



ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№ 3
2023

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

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

EDITORIAL BOARD*

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

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

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

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

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

Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56,

Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57.

Email: ted@ied.org.ua

<https://techned.org.ua>

ПОТЕНЦІЙНІ ЗАСОБИ ЕКРАНУВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПІДЗЕМНИХ СИЛОВИХ КАБЕЛІВ У ПОЛІЕТИЛЕНОВИХ ТРУБАХ З КОМПОЗИЦІЙНОГО МАГНІТНОГО МАТЕРІАЛУ

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

За допомогою комп'ютерного моделювання досліджено магнітне поле підземних кабельних ліній середньої та високої напруги, прокладених у композиційних поліетиленових трубах, що мають магнітні властивості, з використанням спеціального насипного/засипного ґрунту різних розмірів (об'єму). Труби та додатковий ґрунт навколо і поблизу кабелів виготовляються з композиційного матеріалу з ефективними магнітними властивостями і можуть виконувати функцію магнітного екрана, зменшуючи рівень поля кабелів. Вивчено ефективність екранування поля кабельних ліній в трубах залежно від висоти і ширини композиційного насипного/засипного ґрунту. Виявлено існування оптимальної висоти насипки, необхідної для найбільшого зменшення магнітного поля кабелів на поверхні землі безпосередньо над ними, та вплив ширини насипного та засипного ґрунту на ефективність екранування. Проаналізовано характерні особливості розподілу та змінення рівня магнітного поля залежно від наявності чи відсутності композиційного магнітного ґрунту. Показано перспективність розміщення високовольтних кабелів (трикутником) в одній загальній трубі з додатковим композиційним магнітним насипним і засипним ґрунтом. Бібл. 30, рис. 5.

Ключові слова: підземна трифазна кабельна лінія, кабелі в трубах, насипний/засипний ґрунт, композиційний магнітний матеріал, екранування магнітного поля, комп'ютерне моделювання.

Стан і обґрунтування актуальності проблеми. Сучасні кабельні лінії (КЛ) з однофазними кабелями з ізоляцією зі зшитого поліетилену (ЗПЕ) широко використовуються в мережах усіх класів напруги – від 6 до 500 кВ [1, 2]. Такі кабелі на середню напругу (6–35 кВ) виготовляються на українських кабельних заводах "Південкабель" (м. Харків) та "Одескабель" (м. Одеса) [3, 4], а високовольтні та надвисоковольтні кабелі 220, 330 кВ – на заводі "Південкабель" [1].

Прокладання КЛ в районах міської забудови здійснюється, як правило, в ґрунті, в спеціальних кабельних спорудах (тунелях, каналах), у поліетиленових трубах, тобто за умови забезпечення додаткового захисту від ушкоджень [2, 5–9]. Для захисту силових кабелів від механічних пошкоджень на ділянках перетину з автодорогами і залізницями, інженерними спорудами і природними завадами, в умовах особливої обмеженості по трасі зазвичай використовуються труби і спеціальне приладдя з різних термопластикових матеріалів – поліетилену, поліпропілену, полівінілхлориду [2, 10, 11]. Для прокладання силових кабелів 6–500 кВ підходять труби з полімерних композицій високої густини та високої термостійкості [8, 10], зокрема для однофазних кабелів на кабельному ринку пропонуються композиційні поліетиленові труби ProTectorFlex, труби зі спеціальних пластикових матеріалів китайської фірми Power Cable Protection Pipe та американської компанії Eagle (останні під назвою electrical conduit) [5, 10].

В Україні діючими Правилами улаштування електроустановок [12, с. 246, 268] визначено, що за наявності на трасі КЛ ґрунтів, які містять речовини, руйнівні діючі на оболонку кабелів, необхідно здійснювати їхнє прокладання із засипанням нейтральним ґрунтом або прокладати в неметалевих трубах, а за перетину вулиць і майданів із удосконаленими покриттями та інтенсивним рухом транспорту КЛ треба прокладати в кабельних блоках або трубопроводах. Крім того, пунктом 2.3.128 цих Правил обумовлено: "У разі прокладання КЛ у кабельних трубопроводах (каналах блока) кабелі напругою до 35 кВ можна розміщувати по одному фазному кабелю в трубі (каналі), або по три кабелі, з'єднані за схемою "у трикутник", в одній трубі. Кабелі напругою від 110 кВ до 330 кВ треба розмі-

щувати по одному кабелю в трубі незалежно від схеми прокладання ("у площині" чи "у трикутник")." До прикладу, в роботі [6] повідомляється про першу українську надвисоковольтну (330 кВ) КЛ, яка в теперішній час діє для потреб металургійного заводу "Дніпросталь". Фази кабелів цієї лінії прокладені "трикутником", що забезпечує мінімальні розміри траншеї, знижує обсяг земляних робіт, а також дає змогу підтримувати магнітне поле кабелів на меншому рівні в порівнянні з розташуванням кабелів в одній площині [7]. Відповідно до даних [6], у разі перетинання інженерних та транспортних комунікацій КЛ 330 кВ прокладена в трубах: кожна окрема фаза – в трубі з поліетилену. Задля забезпечення допустимих температурних режимів передбачено велике заглиблення кабелів (до 10 м) у ґрунт (зокрема під колією Придніпровської залізниці).

Проте світова практика прокладання силових кабелів у трубах більш широка. Так, у роботі [7] повідомляється про високовольтну підземну КЛ (132 кВ) довжиною приблизно 2 км в межах італійського міста Генуя. Лінія містить три однофазні кабелі, розміщені трикутником в одній сталевій трубі, та за нормативними умовами (так званіми "quality objective" – ціль якості) щодо створюваного кабелями магнітного поля на відповідальних ділянках задовольняє рівню не вище 0,2 мкТ. Питання зниження рівня поля (його екранування) було визнано в [7] першорядним.

Дослідження статті [13] стосуються ефективності екранування магнітного поля підземних 150 кВ кабелів, прокладених трикутником та в одній площині всередині замкненого (closed-shield) феромагнітного екрана, що можна вважати аналогом розміщення кабелів у трубі. Авторами [13] проводиться порівняння магнітного поля КЛ з різним розташуванням кабелів, за різної товщини екранів замкненої та відкритої (open-shield) конфігурації, обґрунтовується більш висока ефективність саме замкнених екранів.

У роботі [14] описано італійську 380 кВ кабельну лінію, що складається з однофазних кабелів із ЗПЕ ізоляцією, прокладених на відповідальних ділянках траси трикутником у замкненому каналі (подібному до труби). Кабельний канал спеціально спроектовано фірмою Prysmian, виготовлено з матеріалу, що має високу магнітну проникність, і призначено для екранування магнітного поля надвисоковольтних кабелів (не перевищення рівня 3 мкТл).

Відносно пропускної здатності за струмом відмітимо, що в нормативному документі [15, табл. 8.30] показано зменшення допустимого струму в кабелях трубного прокладання до 5% в залежності від перерізу їхньої жили. У відповідності до цього, висновками статті [10] визначено, що до зниження пропускної здатності КЛ з однофазними 6–500 кВ кабелями призводить не тільки прокладання кабелів у поліетиленових трубах, але й паразитні струми, втрати потужності в екранах, при цьому розміщення кабелів у трубах не є основною причиною зниження пропускної здатності кабелів [10].

Інститут пластикових труб (Plastics Pipe Institute) у своєму виданні 2021 р. подає детальну інформацію щодо створення, фізичних характеристик, монтажу та експлуатації сучасних труб з поліетилену високої густини для силових кабелів напругою вище 35 кВ та посилається на досвід прокладання в пластикових і сталевих трубах силових кабелів із ЗПЕ ізоляцією на високу напругу – до 138 кВ [8, 16]. Як зазначається в [8], використання поліетиленових труб для підземних силових кабелів має значні переваги перед кабелями, безпосередньо заглибленими в ґрунт, завдяки покращеному механічному захисту, тривалій безперебійній роботі, швидкому ремонту. Крім того сучасні варіанти труб з поліетилену високої густини передбачають розміщення волоконно-оптичних кабелів і пристроїв поруч із силовими кабелями для з'єднання з датчиками контролю навантаження, розташованими по всій мережі і відомими як системи наглядового контролю та збору даних SCADA. Прокладання кабелів з волоконно-оптичними модулями в трубах необхідне для реалізації сучасних технологій моніторингу технічного стану КЛ [17].

За даними [8] поліетиленові труби, зокрема з поліетилену високої густини, є надійним, стійким та економічним рішенням, одним з найбільш прийнятних для підземних КЛ. Такі труби мають невелику вагу, рівну поверхню, необхідну гнучкість, легко та швидко зварюються одна з одною для формування протяжних однорідних ділянок, крім того, поліетиленові труби характеризуються високою міцністю, ізоляційними властивостями, стійкістю до корозійних впливів, окислення і вологи, мають довгий строк експлуатації, можуть вміщувати більше, ніж три кабелі [8].

На теперішній час багато кабельних систем, прокладених безпосередньо в землі і розрахованих на 30–40 річний термін експлуатації, особливо силових кабелів на напругу до 35 кВ, вимагають частого ремонту внаслідок довготривалої роботи, зовнішніх впливів (ґрунтової корозії, наявності забруднюючих речовин, у тому числі води), руху ґрунту, застарілої інфраструктури, і потребують мо-

дернізації для забезпечення надійності та стійкості мережі. Саме прокладання кабелів у трубах з додатковими засобами екранування магнітного поля є ефективним рішенням у разі близькості кабелів до населених пунктів, місць концентрації людей, а також за наявності поблизу або на перетині траси чутливого електричного обладнання, електронних пристроїв, електротехнічних комунікацій, які можуть зазнавати руйнівних впливів від дії магнітного поля. Складності із заміною та ремонтом кабелів у трубах не виникають – стандартами і правилами прокладання передбачаються відповідні засоби доступу до КЛ [12, с. 199].

У сучасних умовах актуальним питанням є задоволення високих нормативних вимог до техніко-екологічної (електромагнітної) безпеки широко використовуваних КЛ на середню та високу напругу – мається на увазі необхідність забезпечення регламентованого рівня магнітного поля кабелів в оточуючому середовищі за рахунок вдосконалення шляхів спорудження КЛ, а також використання допоміжних засобів та новітніх технологічних рішень для зменшення магнітного поля, що створюється кабелями. У цьому напрямку в роботах [18, 19] запропоновано використання поліетиленових труб, у матеріал яких на етапі виготовлення введено дрібнодисперсні магнітні частки, або на поверхню яких тонким шаром нанесено полімерну плівку з магнітними властивостями – за рахунок цього забезпечуються ефективні магнітні властивості труб. Такі труби можуть виконувати роль магнітних екранів, до того ж саме поліетиленові труби є економічно ефективним рішенням для кабельних ліній [8], особливо у порівнянні зі сталевими трубами [7]. У [18] показано, що використання трьох окремих труб як магнітних екранів для трьох однофазних кабелів є неефективним, а у випадку загальної труби для такої КЛ поле на поверхні ґрунту може бути знижено на порядок.

