission (lbs)	Total (0.5 weight)	Change % w.r.t WOA
MONNDE [12]	49135	18233	33684.24	4.94
PSO [15]	50893	20163	35528	8.80
EP [16]	48628	21154	34891	6.85
SA [10]	48621	21188	34904.5	6.90
PS [17]	47911	18927	33419	2.35
MODE [10]	47330	18116	32723	0.218
MOHDE-SAT [10]	48214	18011	33112.5	1.411
Proposed WOA	46475.09	18827.98	32651.53	-

Figure 3 shows the graphical comparison of total cost and emission of proposed algorithms and other algorithms for 5 units. This clearly shows that the proposed WOA has the minimum total cost and emission than other algorithms.

Percentage improvement of proposed WOA with respect to other algorithms is shown in Fig. 4.

Figure 5 shows the variation of best cost among 8 trails (500 search agent and 100 iterations). Total cost and emission for each trail is 32761.39457, 32691.25187, 32870.03513, 32843.87755, 32824.84763, 33220.30359, 32651.54342, and 32745.05286, respectively. The best cost and emission is obtain at trail 7, which is 32651.54342.

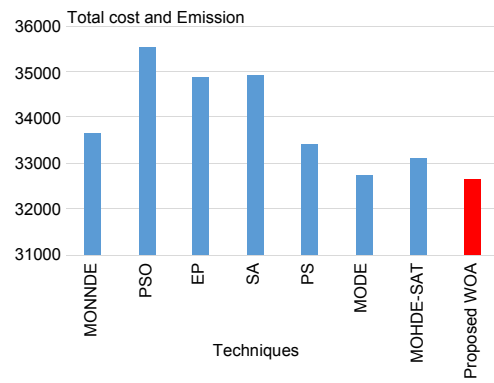


Fig. 3. Graphical comparison of total cost and emission vs. techniques

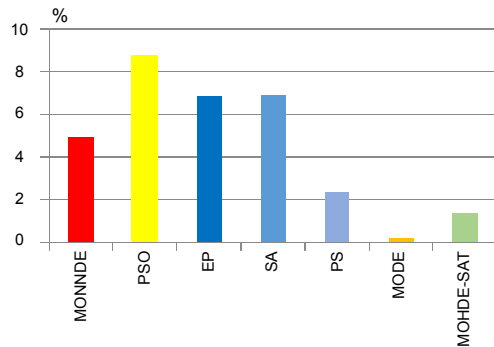


Fig. 4. Percentage improvement of proposed WOA vs. other techniques

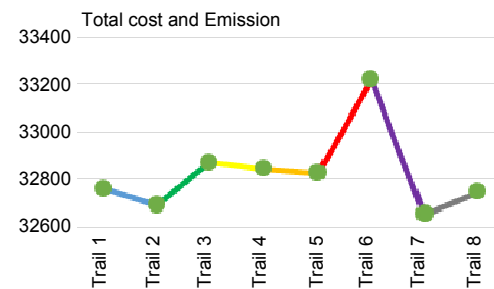


Fig. 5. Variation of best cost among 8 trails

### Conclusion.

This paper presents a newly developed metaheuristic technique based on Whale Optimization Algorithm to solve the Dynamic Economic Emission Dispatch problem. The main inspiration for this optimization method is the fact that Metaheuristic algorithms are easy to implement, no gradient information requirement, easily bypass local optima, and can be used for a variety of other problems. The proposed strategy is validated by simulating on MATLAB® for 5 IEEE standard test system. Numerical results for the 5 IEEE test system are presented to show the capabilities of the proposed algorithm to establish an optimal solution of the Dynamic Economic Emission Dispatch problem in a several runs. The proposed Whale Optimization Algorithm for 5 unit has 4.94 % better performance than Multi-Objective Neural Network trained with Differential Evolution, 8.8 % than Particle swarm optimization, 6.85 % than evolutionary programming, 6.9 % than simulated annealing, 2.35 % than Pattern search, 0.218 % than

multi-objective differential evolution, and 1.411 % than multi-objective hybrid differential evolution with simulated annealing technique.