Синтез матеріалів з діелектричною і магнітною проникністю стосовно до техніки сильних електричних та магнітних полів експериментально підтверджено сучасними технологіями, представленими в монографії [20]. До того ж, можливість використання для екранування магнітного поля композиційних поліетиленових труб з магнітними властивостями перевіряється за відомою формулою Ліхтенеккера [21]

$$\bar{\mu} = \mu_a^{V_a} \mu_b^{(1-V_a)},$$

де $\bar{\mu}$ – середня магнітна проникність матеріалу у вигляді суміші (конгломерату); μ_a – проникність часток, що знаходяться без контакту між собою у середовищі з проникністю μ_b ; V_a – коефіцієнт заповнення (концентрація часток в об'ємі матеріалу). Наприклад, за $\mu_a=1000$, $\mu_b=1$ (поліетилен), $V_a=0,7$ ефективна магнітна проникність сумішного матеріалу складає $\bar{\mu} = 125$.

Навколишні ґрунти з магнітними властивостями, завдяки додаванню в їхній склад магнітної фракції (мікро- або нанорозмірних магнітних часток), теж здатні екранувати магнітне поле, що створюється кабелями [19, 22, 23]. У роботі [22] досліджено магнітне поле підземних кабелів із засипним ґрунтом (ґрунтом безпосередньо навколо кабелів) та насипним ґрунтом (зверху кабелів) з ефективними магнітними властивостями – магнітною проникністю до 100.

Значимо, що магнітні частки, отримані, наприклад, з відходів металургійного виробництва або процесів металообробки, можуть додаватися у насипний/засипний ґрунт як безпосередньо перед монтажем лінії, так і задалегідь. Їхня об'ємна концентрація визначається умовою досягнення необхідного ефективного значення магнітної проникності матеріалу труби. Переваги досліджених у даній роботі засобів екранування магнітного поля силових кабелів, а саме композиційних поліетиленових труб та насипного/засипного ґрунту, що мають магнітні властивості, складаються з простого монтажу та спрощення технічного обслуговування кабельної лінії, відсутності додаткових елементів конструкції для зниження рівня магнітного поля [19].

Насипні та засипні ґрунти можуть поєднувати роль магнітних екранів і середовища з поліпшеними тепловими властивостями (виконувати роль коректуючих ґрунтів – спеціально підібраних ґрунтів із заданою теплопровідністю) задля одночасного зменшення магнітного поля кабелів і забезпечення їхнього допустимого температурного режиму. Саме дотримання припустимого рівня нагріву кабелів важливо для довготривалої надійної роботи кабелів з визначеною пропускною здатністю [6, 24].

Загальна характеристика роботи. Постановка проблеми складається з отримання нових знань відносно оригінальних засобів екранування магнітного поля підземних кабельних ліній – поліетиленової труби з магнітними властивостями, насипного/засипного композиційного магнітного ґрунту. Актуальність обраної теми дослідження базується на її зв'язку з важливими науково-

практичними задачами, що полягають, з одного боку, в розвитку нових засобів і матеріалів для ефективного захисту КЛ від зовнішніх впливів і екранування магнітного поля кабелів, а, з іншого боку, в необхідності проведення всебічного пошукового дослідження задля подальшого використання його результатів у напрямку визначення шляхів практичного впровадження нових екрануючих засобів.

Робота спрямована на попереднє вивчення ефективності запропонованих у більш ранніх статтях [18, 22] та захищених в патенті [19] засобів екранування магнітного поля силових кабелів, присвячена створенню підґрунтя для можливої у подальшому розробки та практичної реалізації відповідних технічних рішень і засобів екранування магнітного поля кабелів, разом з тим, не передбачає визначення техніко-економічних характеристик розглянутих засобів та їхнє порівняння з вже існуючими засобами.

У зв'язку з вище обґрунтованими доцільністю використання поліетиленових труб для прокладання силових кабелів на окремих ділянках протяжних КЛ та актуальністю теми *метою роботи* є кількісне дослідження ефективності зниження магнітного поля підземних трифазних кабельних ліній на поверхні ґрунту, які прокладені в поліетиленових трубах з магнітними властивостями та в навколишньому і близько розташованому ґрунті, що також мають магнітні властивості та різні геометричні параметри. Задля досягнення мети передбачається вивчення особливостей розподілу магнітного поля кабелів в оточуючому середовищі.

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

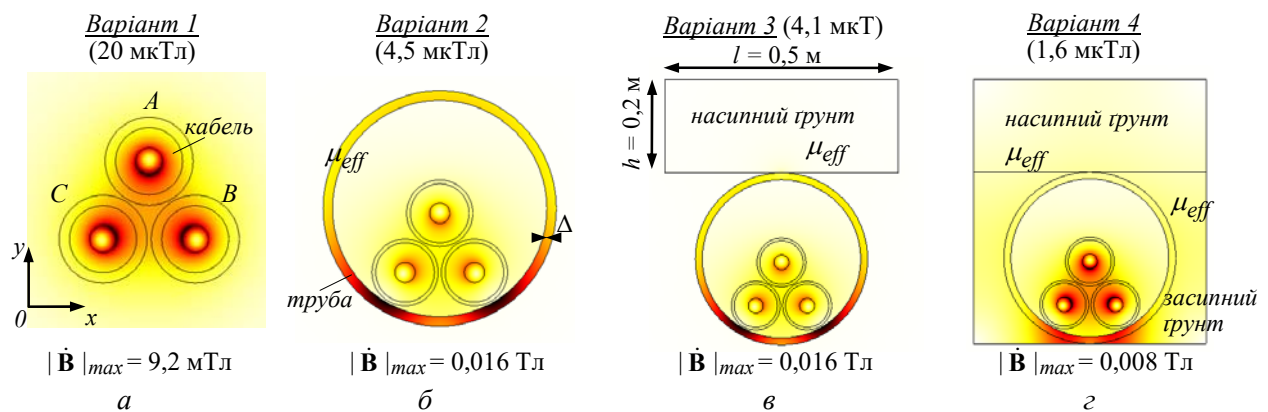


Рис. 1

На етапі накопичення фактичного матеріалу в рамках попередніх досліджень, під час вивчення комплексних процесів та у разі, коли побудова розширеної фізичної (експериментальної) моделі і проведення натурних експериментів є ускладненими та дорого коштують, математичне моделювання та обчислювальні експерименти набувають особливого значення. Саме математичне та комп'ютерне моделювання як таке, що надає можливості дослідити найбільш широкий діапазон змінення об'єкту, є методом дослідження в роботі.

Дослідження виконується за допомогою двовимірного чисельного моделювання методом скінченних елементів у програмі Comsol [25] для КЛ середньої (35 кВ) та високої (110 кВ) напруги. Підземні кабелі, що розглядаються, прокладені в трубі безтраншейно паралельно поверхні землі, мають додатково насипний/засипний композиційний ґрунт з геометричними параметрами – l , h і магнітною проникністю $\mu_{eff} = 100$ (рис. 1). Кабелі в лінії розташовані трикутником. Послідовність фаз кабелів – $СAB$. У жилах кабелів протікає трифазна система струмів, рівномірно розподілених у перетині жил. Комп'ютерне моделювання проводиться за умови, що електропровідність композиційного ґрунту не враховується (задається рівною нулю).

Достовірність результатів роботи полягає в тому, що її загальні положення і висновки ґрунтуються на численних комп'ютерних розрахунках для конкретних кабельних ліній, підтверджуються верифікацією застосованої чисельної моделі шляхом отримання таких результатів попередніх робіт для кабелів різних класів напруги, які аналогічні даним і висновкам відомих досліджень, в тому числі отриманим на основі інших моделей [7, 13, 14, 26].

Дана робота представляє доповнення і розвинення результатів статті [27] з урахуванням розміщення в трубах кабелів різної напруги – трьох кабелів середньої напруги (35 кВ) в одній загальній трубі та кожного з кабелів трифазної КЛ високої напруги (110 кВ) в окремій трубі.

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

Математична модель базується на підходах і рівняннях, наведених у [28]. Основою моделі є система інтегро-диференціальних рівнянь загального вигляду

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

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

де $\omega = 2\pi f$ – кутова частота струму ($f = 50$ Гц); j – уявна одиниця; індекс i відноситься до i -го провідного середовища в розрахунковій області; σ_i – електропровідність i -го середовища (в загальному випадку жил, екранів кабелів); μ_0 і $\mu_r = \mu_{eff}$ – магнітна постійна і відносна магнітна проникність магнітного екрана у вигляді НМГ/ЗМГ та труби з композиційного матеріалу, відповідно; $\mu_r = 1$ для немагнітних елементів розрахункової області, зокрема компонентів кабелів, природного ґрунту, повітряного середовища всередині труби; \dot{J}_z – z -складова густини струму в провідниках.

У рівняння моделі входять комплексні напруга і струм, зокрема рівняння (2) записано для ділянки кола зі струмом \dot{I}_i , падінням напруги $\Delta \dot{U}_i$, площею поперечного перерізу S_i .

Більш детально модель описана у роботах [18, 22].

Наведені рівняння доповнюються умовою магнітної ізоляції на всіх зовнішніх границях розрахункової області

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

Вектор магнітної індукції дорівнює $\dot{\mathbf{B}} = \text{rot} \dot{\mathbf{A}}$. Складові вектора поля визначаються як $\dot{B}_x = \partial \dot{A}_z / \partial y$; $\dot{B}_y = -\partial \dot{A}_z / \partial x$. Досліджується розподіл діючого значення магнітного поля $|\dot{\mathbf{B}}| = \sqrt{|\dot{B}_x|^2 + |\dot{B}_y|^2} / \sqrt{2}$ у розрахунковій області та на поверхні землі безпосередньо над КЛ.

Моделювання магнітного поля КЛ середньої напруги. Досліджується магнітне поле КЛ 35 кВ, прокладеної в ґрунті на глибині 0,8 м. Алюмінієві жили кабелів мають поперечний перетин 800 мм², струм у номінальному режимі $I_{ном} = 637$ А [3]. Труба виконана з композиційного матеріалу з $\mu_{eff} = 100$. Таку ж магнітну проникність мають композиційні НМГ і ЗМГ.

На рис. 1 (у відтинках кольорів) показано розподіл магнітного поля $|\dot{\mathbf{B}}|$ навколо підземної кабельної лінії для різних варіантів: кабелі знаходяться безпосередньо в ґрунті (рис. 1, а); в трубі з магнітними властивостями (рис. 1, б); додатково з насипним композиційним ґрунтом (рис. 1, в); з НМГ та ЗМГ, що мають магнітні властивості (рис. 1, г). Наведено максимальні значення магнітної індукції $|\dot{\mathbf{B}}|_{max}$ (унизу) поблизу кабелів та максимальне поле на поверхні землі над кабелями (вгорі в дужках). Як видно, за наявності магнітного матеріалу труби розподіл магнітного поля кабелів змінюється, особливо це виявляється у випадку НМГ і ЗМГ. У разі використання композиційного ґрунту магнітне поле концентрується в області жил кабелів і під ними в нижній частині матеріалу труби. За рахунок перерозподілу поля, за однакової висоти НМГ ($h = 0,2$ м) для варіанта 2 в трубі реалізується значення до $|\dot{\mathbf{B}}|_{max} = 16,2$ мТл, а для варіанта 4 – $|\dot{\mathbf{B}}|_{max} = 8,0$ мТл.

Дані рис. 2 ілюструють змінення максимального значення магнітної індукції на поверхні землі залежно від ширини l і висоти h композиційного ґрунту навколо труби з кабельною лінією для розглянутих варіантів 2–4. На рис. 2, б для варіанта 4 наведено залежності максимальних значень поля від висоти НМГ за різної ширини насипного та засипного ґрунту: $l = 0,4; 0,5; 0,7$ м.

Наведені на рис. 2 комп'ютерні результати показують наступне:

– ефективність екранування за наявності одного НМГ (варіант 3) проявляється лише за певної висоти h – не більше $\sim 0,25$ м; у разі $h > 0,25$ м магнітне поле в оточуючому середовищі і на поверхні землі посилюється (рис. 2, а);

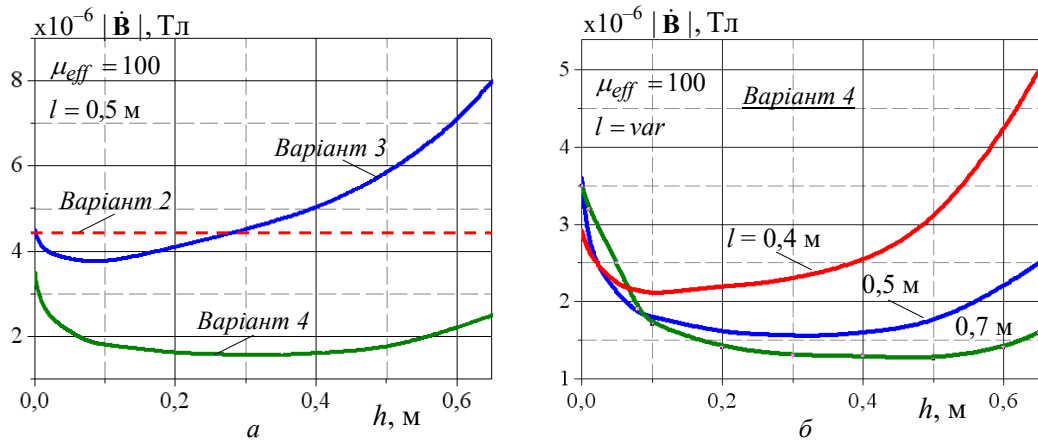


Рис. 2

- для варіанта 3 існує оптимальне значення висоти НМГ $h^* \approx 0,05 \dots 0,1$ м (для варіанта 4 – $h^* \approx 0,25 \dots 0,35$ м), у разі якого реалізується найбільше зниження магнітного поля на поверхні землі;
- найкращим для екранування магнітного поля кабелів є варіант 4 з одночасним використанням НМГ і ЗМГ; під більшою ефективністю екранування мається на увазі можливість отримання менших значень магнітного поля на поверхні землі у порівнянні з випадком відсутності додаткового магнітного ґрунту – значень нижче лінії, що відповідає варіанту 2 на рис. 2, а;
- у разі збільшення ширини l додаткових НМГ і ЗМГ зростає ефективність екранування магнітного поля і збільшується діапазон змінення висоти НМГ, можливий для найкращого зниження поля (крива, що відповідає $l = 0,7$ м на рис. 2, б).

Відносно залежностей на рис. 2, а, на рис. 3, а наведено змінення магнітної індукції $|\dot{\mathbf{B}}|$ вздовж центральної вертикалі кабельної лінії (прямої LM на рис. 3, в), тобто за глибиною ґрунту – від труби до поверхні землі за різної висоти h НМГ. Зазначимо, що оскільки магнітне поле має найбільші значення поблизу КЛ, на рис. 3, а діапазон змінення магнітної індукції має порядок 10^{-3} Тл (при цьому на рис. 2 показано змінення максимального значення магнітної індукції порядку 10^{-6} Тл саме на поверхні землі на значному віддаленні від КЛ).

Додатково розподіл магнітного поля в об'ємі НМГ висотою $h = 0,1$ м відображено на рис. 3, б. Картину магнітного поля для цього випадку в схематичному вигляді лініями потоку рівномірної густини навколо кабельної лінії в один з моментів часу синусоїдального струму показано на рис. 3 в. Розрахункові дані свідчать, що за більш низької насипці в ній генеруються більш високі значення $|\dot{\mathbf{B}}|$ (рис. 3, а), максимум яких знаходиться ближче до кабельної лінії (рис. 3, б), за межами НМГ поле різко спадає. Для більшої висоти h вищі значення поля все ближче просуваються до поверхні землі (рис. 3, а, в). До того ж, у разі $h = 0,1$ м, коли реалізується максимум магнітної індукції, на рис. 3, а, у безпосередній близькості до поверхні землі поле зменшується до менших значень у порівнянні з магнітним полем, що реалізується за висоти НМГ $h = 0,6$ м.

Детальне пояснення високої ефективності екранування магнітного поля трифазної КЛ шляхом

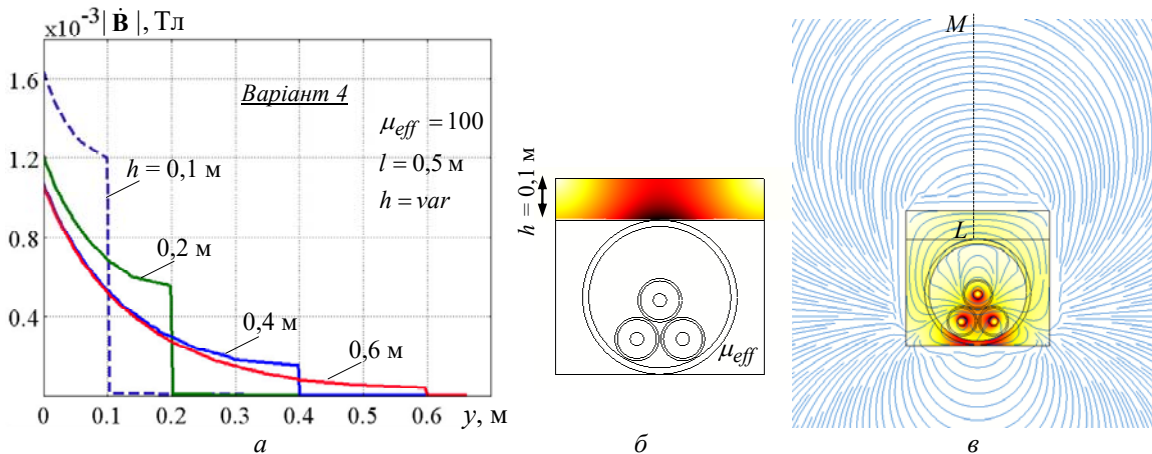


Рис. 3

використання оптимальної (незначної) висоти НМГ представлено у роботах [23 с. 20, рис. 7] та [26 с. 22, пояснення до рис. 8], в яких залежності, аналогічні на рис. 2, а і далі на рис. 5, виявлено за реалізації різних математичних моделей – двовимірної моделі для векторного магнітного потенціалу [23] та тривимірної моделі відносно скалярного магнітного потенціалу [26].

Магнітне поле високовольтної КЛ. Досліджується трифазна кабельна лінія 110 кВ з кабелями, прокладеними трикутником у ґрунті на глибині 1,5 м [29]. Алюмінієві жили кабелів мають поперечний переріз 500 мм^2 , $I_{ном} = 570 \text{ А}$ [30]. Три труби, в яких розміщуються кабелі, виготовлено з композиційного магнітного матеріалу з $\mu_{eff} = var$. Магнітна проникність НМГ і ЗМГ $\mu_{eff} = 100$.

На рис. 4 показано розподіл магнітного поля $|\dot{\mathbf{B}}|$ навколо підземної кабельної лінії для різних варіантів: кабелі знаходяться в трубах з $\mu_{eff} = 100$ – картини поля в активній зоні та розподілу магнітної індукції безпосередньо в трубах (рис. 4, а); кабелі в трубах без магнітних властивостей – $\mu_{eff} = 1$ (рис. 4, б); додатково з насипним композиційним магнітним ґрунтом – для цього випадку показано розподіл поля в НМГ та всередині труб навколо кабелів (рис. 4, в); кабелі в засипному ґрунті з $\mu_{eff} = 100$ (рис. 4, г). Наведено максимальні значення магнітної індукції $|\dot{\mathbf{B}}|_{max}$ поблизу кабелів (унизу картин поля) та максимальне значення поля на поверхні землі над кабелями (угорі в дужках). Відображено взаємний вплив полів кабелів, а у разі труб з магнітного композиційного матеріалу – зосередження магнітного поля в їхньому об'ємі (рис. 4, а, г).

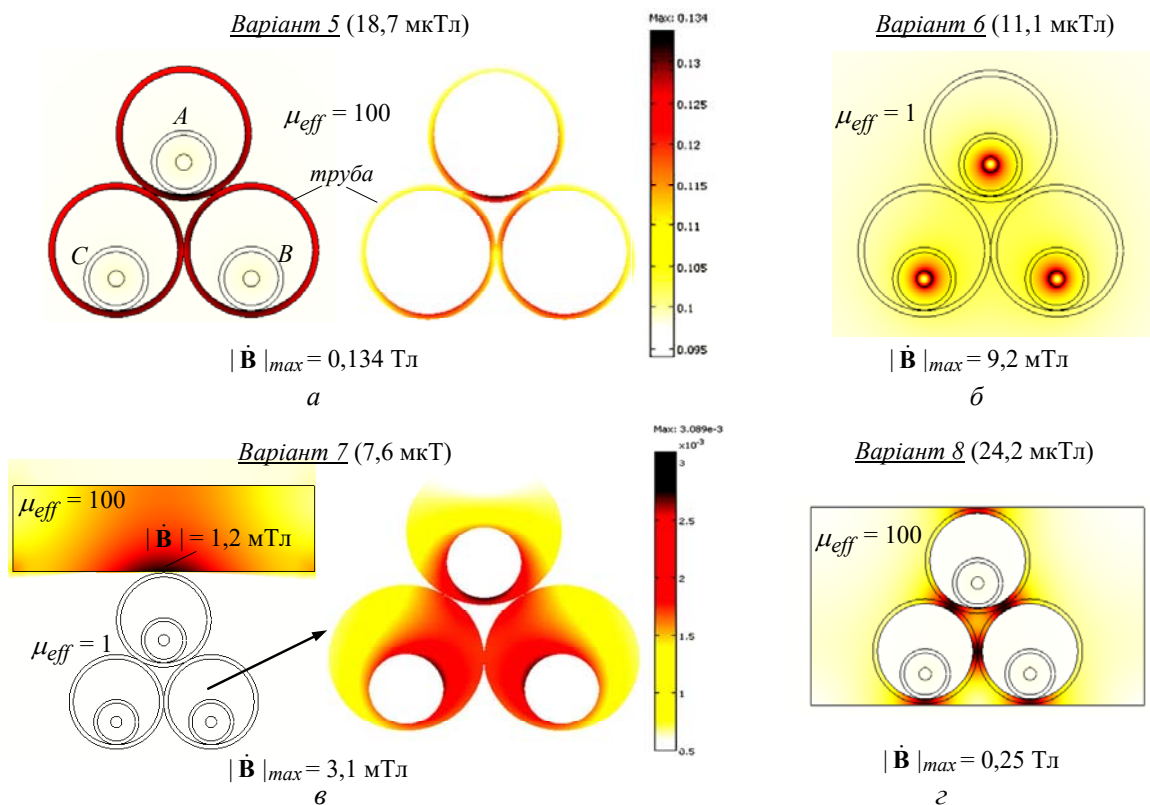


Рис. 4

Як видно з рис. 4, варіанти 5, 8 характеризуються найбільшими значеннями $|\dot{\mathbf{B}}|$ на поверхні землі та навколо кабелів. Ефект збільшення магнітного поля у разі наявності магнітних властивостей труб виявлено та пояснено у роботі [18]. У дослідженому випадку з більш сильними магнітними властивостями труб теж реалізуються більші значення магнітного поля на поверхні землі, а за розташування кабелів додатково у магнітному середовищі – ЗМГ (варіант 8) означений ефект ще більш посилюється. Тому використання труб з магнітними властивостями та ЗМГ у разі розташування кожного кабелю в окремій трубі не є доцільним, і далі для такого розміщення розглядаються звичайні поліетиленові труби без магнітних властивостей ($\mu_{eff} = 1$) і без ЗМГ. Рис. 4, б та в показують, що наявність насипного композиційного ґрунту сприяє зменшенню магнітного поля навколо кабелів (з 9,2 до

3,1 мТл) та на поверхні землі (зниження поля з 11,1 до 7,6 мкТл) за ширини НМГ $l = 0,7$ м та висоті $h = 0,2$ м.