**Conflict of interest.** The authors declare that they have no conflicts of interest.

#### REFERENCES

1. Zou Y., Zhao J., Ding D., Miao F., Sobhani B. Solving dynamic economic and emission dispatch in power system integrated electric vehicle and wind turbine using multi-objective virus colony search algorithm. *Sustainable Cities and Society*, 2021, vol. 67, p. 102722. doi: <https://doi.org/10.1016/j.scs.2021.102722>.
2. Zare M., Narimani M.R., Malekpour M., Azizipannah-Abarghooee R., Terzija V. Reserve constrained dynamic economic dispatch in multi-area power systems: An improved fireworks algorithm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2021, vol. 126, part A, p. 106579. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2020.106579>.
3. Ahmed W., Sheikh J.A., Kouzani A.Z., Mahmud M.A.P. The Role of Single End-Users and Producers on GHG Mitigation in Pakistan – A Case Study. *Sustainability*, 2020, vol. 12, no. 20, p. 8351. doi: <https://doi.org/10.3390/su12208351>.
4. Qian S., Wu H., G Xu. An improved particle swarm optimization with clone selection principle for dynamic economic emission dispatch. *Soft Computing*, 2020, vol. 24, no. 20, pp. 15249-15271. doi: <https://doi.org/10.1007/s00500-020-04861-4>.
5. Azizivahed A., Arefi A., Naderi E., Narimani H., Fathi M., Narimani M.R. An Efficient Hybrid Approach to Solve Bi-objective Multi-area Dynamic Economic Emission Dispatch Problem. *Electric Power Components and Systems*, 2020, vol. 48, no. 4-5, pp. 485-500. doi: <https://doi.org/10.1080/15325008.2020.1793830>.
6. Wu C., Jiang P., Sun Y., Zhang C., Gu W. Economic dispatch with CHP and wind power using probabilistic sequence theory and hybrid heuristic algorithm. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 2017, vol. 9, no. 1, p. 013303. doi: <https://doi.org/10.1063/1.4976144>.
7. Zhang Y., Liu K., Liao X., Qin L., An X. Stochastic dynamic economic emission dispatch with unit commitment problem considering wind power integration. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2018, vol. 28, no. 1, p. e2472. doi: <https://doi.org/10.1002/etep.2472>.
8. Hadji B., Mahdad B., Srairi K., Mancor N. Multi-objective economic emission dispatch solution using dance bee colony with dynamic step size. *Energy Procedia*, 2015, vol. 74, pp. 65-76. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2015.07.524>.
9. Jin J., Zhou D., Zhou P., Guo X., Sun Z. Modeling for dynamic economic emission dispatch under uncertainty. *Electric Power Components and Systems*, 2015, vol. 43, no. 14, pp. 1630-1643. doi: <https://doi.org/10.1080/15325008.2015.1050613>.
10. Zhang H., Yue D., Xie X., Hu S., Weng S. Multi-elite guide hybrid differential evolution with simulated annealing technique for dynamic economic emission dispatch. *Applied Soft Computing*, 2015, vol. 34, pp. 312-323. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2015.05.012>.
11. Mason K., Duggan J., Howley E. Multi-objective dynamic economic emission dispatch using particle swarm optimisation variants. *Neurocomputing*, 2017, vol. 270, pp. 188-197. doi: <https://doi.org/10.1016/j.neucom.2017.03.086>.
12. Mason K., Duggan J., Howley E. A multi-objective neural network trained with differential evolution for dynamic economic emission dispatch. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2018, vol. 100, pp. 201-221. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.02.021>.
13. Mirjalili S., Lewis A. The whale optimization algorithm. *Advances in Engineering Software*, 2016, vol. 95, pp. 51-67. doi: <https://doi.org/10.1016/j.advengsoft.2016.01.008>.
14. Hassan M.K., El Desouky A.I., Elghamrawy S.M., Sarhan A.M. A Hybrid Real-time remote monitoring framework with NB-WOA algorithm for patients with chronic diseases. *Future Generation Computer Systems*, 2019, vol. 93, pp. 77-95. doi: <https://doi.org/10.1016/j.future.2018.10.021>.
15. Basu M. Particle swarm optimization based goal-attainment method for dynamic economic emission dispatch. *Electric Power Components and Systems*, 2006, vol. 34, no. 9, pp. 1015-1025. doi: <https://doi.org/10.1080/15325000600596759>.
16. Basu, M. (). Dynamic economic emission dispatch using evolutionary programming and fuzzy satisfying method. *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, 2007, vol. 8, no. 4, Article 1. doi: <https://doi.org/10.2202/1553-779X.1146>.
17. Alsumait J.S., Qasem M., Sykulski J.K., Al-Othman A.K. An improved pattern search based algorithm to solve the dynamic economic dispatch problem with valve-point effect. *Energy Conversion and Management*, 2010, vol. 51, no. 10, pp. 2062-2067. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2010.02.039>.

Received 03.11.2020

Accepted 13.12.2020

Published 05.04.2021

Muhammad Faizan Mehdi<sup>1</sup>, MS in Electrical Engineering,  
Aftab Ahmad<sup>1</sup>, Professor,  
Syed Sadam Ul Haq<sup>1</sup>, MS in Electrical Engineering,  
Muhammad Saqib<sup>1</sup>, MS in Electrical Engineering,  
Mian Farhan Ullah<sup>2</sup>, Engineer, Junior Lecturer,  
<sup>1</sup> Department of Electrical Engineering,  
University of Engineering and Technology, Taxila, Pakistan,  
e-mail: faizan.mehdi8545@gmail.com,  
aftab.ahmad@uettaxila.edu.pk, ssadamulhaq@gmail.com  
engrsaqibkhan93@gmail.com  
<sup>2</sup> Department of Electrical Engineering,  
Wah Engineering College, University of Wah,  
Quaid Avenue, Wah Cantt, Rawalpindi District,  
Punjab 47040, Pakistan,  
e-mail: farhan.ullah@wecuw.edu.pk

**Матеріали приймаються за адресою:**

**Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПИ", вул. Кирпичова, 21, м. Харків, 61002, Україна**

**Електронні варіанти матеріалів по e-mail: [a.m.grechko@gmail.com](mailto:a.m.grechko@gmail.com)**

**Довідки за телефонами: +38 050 653 49 82 Клименко Борис Володимирович**

**+38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович**

**Передплатний індекс: 01216**