Залежності магнітної індукції на поверхні землі для варіанта 7 (кабелі в немагнітних трубах з НМГ) від висоти НМГ h за різної його ширини l показано на рис. 5. Дані свідчать про наступне.

Найбільша ефективність екранування проявляється за певної висоти НМГ h – в діапазоні 0,05...0,15 м. Використання великого об'єму насипки не є доцільним. Пояснення цьому аналогічне до поданого вище та представленого даними рис. 3, а–в.

Збільшення ширини НМГ l сприяє значно ефективнішому екрануванню магнітного поля.

За рахунок використання НМГ для розглянутих варіантів не вдається зменшити рівень магнітного поля на поверхні землі нижче 6 мкТл.

У загальному випадку значення магнітної індукції на поверхні землі над кабелями залежать від багатьох чинників: розташування кабелів і, відповідно, труб (в одній площині чи трикутником), геометрії прокладання – заглиблення кабелів у ґрунт, відстані між ними, розмірів труб. При цьому, як показали результати моделювання, розташування кабелів в окремих трубах з додатковими засобами екранування менш ефективно у порівнянні з використанням однієї труби для трьох кабелів.

З урахуванням виявлених особливостей та закордонної практики прокладання високовольтних кабелів у трубах проведено дослідження умов, подібних до варіантів 3 та 4 (рис. 1), для кабелів на напругу 110 кВ [30], що знаходяться в загальній трубі з магнітними властивостями ($\mu_{eff} = 100$), мають радіус 25 см та товщину 2 см. Розрахунковим шляхом визначено, що розподіли магнітного поля та основні залежності є аналогічними до представлених на рис. 2, 3, а найбільш ефективні екрануючі можливості реалізуються за наявності разом НМГ і ЗМГ (шириною $l = 0,7$ м; $\mu_{eff} = 100$) певного обсягу – з висотою насипки в межах $h = 0,3...0,5$ м за максимальних значень магнітної індукції на поверхні землі над кабелями $\sim 0,52$ мкТл.

Висновки. 1. Проведено огляд сучасного стану в області прокладання силових кабелів різних класів напруги в трубах та подібних до них замкнених кабельних каналах. Стосовно цього подано інформацію у таких основних напрямках: 1) удосконалення матеріалів для кабельних труб; 2) пошук нових засобів екранування та спеціальних форм кабельних каналів – екранів закритої конфігурації з матеріалів, що мають високу магнітну проникність; 3) дослідження розподілу магнітного поля кабельних ліній з урахуванням екранів; 4) прокладання силових кабелів у поліетиленових трубах разом з волоконно-оптичними модулями для моніторингу технічного стану кабельних систем.

2. Досліджено магнітне поле підземних трифазних кабельних ліній на напругу 35 та 110 кВ, кабелі яких прокладені трикутником, відповідно, в загальній поліетиленовій трубі та в трьох трубах, виготовлених з композиційного магнітного матеріалу, і в спеціальному насипному/засипному ґрунті, який має магнітні властивості. За результатами комп'ютерного моделювання очікується, що використання додаткових магнітних ґрунтів надасть змогу для кабелів в одній трубі досягти в розглянутому випадку зменшення поля на поверхні ґрунту більше, ніж у 2,5 рази (рис. 2), а за наявності насипного ґрунту – єдиного екрануючого засобу – для кабелів у трьох окремих трубах знизити рівень поля до 1,5...1,8 разів (рис. 5).

3. Проаналізовано особливості розподілу і кількісного змінення магнітного поля кабельної лінії в оточуючому середовищі та в трубах залежно від висоти і ширини композиційного насипного/засипного ґрунту. Виявлено та пояснено, що занадто великі обсяги композиційного засипного, а особливо насипного ґрунту, не зможуть забезпечити найбільшої ефективності екранування магнітного поля силових кабелів (рис. 2, 3, 5). Існують оптимальні значення висоти таких ґрунтів задля найбільшого зменшення магнітного поля кабелів на поверхні землі – у разі розглянутих варіантів висотою в середньому 0,1...0,3 м (рис. 2).

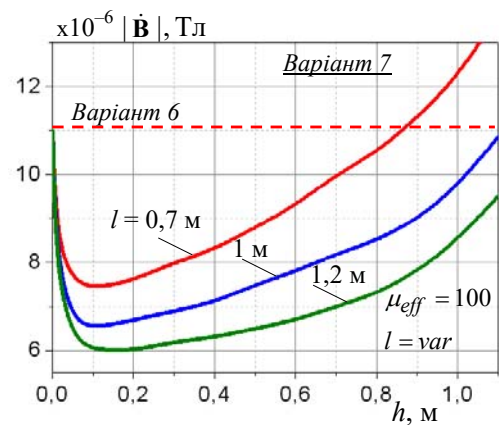


Рис. 5

4. Для випадку прокладання кожного з трьох кабелів трифазних кабельних ліній в окремій трубі визначено неефективність застосування саме магнітних труб, а лише одного насипного ґрунту з магнітними властивостями певної висоти і подовженої ширини (рис. 5).

5. Показано перспективність розміщення високовольтних кабелів в одній загальній трубі з магнітними властивостями з одночасним використанням насипного та засипного композиційних ґрунтів для ефективного екранування магнітного поля кабельних ліній.

Роботу виконано за темою «Розробка основ теорії і методів дослідження впливу несинусоїдних напруг і струмів та виникаючих електротермодинамічних процесів на надійність і ресурс сучасних кабельних ліній електропередачі та на енергоефективність електротехнічних установок резонансного типу» (Шифр "Елрес", Державний реєстраційний номер: 0123U100693), КПКВК 6541030.

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

I.M. Kucheriava

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

E-mail: rB.irinan@gmail.com

The magnetic field of the medium- and high-voltage underground power cable line, laid in composite polyethylene pipes having magnetic properties, with the use of special loose-fill/fill-up soil of different dimensions (bulk) is studied by computer modeling. The pipes and additional soils around and near the cables are made of a composite material with effective magnetic properties and can act as a magnetic shield that reduces the level of the field on the ground. The efficiency of field shielding depending on the height and width of the composite loose-fill/fill-up soil is analyzed. The existence of the optimal not large (in height) fill-up soil for the best mitigation of the magnetic field on the ground directly above the cables and the influence of the width of the loose-fill/fill-up soils on the shielding efficiency are revealed. The characteristic features of the magnetic field distribution and the field level depending on the availability or non-availability of composite loose-fill soil are presented. The advantages of (trefoil) cable arrangement in one pipe with additional composite loose-fill and fill-up soil are shown. References 30, figures 5.

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

1. Shidlovskii A.K., Shcherba A.A., Zolotaryov V.M., Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Extra-high voltage cables with polymer insulation. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2013. 550 p. (Rus)
2. Makarov E.F. Handbook on 0,4–35 kV and 110–1150 kV power networks. Ed. by I.T. Goryunov, A.A. Lyubimov. Vol. 3. Moskva: Papirus-Pro, 2004. 688 p. (Rus)
3. XLPE-insulated power cables for voltage from 6 to 35 kV. Catalogue of Yuzhcable works PJSC. 132 p. URL: www.yuzhcable.com.ua (Rus) (accessed at 23.12.2022).
4. 6–35 kV power cables with XLPE insulation. Odesa: Odessa cable plant Odeskabel. URL: <https://odeskabel.com/ua/products/kabeli-silovye/kabeli-silovye-s-xlpe-izolyatsiej-6-35-kv.html> (Rus) (accessed at 23.12.2022).
5. Dmitriev M.V. Requirements to pipes for laying of power cable lines. *Kabel-news*. 2014. No 6. Pp. 22–26. (Rus)
6. Lyach V.V., Molchanov V.M., Santatskii V.G., Kvitsinskii A.A. 330 kV cable line: some aspects of designing. *Promelektro*. 2009. No 6. Pp. 27–33. (Rus)
7. Conti R., Giorgi A., Rendina R., Sartore L., Sena E.A. Technical solutions to reduce 50 Hz magnetic fields from power lines. *IEEE Bologna PowerTech Conference Proceedings*. Bologna, Italy, June 23–26, 2003. 6 p. DOI: <https://doi.org/10.1109/ptc.2003.1304685>
8. PPI (Plastics Pipe Institute) Handbook of PE (polyethylene) Pipe. 2021 The Plastics Pipe Institute, Inc. Chapter 14: Duct and Conduit, 70 p.
9. Boukrouche F., Moreau C., Pelle J., Beaubert F., Harmand S., Moreau O. Mock-up study of the effect of wall distance on the thermal rating of power cables in ventilated tunnels. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2017. Vol. 32. No 6. Pp. 2453–2461. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2016.2629285>
10. Dmitriev M.V. Cable lines laid in polyethylene pipes. Thermal calculation. *Novosti elektrotechniki*. 2013. No 4 (82). Pp. 11–17. (Rus)

11. Pipes for underground cable protection. Catalogue. 24 p. URL: www.evopipes.com (accessed at 23.12.2022).
12. Electric installation code. Kyiv: Minenergovugillya Ukrainy, 2017. 617 p. (Ukr)
13. De Wulf M., Wouters P., Sergeant P., Dupré L., Hoferlin E., Jacobs S., Harlet P. Electromagnetic shielding of high-voltage cables. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2007. No 316. Pp. 908–911. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2007.03.137>
14. Rendina R., Posati A., Rebolini M., Bruno G., Bocchi F., Marelli M., Orini A. The new Turbigio-Rho 380 kV transmission line: an example of the use of underground XLPE cables in a meshed transmission grid. CIGRE 2006. Paper B1-302. 12 p.
15. Design of power cable lines for voltage up to 330 kV. Standard SOU-N MEV 40.1-37471933-49:2011 Instruction. No 82. 2017.
16. Guide for installation of extruded dielectric insulated power cable systems rated 69 kV through 138 kV (Second edition). Association of Edison Illuminating Companies, January, 1997.
17. Kyrylenko O.V., Shcherba A.A., Kucheriava I.M. Intellectual technologies for monitoring of technical state of up-to-date high-voltage cable power lines. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 6. Pp. 29–40. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2021.06.029> (Ukr)
18. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The study of magnetic field of power cables in polyethylene pipes with magnetic properties. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 15–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2020.03.015> (Ukr)
19. Kyrylenko O.V., Shcherba A.A., Zolotaryov V.M., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. Underground power cable line. Patent of Ukraine No. 137593. 2019. URL: <https://base.uipv.org/searchINV/search.php?action=viewdetails&IdClaim=262681&chapter=biblio> (accessed at 23.12.2022).
20. Shcherba A.A., Rezinkin O.L., Rezinkina M.M. Electrophysical processes in dielectric and magnetic media. Kyiv: Naukova Dumka, 2016. 192 p.
21. Polivanov K.M. Ferromagnetic materials. Moskva-Leningrad: Gosudarstvennoe energeticheskoe izdatel'stvo (State energy publishing house), 1957. 256 p.
22. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The magnetic field of underground 330 kV cable line and ways for its reduction. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 3–9. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2019.05.003> (Rus)
23. Kucheriava I.M. Particularities of magnetic field shielding for underground cable line by composite fill-up soil with magnetic properties. *Pratsi Institutu Elektrodynamiki NAN Ukrainy*. 2021. Is. 58. Pp. 14–22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.014> (Ukr)
24. Leon F., Anders G.J. Effects of backfilling on cable ampacity analyzed with the finite element method. *IEEE Trans. on Power Deliver.* 2008. Vol. 23. No 2. Pp. 537–543. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2008.917648>
25. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (accessed at 23.12.2022).
26. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The reduction of magnetic field of underground cable line in essential areas by means of finite-length composite magnetic shields. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 1. Pp. 17–24. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2022.01.017> (Ukr)
27. Kucheriava I.M. Methods for mitigation of magnetic field generated by underground power cables in polyethylene pipes made of composite magnetic material. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 3. Pp. 22–28. <https://doi.org/10.15407/technd2022.03.022> (Ukr) (accessed at 23.12.2022).
28. Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. 305 p. (Rus)
29. Guiding technical material on the construction, testing and operation of power cable lines using XLPE insulated cables for a voltage of 64/110 kV: scientific-and-methodical edition. Kharkiv: Maidan, 2007. 62 p. (Rus)
30. Medium- and high-voltage power cables with XLPE insulation. Information bulletin, Joint-Stock Company Yuzhicable works. Kharkov, Ukraine. No 5. 44 p. (Rus)

Надійшла 05.01.2023
Остаточний варіант 13.03.2023

**УМОВИ ПЕРЕЗАРЯДУ КОНДЕНСАТОРІВ КОМУТУЮЧОЇ ЛАНКИ ТРИФАЗНОГО
МОСТОВОГО КОМПЕНСАЦІЙНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА**

В.С. Бойко, докт. техн. наук, **О.В. Шкардун**
НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.
E-mail: VSBoiko@bigmir.net.

Розробка авторів спрямована на створення сучасного пристрою силової електроніки з високими енергетичними характеристиками. У схемі трифазного мостового компенсаційного перетворювача роль комутатора виконує трифазна група повністю керованих приладів. Таке технічне рішення дає змогу забезпечити керований перезаряд конденсаторів комутуючої ланки. При цьому кінцевою метою є створення такої комутуючої напруги, яка за формою і величиною здатна забезпечити компенсаційний режим роботи силових електричних вентилів, тобто їхню роботу з випереджаючим кутом регулювання. Умови перезаряду конденсаторів комутуючої ланки досліджено у трьох режимах: регулювання здійснюється у межах роботи силового електричного вентиля своєї фази, наступної та попередньої. Доведено, що трифазний мостовий перетворювач здатний ефективно працювати у компенсаційному режимі, якщо для перезаряду конденсаторної батареї група повністю керованих приладів комутуючої ланки регулюється у межах роботи силового електричного вентиля своєї чи наступної фази. Порівняння характеристик комутуючої напруги за різних режимів її формування здійснено методом гармонічного аналізу. Бібл. 8, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: конденсаторна батарея, комутатор, комутуюча напруга, гармоніки, електричний вентиль.

Вступ. Компенсаційні перетворювачі зарекомендували себе як високоефективні пристрої енергетичної електроніки, призначені для живлення потужних споживачів у кольоровій металургії, хімічних виробництвах, електрифікованому транспорті та т. ін. Характерною особливістю електромагнітних процесів, що мають місце у режимі електроживлення такими перетворювачами, є особливі умови комутації струму силовими електричними вентилями. Вони здійснюють комутацію струму не лише за рахунок ЕРС вторинних обмоток перетворювального трансформатора, а й за безпосередньої участі додаткової напруги, яка створюється в результаті перезаряду конденсаторної батареї комутуючої ланки перетворювача складовими струму навантаження та комутації. При цьому компенсаційні перетворювачі здатні не лише компенсувати власну реактивну енергію, а й, у разі необхідності, генерувати реактивну енергію у мережу [1, 2, 3].

Комутуюча ланка перших з розроблених у Київському політехнічному інституті компенсаційних перетворювачів складалася з трифазної конденсаторної батареї та трифазного зрівноважувального реактора (ТЗР). Приклад комплектації нульового перетворювача комутуючою ланкою наведено на схемі рис. 1 [4].

Подібні технічні рішення застосовувалися іншими авторами для переведення у компенсаційний режим роботи перетворювачів, реалізованих за іншими схемами [5, 6].

Серед пристроїв енергетичної електроніки великої потужності, які працюють у режимі випрямляча, досить поширеними є ті, дія яких ґрунтується на застосуванні трифазної мостової схеми. Вона має багато переваг перед більшістю відомих в енергетичній електроніці схем, але не позбавлена й недоліків. Основний з них полягає у тому, що навіть за діючої реалізації та роботі у режимі випрямляча, вона має невисокий коефіцієнт потужності за рахунок некомпенсованої потужності комутаційного процесу.

Відомо, що спроби підвищення енергетичних характеристик трифазного мостового перетворювача мали місце. Наприклад, у [7] наведено результати досліджень трифазного мостового перетворювача з конденсаторами в силових колах. Перетворювач не знайшов практичного застосування через невисоку енергетичну ефективність технічного рішення.

Питання щодо комплектації трифазного мостового перетворювача комутуючою ланкою з ТЗР (як на схемі рис. 1) не розглядалося. Основною перешкодою була наявність трифазного зрівноважувального реактора, громіздкого, високовартісного елемента з суттєвими втратами електричної енергії. Для такого високотехнологічного рішення, яким є трифазний мостовий перетворювач, застосування ТЗР скоріш за все було недоречним.

Сучасний розвиток напівпровідникової елементної бази перетворювальної техніки дає змогу вирішити проблему перезаряду конденсаторної батареї у компенсаційному перетворювачі без застосування трифазного зрівноважувального реактора. Останній є пасивним елементом комутуючої ланки і застосовується для поділу випрямленого струму перетворювача на три однакові частини. При цьому створюються шляхи для проходження струмів через фази конденсаторної батареї та перезаряду її. Напруга фаз конденсаторної батареї, яка є комутуючою напругою перетворювача, забезпечує компенсаційний режим його роботи.

Сенс застосування замість трифазного зрівноважувального реактора трифазної групи повністю керованих приладів (наприклад, IGBT-транзисторів) полягає у тому, щоб забезпечити керованість процесу перезаряду конденсаторів комутуючої ланки. Основними факторами керованості є частота перемикання транзисторів та момент їхнього включення відносно інтервалу роботи силових електричних вентилів фаз перетворювача. Основним результатом керованості процесу перезаряду конденсаторів комутуючої ланки є формування комутуючої напруги, яка за своєю формою і величиною здатна забезпечити компенсаційний режим роботи перетворювача.

Авторами запатентовано два варіанти переведу трифазного мостового перетворювача у компенсаційний режим роботи [8]. Один з можливих варіантів наведено на схемі рис. 2. Це схема трифазного мостового компенсаційного перетворювача з однією комутуючою ланкою. Інший варіант – схема з двома комутуючими ланками. Оскільки в обох варіантах трифазного мостового компенсаційного перетворювача процес формування комутуючої напруги однаковий, у подальшому досліджується процес перезаряду конденсаторів комутуючої ланки у перетворювачі, реалізованому за схемою рис. 2.

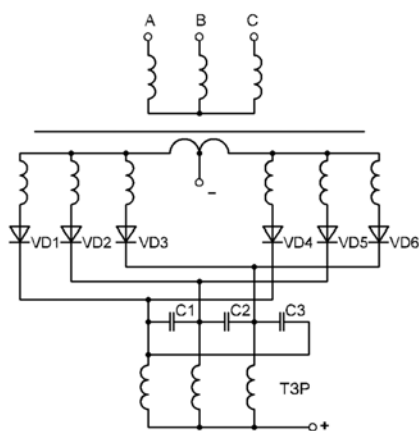


Рис. 1

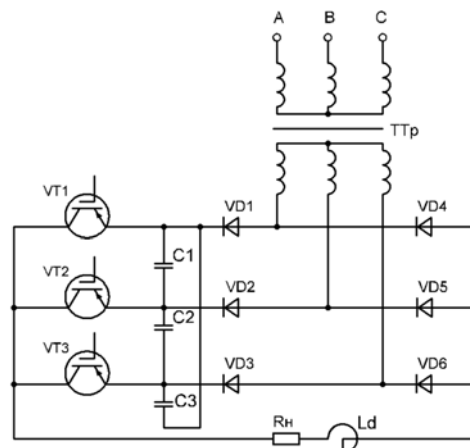


Рис. 2

Таке технічне рішення полягає у переводі однієї з трифазних груп силових електричних вентилів у компенсаційний режим роботи. Комутуюча ланка перетворювача за схемою рис. 2 складається з трифазної конденсаторної батареї та трифазної групи повністю керованих приладів. Перетворювач працює у режимі випрямляча.

Мета роботи. На основі аналізу величини і форми комутуючої напруги зробити висновок щодо режимів керування перезарядом комутуючих конденсаторів, перспективних для застосування під час практичної реалізації перетворювачів за розробленою авторами схемою трифазного мостового компенсаційного перетворювача з комутуючою ланкою, що містить трифазну групу повністю керованих приладів.

Результати досліджень. Аналіз проведено за спрощених умов, коли нехтуються індуктивні опори кола змінного струму та активні опори обладнання перетворювача і ошиновки, а індуктивність згладжувального дроселя у колі навантаження вважається нескінченно великою. За таких умов комутація струму силовими електричними вентилями вважається практично миттєвою. Також не розглядалося питання щодо впливу індуктивності кола навантаження на процес формування

комутуючої напруги. У дослідженні також вважалося, що струм силових електричних вентилів в інтервалі їхньої роботи є ідеально згладженим.

Система ЕРС трифазного перетворювального трансформатора (ТТр) є стандартною трифазною системою прямого чергування фаз

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin(\vartheta + \pi / 6 + \psi); \\ e_B &= E_m \sin(\vartheta - \pi / 2 + \psi); \\ e_C &= E_m \sin(\vartheta + 5\pi / 6 + \psi), \end{aligned} \quad (1)$$

де E_m – амплітуда вторинної фазної ЕРС перетворювального трансформатора; ϑ – поточна змінна; ψ – початкова фаза напруги під час включення вентиля.

Діоди анодної групи VD4, VD5 і VD6 вступають в роботу один раз за період і проводять струм протягом однієї третини періоду напруги мережі живлення. Комутація струму діодів здійснюється лінійною напругою вторинної обмотки перетворювального трансформатора.

Оскільки компенсаційний перетворювач, що досліджується, містить одну комутуючу ланку, підключену до електричних вентилів катодної частини перетворювача, то тільки вони працюють у компенсаційному режимі і мають випереджаючий кут регулювання. Його величина, як і енергетичні показники трифазного мостового компенсаційного перетворювача, залежить від величини і форми комутуючої напруги, дослідження процесу формування якої і складає основний зміст даної публікації.

Технічна відмінність перетворювачів нового покоління полягає у заміні трифазного зрівноважувального реактора трифазною групою повністю керованих приладів. І якщо метою є доведення доцільності такого технічного рішення, то порівнювати потрібно не лише криві комутуючої напруги за різних режимів роботи розробленого перетворювача між собою, а й з кривою комутуючої напруги у перетворювачі попереднього покоління, близьким за процесом перезаряду конденсаторів у перетворювачі за схемою рис. 2.

Тож спочатку припустимо, що у досліджуваному перетворювачі комутуюча ланка складається з трифазної конденсаторної батареї і трифазного зрівноважувального реактора. Виходячи з алгоритму комутації силових електричних вентилів катодної групи, який задається системою ЕРС вторинної обмотки перетворювального трансформатора і комутуючою напругою конденсаторів комутуючої ланки, струм фази конденсаторної батареї має на періоді три інтервали. Якщо за початок відліку прийняти момент вступу в роботу діода VD1 фази А під час переходу струму з вентиля VD3 на вентиль VD1, слід розглядати формування комутуючої напруги фази СЗ конденсаторної батареї, оскільки якраз вона бере участь у комутаційному процесі.

Аналітичний розрахунок кривої комутуючої напруги за інтервалами здійснимо, використовуючи співвідношення

$$u_C = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_C(0). \quad (2)$$

Кількість інтервалів кривої комутуючої напруги така ж, як і кількість інтервалів кривої струму

I інтервал: $i_C = -I_d / 3, \quad 0 \leq \vartheta \leq 2\pi / 3;$

$$u_{C(1)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \left(-\frac{I_d}{3}\right) d\vartheta + u_C(0) = -\frac{I_d}{3\omega C} \vartheta + u_C(0). \quad (3)$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = 2\pi / 3, \quad u_{C(1)k} = -\frac{2\pi I_d}{9\omega C} + u_C(0).$

II інтервал: $i_C = 0, \quad 0 \leq \vartheta \leq 2\pi / 3;$

$$u_{C(2)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_C d\vartheta + u_{C(1)k} = -\frac{2\pi I_d}{9\omega C} + u_C(0) = u_{C(2)k}. \quad (4)$$

III інтервал: $i_C = I_d / 3, \quad 0 \leq \vartheta \leq 2\pi / 3;$

$$u_{C(3)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \frac{I_d}{3} d\vartheta + u_{C(2)k} = \frac{I_d}{3\omega C} \vartheta - \frac{2\pi I_d}{9\omega C} + u_C(0). \quad (5)$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = 2\pi/3$, $u_{C(3)k} = u_C(0)$.

Початкове значення кривої комутуючої напруги $u_C(0)$ розрахуємо, виходячи з того, що середнє значення кривої $u_C(\vartheta)$ на періоді дорівнює нулю. При цьому отримаємо

$$u_C(0) = \frac{I_d}{3\omega C} \cdot \frac{4\pi}{9}. \quad (6)$$

Таким же є і максимальне значення кривої $u_C(\vartheta)$. Виходячи з (3) – (5), її форма досить проста. На першій третині періоду вона зменшується від додатного максимального значення до половини його від'ємного значення, на другій третині періоду не змінюється, а на третій – зростає до додатного максимального значення.

Порівняння величини і форми комутуючої напруги компенсаційних перетворювачів попереднього покоління і нового проведемо, застосовуючи метод гармонічного аналізу.

Використовуючи (3) – (5), закономірність зміни кривої комутуючої напруги по інтервалах на періоді частоти мережі живлення запишемо так:

$$\begin{aligned} \text{I)} \quad u_{CI}(\vartheta) &= U_{mC} \left(1 - \frac{9}{4\pi} \vartheta\right), \quad 0 \leq \vartheta \leq 2\pi/3; \\ \text{II)} \quad u_{CII}(\vartheta) &= -U_{mC}/2, \quad 2\pi/3 \leq \vartheta \leq 4\pi/3; \\ \text{III)} \quad u_{CIII}(\vartheta) &= U_{mC} \left(\frac{9}{4\pi} \vartheta - 3.5\right), \quad 4\pi/3 \leq \vartheta \leq 2\pi. \end{aligned}$$

Коефіцієнти ряду косинуса

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_C(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} u_{CI}(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta + \frac{1}{\pi} \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} u_{CII}(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta + \frac{1}{\pi} \int_{4\pi/3}^{2\pi} u_{CIII}(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta.$$

Здійснивши інтегрування, отримаємо

$$a_k = \frac{9U_{mC}}{4\pi^2 k^2} \left(2 - \cos k \frac{2\pi}{3} - \cos k \frac{4\pi}{3}\right). \quad (7)$$

З останнього випливає, що коефіцієнти ряду косинуса гармонік кратних трьом не містять. Для гармонік інших порядків, враховуючи, що $-\cos k \frac{2\pi}{3} - \cos k \frac{4\pi}{3} = 1$,

$$a_k = \frac{27U_{mC}}{4\pi^2 k^2} = \frac{1}{\pi k^2} I_d \frac{1}{\omega C}. \quad (8)$$

Коефіцієнти ряду синуса

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_C(\vartheta) \sin k \vartheta d\vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} u_{CI}(\vartheta) \sin k \vartheta d\vartheta + \frac{1}{\pi} \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} u_{CII}(\vartheta) \sin k \vartheta d\vartheta + \frac{1}{\pi} \int_{4\pi/3}^{2\pi} u_{CIII}(\vartheta) \sin k \vartheta d\vartheta.$$

Здійснивши інтегрування, отримаємо

$$b_k = \frac{9U_{mC}}{4\pi^2 k^2} \left(-\sin k \frac{2\pi}{3} - \sin k \frac{4\pi}{3}\right) = 0. \quad (9)$$

Крива не містить гармонік ряду синуса.

Якщо б у комутуючій ланці трифазного мостового компенсаційного перетворювача застосовувався трифазний зрівноважувальний реактор, то форма кривої комутуючої напруги була б незмінною з коефіцієнтом гармонік $K_r = 0.267$ і максимальним значенням за виразом (6).

У компенсаційних перетворювачах нового покоління на величину і форму комутуючої напруги впливають такі фактори як момент включення в роботу повністю керованих приладів комутуючої ланки та діапазон регулювання. Тому дослідження умов перезаряду конденсаторів комутуючої ланки перетворювача за схемою рис. 2 поділено на три режими:

- регулювання здійснюється у межах роботи силового електричного вентиля своєї фази;
- регулювання здійснюється у межах роботи силового електричного вентиля наступної фази;
- регулювання здійснюється у межах роботи силового електричного вентиля попередньої фази.

Величина комутуючої напруги залежить від ємності фази конденсаторної батареї комутуючої ланки і величини струму навантаження. Для об'єктивного порівняння результатів досліджень у різних режимах роботи перетворювача ці величини вважаються незмінними.

Регулювання у межах роботи силового електричного вентиля своєї фази.

За початок відліку також прийнято момент вступу в роботу діода VD1 фази A під час переходу струму з вентиля VD3 на вентиль VD1. Оскільки розглядається режим регулювання моменту вступу в роботу транзистора VT1 комутуючої ланки в межах роботи силового електричного вентиля VD1, діапазон регулювання складає третину періоду. Іншими словами, затримка моменту вступу в роботу VT1 знаходиться в межах $0 \leq \theta \leq 2\pi/3$.

Нехай $\theta = \pi/3$. Виходячи з алгоритму комутації струму силовими електричними вентилями та моменту включення транзисторів комутуючої ланки, струм фази конденсаторної батареї протягом періоду має 6 інтервалів з різною закономірністю зміни. Відповідно, і комутуюча напруга на періоді матиме таку ж кількість інтервалів. Її розрахунок за співвідношенням (2) дає наступний результат:

I інтервал: $i_c = I_d/3, \quad 0 \leq \vartheta \leq \pi/3;$

$$u_{C(1)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \left(\frac{I_d}{3}\right) d\vartheta + u_C(0) = \frac{I_d}{3\omega C} \vartheta + u_C(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \pi/3$, $u_{C(1)k} = \frac{I_d}{18fC} + u_C(0)$.

II інтервал: $i_c = 0, \quad 0 \leq \vartheta \leq \pi/3;$

$$u_{C(2)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_c d\vartheta + u_{C(1)k} = \frac{I_d}{18fC} + u_C(0) = u_{C(2)k}.$$

III інтервал: $i_c = -2I_d/3, \quad 0 \leq \vartheta \leq \pi/3;$

$$u_{C(3)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \left(-\frac{2I_d}{3}\right) d\vartheta + u_{C(2)k} = -\frac{2I_d}{3\omega C} \vartheta + \frac{I_d}{18fC} + u_C(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \pi/3$, $u_{C(3)k} = -\frac{I_d}{18fC} + u_C(0)$.

IV інтервал: $i_c = 0, \quad 0 \leq \vartheta \leq \pi/3;$

$$u_{C(4)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_c d\vartheta + u_{C(3)k} = -\frac{I_d}{18fC} + u_C(0) = u_{C(4)k}.$$

V інтервал: $i_c = I_d/3, \quad 0 \leq \vartheta \leq \pi/3;$

$$u_{C(5)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} \frac{I_d}{3} d\vartheta + u_{C(4)k} = \frac{I_d}{3\omega C} \vartheta - \frac{I_d}{18fC} + u_C(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \pi/3$, $u_{C(5)k} = u_C(0)$.

VI інтервал: $i_c = 0, \quad 0 \leq \vartheta \leq \pi/3;$

$$u_{C(6)} = \frac{1}{\omega C} \int_0^{\vartheta} i_c d\vartheta + u_{C(5)k} = u_C(0).$$

В кінці інтервалу за $\vartheta = \pi/3$, $u_{C(6)k} = u_C(0)$.

Виходячи з того, що середнє значення кривої $u_C(\vartheta)$ на періоді дорівнює нулю, отримаємо $u_C(0) = 0$. Максимальне значення комутуючої напруги $U_{mC} = \frac{I_d}{3\omega C} \cdot \theta$ у часі збігається з початком комутації з вентиля VD3 на вентиль VD1. Її найбільше значення буде за $\theta = 2\pi/3$, тобто

$$U_{mC} = \frac{I_d}{3\omega C} \cdot \frac{2\pi}{3}. \quad (10)$$

Узагальнено закономірність зміни кривої комутуючої напруги по інтервалах на періоді частоти мережі живлення запишемо так:

I) $u_{CI}(\vartheta) = U_{mC} \left(1 - \frac{2}{\theta} \vartheta\right), \quad 0 \leq \vartheta \leq \theta;$

II) $u_{CII}(\vartheta) = -U_{mC}, \quad \theta \leq \vartheta \leq 2\pi/3;$

$$\text{III) } u_{CIII}(\vartheta) = U_{mC} \left(\frac{1}{\theta} \vartheta - \frac{2\pi}{3\theta} - 1 \right), \quad 2\pi/3 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 + \theta);$$

$$\text{IV) } u_{CIV}(\vartheta) = 0, \quad (2\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq 4\pi/3;$$

$$\text{V) } u_{CV}(\vartheta) = U_{mC} \left(\frac{1}{\theta} \vartheta - \frac{4\pi}{3\theta} \right), \quad 4\pi/3 \leq \vartheta \leq (4\pi/3 + \theta);$$

$$\text{VI) } u_{CVI}(\vartheta) = U_{mC}, \quad (4\pi/3 + \theta) \leq \vartheta \leq 2\pi.$$

Відповідно до наведених вище рівнянь, рис. 3 ілюструє динаміку зміни величини і форми комутуючої напруги у разі зміни моменту вступу в роботу транзистора VT1 в діапазоні $0 \leq \theta \leq 2\pi/3$.

За $\theta = 0$ струм через конденсатори не проходить і комутуюча напруга дорівнює нулю. По мірі зростання затримки θ величина комутуючої напруги збільшується.

Представимо криві рис. 3 рядом Фур'є. Коефіцієнти ряду косинуса

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_C(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\theta} u_{CI}(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta + \int_{\theta}^{2\pi/3} u_{CII}(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta + \int_{2\pi/3}^{2\pi/3+\theta} u_{CIII}(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta + \int_{2\pi/3+\theta}^{4\pi/3} u_{CIV}(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta + \int_{4\pi/3}^{4\pi/3+\theta} u_{CV}(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta + \int_{4\pi/3+\theta}^{2\pi} u_{CVI}(\vartheta) \cos k \vartheta d\vartheta \right].$$

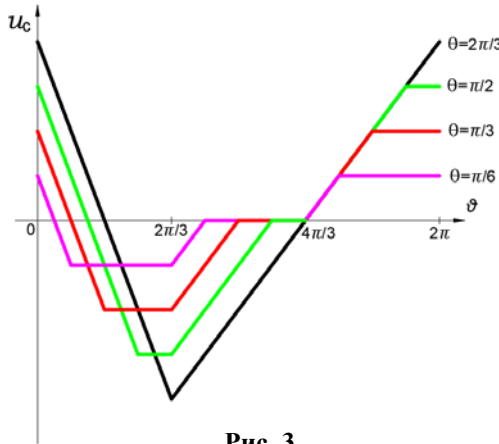


Рис. 3

Здійснвши інтегрування, отримаємо

$$a_k = \frac{2}{\pi\theta k^2} + \frac{1}{\pi\theta k^2} \left[-2 \cos k\theta - \cos k \frac{2\pi}{3} + \cos k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) - \cos k \frac{4\pi}{3} + \cos k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right]. \quad (11)$$

З останнього випливає, що коефіцієнти ряду косинуса гармонік кратних трьом не містять. Ураховуючи (8), для гармонік інших порядків отримаємо

$$a_k = \frac{1}{\pi\theta k^2} \left[3 - 2 \cos k\theta + \cos k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) + \cos k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right]. \quad (12)$$

Коефіцієнти ряду синуса $b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_C(\vartheta) \sin k \vartheta d\vartheta$.

Здійснвши інтегрування, отримаємо

$$b_k = \frac{1}{\pi\theta k^2} \left[-2 \sin k\theta - \sin k \frac{2\pi}{3} + \sin k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) - \sin k \frac{4\pi}{3} + \sin k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right].$$

З останнього випливає, що і коефіцієнти ряду синуса гармонік кратних трьом не містять. Враховуючи (9), для гармонік інших порядків отримаємо

$$b_k = \frac{1}{\pi\theta k^2} \left[-2 \sin k\theta + \sin k \left(\frac{2\pi}{3} + \theta \right) + \sin k \left(\frac{4\pi}{3} + \theta \right) \right]. \quad (13)$$

Криві рис. 4 показують, що у разі зміни моменту включення транзистора комутуючої ланки VT1 в межах роботи силового електричного вентиля VD1, змінюється як величина комутуючої напруги, так і її форма. Гармонічний склад кривих комутуючої напруги для деяких значень θ наведено у табл. 1.

Таблиця 1

№ гарм.	$\theta = \pi/6$			$\theta = \pi/3$			$\theta = \pi/2$		
	a_k	b_k	A_k	a_k	b_k	A_k	a_k	b_k	A_k
1	0.244	-0.912	0.944	0.456	-0.790	0.912	0.608	-0.608	0.860
2	0.228	-0.395	0.456	0.342	-0.197	0.395	0.304	0.000	0.304
4	0.171	-0.099	0.197	0.085	0.049	0.099	0.000	0.000	0.000
5	0.136	-0.036	0.141	0.018	0.032	0.036	0.024	-0.024	0.034
7	0.069	0.019	0.072	0.009	-0.016	0.019	0.012	0.012	0.018
8	0.043	0.025	0.049	0.021	-0.012	0.025	0.000	0.000	0.000

Регулювання у межах роботи силового електричного вентиля наступної фази.

Робота перетворювача у першому з досліджуваних режимів продовжуватиметься, допоки затримка включення в роботу транзистора VT1 не досягне величини $\theta = 2\pi/3$.

Якщо величину затримки моменту включення транзистора комутуючої ланки збільшувати, то струм фази конденсаторної батареї змінюватиметься за формою, також на періоді матиме шість інтервалів, але інтервалів з нульовим значенням не буде.

Застосувавши таку ж методику дослідження як і у першому режимі, запишемо аналітично форму кривої комутуючої напруги по ділянках періоду та представимо динаміку її зміни графічно на рис. 4.

Подання кривих комутуючої напруги рядом Фур'є показує, що коефіцієнти ряду косинуса і синуса гармонік кратних трьом не містять. Для гармонік інших порядків отримано

$$a_k = \frac{3}{2\pi^2 k^2} [3 + \cos k\theta - 2 \cos k(\frac{2\pi}{3} + \theta) + \cos k(\frac{4\pi}{3} + \theta)]; \quad (14)$$

$$b_k = \frac{3}{2\pi^2 k^2} [\sin k\theta - \sin k(\frac{2\pi}{3} + \theta) + \sin k(\frac{4\pi}{3} + \theta)]. \quad (15)$$

Криві рис. 4 показують, що у разі зміни моменту включення транзистора комутуючої ланки VT1 в межах роботи силового електричного вентиля VD2 максимальне значення кривої комутуючої напруги не змінюється, змінюється лише її форма. Гармонічний склад кривих комутуючої напруги для деяких значень θ наведено у табл. 2.

Таблиця 2

№ гарм.	$\theta = \pi/6$			$\theta = \pi/3$			$\theta = \pi/2$		
	a_k	b_k	A_k	a_k	b_k	A_k	a_k	b_k	A_k
1	0.851	-0.228	0.881	0.912	0.000	0.912	0.851	0.228	0.881
2	0.057	0.099	0.114	0.000	0.000	0.000	0.057	-0.099	0.114
4	0.043	0.025	0.049	0.000	0.000	0.000	0.043	-0.025	0.049
5	0.002	-0.009	0.009	0.036	0.000	0.036	0.002	0.009	0.009
7	0.001	0.005	0.005	0.019	0.000	0.019	0.001	-0.005	0.005
8	0.011	-0.006	0.012	0.000	0.000	0.000	0.011	0.006	0.012

Регулювання у межах роботи силового електричного вентиля попередньої фази.

Застосуємо таку ж методику аналізу, що і у двох попередніх режимах, оскільки і у цьому режимі струм фази конденсаторної батареї має на періоді шість інтервалів. Розрахуємо комутуючу напругу за окремими інтервалами і побудуємо рис. 5, який ілюструє динаміку зміни величини і форми комутуючої напруги у разі зміни моменту вступу в роботу транзистора VT1 в діапазоні $0 \leq \theta \leq 2\pi/3$.

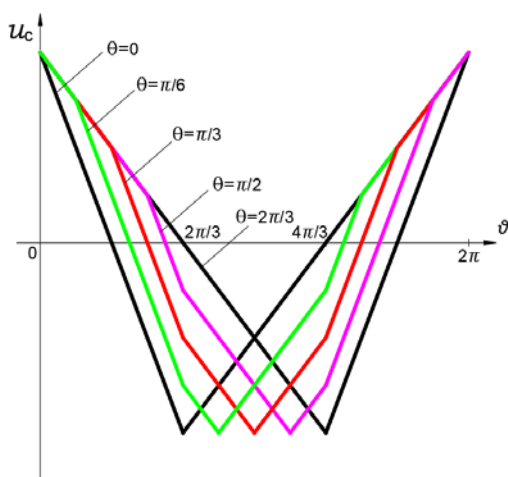


Рис. 4

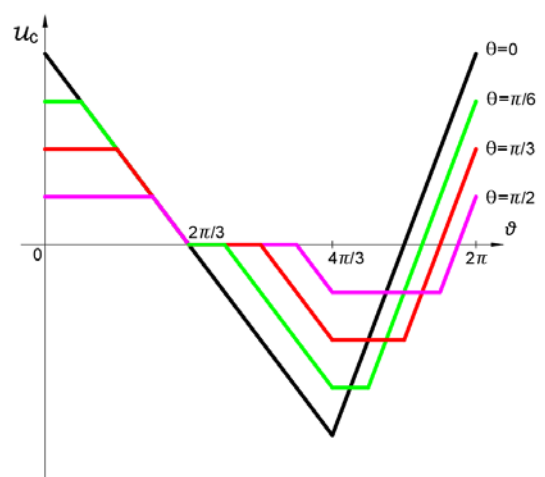


Рис. 5

Подання кривих рис. 5 рядом Фур'є показує, що їхній гармонічний склад не містить гармонік кратних трьом. Для гармонік інших порядків отримано наступні узагальнені вирази для розрахунку коефіцієнтів ряду косинуса і синуса

$$a_k = \frac{1}{\pi\theta k^2} [3 + \cos k\theta + \cos k(\frac{2\pi}{3} + \theta) - 2 \cos k(\frac{4\pi}{3} + \theta)]; \quad (16)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi\theta k^2} [\sin k\theta + \sin k(\frac{2\pi}{3} + \theta) - 2 \sin k(\frac{4\pi}{3} + \theta)]. \quad (17)$$

Відзначимо також, що подібно до першого з досліджених режимів роботи перетворювача у разі зміни моменту включення транзистора комутуючої ланки VT1 в межах роботи силового електричного вентиля VD3 змінюється як величина комутуючої напруги, так і її форма. Гармонічний склад кривих комутуючої напруги близький до показників першого режиму.

Висновки.

Проведене дослідження стосується умов формування комутуючої напруги трифазного мостового компенсаційного перетворювача, повністю керовані прилади комутуючої ланки якого мають одинарну частоту керування і працюють протягом третини періоду. Аналіз отриманих результатів показує доцільність застосування таких режимів роботи перетворювача, у яких повністю керовані пристрої комутуючої ланки регулюються в межах роботи силового електричного вентиля своєї чи наступної фази.

Якщо діапазон регулювання знаходиться в межах роботи силового електричного вентиля своєї фази, то зміна кута затримки вступу в роботу транзистора комутуючої ланки від 0 до $2\pi/3$ призводить до зміни як форми, так і величини комутуючої напруги. Вона зростає від нуля до максимально можливого значення відповідно виразу (10).

Якщо діапазон регулювання знаходиться у межах роботи силового електричного вентиля наступної фази, форма комутаційної напруги змінюється, а її максимальне значення не змінюється і розраховується за виразом (10).

1. Gan Wei, Ji Hongchao, Yang Xingwu. A three-phase PWM rectifier with reactive power compensation function. IEEE PES *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*. Hong Kong, China, 07-10 December 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2014.7066073>.

2. Todtermuschke K., Gensior A., Rudolph J., Weber J., Güldner H. Flatness based control of the VIENNA-rectifier allowing for reactive power compensation. 37th IEEE *Power Electronics Specialists Conference (PESC '06)*. Jeju, Korea (South), 18-22 June 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2006.1712052>.

3. Trainer D., Withanage R., Whitehouse R., Cross A. Multilevel voltage source converter. Patent US No 8879291B2, 2014.

4. Чиженко И.М. Схема преобразования электрического тока звезда-прямая и обратная звезды с уравнительными катушками и коммутирующими конденсаторами. *Известия КПИ*. 1957. Том XXII. С. 179-200.

5. Зайцев А.И., Тихонов Н.К., Смирнов Ю.В. Компенсационный преобразователь. Патент РФ № 2407137, 2010.

6. Хохлов Ю.И., Федорова М.Ю. Компенсированная система электроснабжения удаленных потребителей электрической энергии. Патент РФ № 2557065, 2015.

7. Глинтерник С.Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. Л.: Наука, 1968, 308 с.

8. Бойко В.С. Трифазный мостовой компенсаційний перетворювач. Патент України № 142864, 2020.

CONDITIONS FOR RECHARGING THE CAPACITORS OF THE COMMUTATING DEVICE OF A THREE-PHASE BRIDGE COMPENSATION CONVERTER

V.S. Boiko, O.V. Shkardun

**National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
37, Peremohy Ave., Kyiv, 03056, Ukraine.**

E-mail: VSBoiko@bigmir.net.

The development of the authors is aimed at creating a modern power electronics device with high energy characteristics. In the scheme of a three-phase bridge compensation converter, the role of the commutator is a performed by a three-phase group of fully controlled devices. This technical solution allows for controlled recharging

of the commutating link capacitors. In this case, the ultimate goal is to create such conditions for the formation of a commutating voltage, which, in shape and magnitude, is capable of providing a compensation mode of operation of power electric diodes. The conditions for recharging the capacitors of the commutating link were studied in three modes: the adjustment is carried out within the limits of the operation of the diodes of its phase, the next and the previous one. The conditions under which a three-phase bridge converter is able to operate effectively in a compensation mode are proved. To do this, when recharging the capacitor bank, a group of fully controlled devices of the commutated link must be regulated within the operation of the power electric diode of its own or subsequent phase. Comparison of the characteristics of the commutating voltage for different modes of its formation is carried out by the method of harmonic analysis. References 8, figures 5, tables 2.

Keywords: capacitor battery, commutating, commutating voltage, harmonics, electric diod.

1. Gan Wei, Ji Hongchao, Yang Xingwu. A three-phase PWM rectifier with reactive power compensation function. IEEE PES *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*. Hong Kong, China, 07-10 December 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2014.7066073>.
2. Todtermuschke K., Gensior A., Rudolph J., Weber J., Güldner H. Flatness based control of the VIENNA-rectifier allowing for reactive power compensation. 37th IEEE *Power Electronics Specialists Conference (PESC '06)*. Jeju, Korea (South), 18-22 June 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2006.1712052>.
3. Trainer D., Withanage R., Whitehouse R., Cross A. Multilevel voltage source converter. Patent US No 8879291B2, 2014.
4. Chizhenko I.M. Electric current conversion circuit star-direct and reverse stars with equalizing coils and switched capacitors. *Izvestiia Kievskogo Pilytekhnicheskogo Instituta*. 1957. Vol. XXII. Pp. 179-200. (Rus).
5. Zaitsev A.I., Tikhonov N.K., Smirnov Yu.V. Compensating rectifier. Patent RF No 2407137, 2010. (Rus)
6. Khokhlov Yu.I., Fedorova M.Yu. Compensated power supply system for remote consumers of electrical energy. Patent RF No 2557065, 2015. (Rus).
7. Glinernik S.R. Electromagnetic processes and modes of powerful static converters. Leningrad: Nauka, 1968. 308 p. (Rus).
8. Boiko V.S. Three-phase bridge compensation converter: Patent UA No 142864, 2020. (Ukr).

Надійшла 02.01.2023
Остаточний варіант 23.02.2023

SIMULATION AND EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF DUAL THREE-PHASE BLDC MOTOR OPERATION AT IMBALANCED MODULAR LOADING

I.Z. Shchur^{*}, B.M. Kharchyshyn^{**}, V.P. Turkovskiy^{***}Lviv Polytechnic National University,
12, S. Bandera str., 79013, Lviv, Ukraine.E-mail: ihor.z.shchur@lpnu.ua; bohdan.m.kharchyshyn@lpnu.ua; valentyn.p.turkovskiy@lpnu.ua

Electric machines built according to the modular principle – with several three-phase windings on a stator – are a new direction of modern electromechanics, because they have a number of advantages compared to traditional single-winding machines. Among these benefits, the most important are increased efficiency and fault tolerance, which is especially important for self-powered electric vehicles. However, the presence of a mutual magnetic coupling between the modules, as well as their unequal electrical load, amplify the electromagnetic torque ripple inherent in one or another electric drive system. In this work, the electromagnetic torque ripples in a dual three-phase (DTP) brushless DC motor (BLDCM) under different loads of its modules were investigated for the cases of absence and presence of mutual magnetic coupling between armature winding sets and in the cases of the drive operation in open and closed control systems. The research was carried out by means of simulation in the Matlab/Simulink environment on a circular model of real mock-up sample of DTP permanent magnet machine developed based on the results of its magnetic field simulation using the finite element method. Adequacy of simulation results is confirmed by experimental investigation. The results of the DTP BLDCM simulation studies showed an increase in the relative electromagnetic torque ripples of individual modules due to both the presence of magnetic coupling between winding sets and the deviation from their equal loading. However, at the level of the whole DTP BLDCM, a significant mutual compensation the electromagnetic torque ripples of the modules is shown, especially if they are magnetically coupled. The presence of closed-loop control systems of individual modules significantly reduces the electromagnetic torque ripples caused by different loading of the modules, especially in the case of magnetically uncoupled modules. References 26, figures 7, tables 3.

Keywords: brushless DC motor (BLDCM), dual three-phase BLDCM, magnetic coupling, electromagnetic torque ripple, imbalanced modular loading, control system.

Introduction. The growing interest in development of electric drive and power supply systems by the modular principle has become a recent trend [1–3]. This interest is due to many advantages of modular approach that are particularly important for autonomous vehicles for land, air, and water applications, where increased reliability due to fault tolerance, redundancy, and safety is a priority [4–7]. In addition, the modular implementation of powertrain systems has many technical and economic advantages over their traditional configuration: reduced power of one phase of the electric machine, reduced supply voltage, increased energy efficiency, the possibility of multilevel and multifunctional control, lower interference, improved maintainability, and cheaper production [8, 9].

One of the first options for implementing a modular approach is multiphase electric machines, including multiple three-phase machines [10, 11]. Among them, dual three-phase (DTP) machines are the most common due to their simplicity and ability to apply all advantages of three-phase machines [7, 12], [13]. According to this configuration, first, only powerful asynchronous drives were implemented, then synchronous machines with permanent magnets (PM), and recently also brushless DC motors (BLDCM) [14–16]. Using a modular electric drive based on a DTP PM machine is associated with specific hardware and software complications of the entire system. However, this is less true for a DTP BLDCM due to the known advantages of this drive: a more straightforward design of an electric machine with PMs placed on the rotor surface, cheap point sensors of the rotor angular position, discrete low-frequency switching of

© Shchur I.Z., Kharchyshyn B.M., Turkovskiy V.P., 2023

ORCID ID: ^{*} <https://orcid.org/0000-0001-7346-1463>; ^{**} <https://orcid.org/0000-0001-6314-2637>;^{***} <https://orcid.org/0000-0001-9456-2394>

armature windings, and simple control system [17]. Therefore, due to the advantages of the DTP concept, DTP BLDCMs are becoming promising for simple and cheap vehicles of lower power.

In DTP electric machines, especially with asymmetric configuration (with the optimal angular shift between the modules of the stator winding), due to the existing of magnetic coupling between these modules, additional current pulsations are generated, which leads to corresponding ripples of the electromagnetic torque [9–11, 18]. Such pulsations increase even more in the case of an unequal electrical load of two modules, which necessitates the use of special additional systems for equalizing their currents or electromagnetic torques [19, 20]. In the DTP BLDCM, the traditional pulsations of currents associated with the low-frequency position switching of armature winding sets are also added to these ripples. Reduction of BLDCM torque ripple caused by pulsations of armature currents due to their commutation devoted many works [21, 22]. In the same time, the task of investigation of magnetically interconnected processes of time-spaced positional switching of the DTP BLDCM armature winding modules under different electromagnetic loads of these modules, as far as the authors know, has not yet been solved.

The purpose of this work is to estimate the electromagnetic torque ripples in the DTP BLDCM at different imbalanced loads of the armature winding modules. The study was conducted by computer simulation in Matlab/Simulink. To do this, a computer model of the DTP PM machine was used, which was created based on a circular mathematical model of this machine developed by modeling the magnetic field of an actual sample of the machine by finite element method (FEM) [18, 23]. Some of the results were confirmed by experimental studies on a DTP BLDCM mock-up sample.

1. Configuration of DTP BLDCM drive and design of PM DTP machine.

The asymmetric DTP PM machine M (Fig. 1) has two modules of the armature winding sets 1-2-3 and 4-5-6 spatially shifted by $\gamma = 30^\circ$ el. with isolated neutral points that eliminates the pulsating of the sixth harmonic in the electromagnetic torque [9].

In the DTP BLDCM, voltage source inverters VSI1 and VSI2 provide the switching of each three-phase armature-winding set of the DTP PM machine M. This switching is synchronized with the current position of the rotor by the signals g_1-g_6 and g_7-g_{12} received, respectively, from their sets of discrete Hall sensors HS1 and HS2 with output signals h_1-h_3 and h_4-h_6 of the rotor angular position (Fig. 1). Each DTP armature winding set of the PM machine is switched according to the traditional for a BLDCM 120-degree principle of switch conductivity [17]. The commutation algorithm of the inverters VSI1 and VSI2 switches depending on the rotor position angle θ in el. degree for the DTP PM machine of

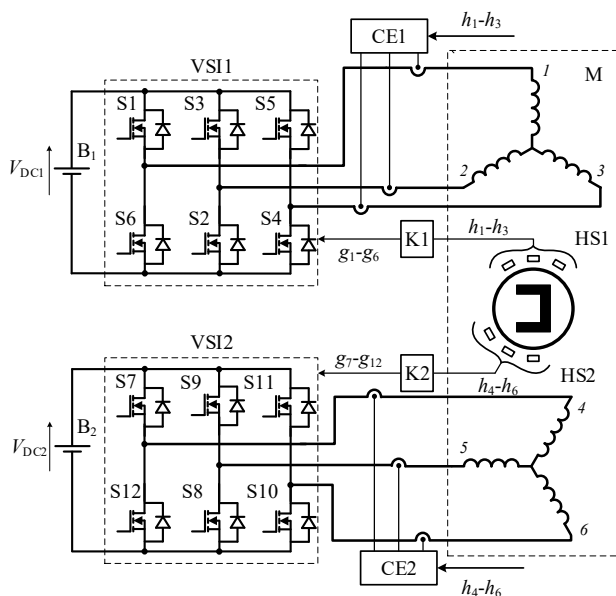


Fig. 1

asymmetrical configuration with the displacement of the armature winding sets by 30° el. is presented in Table 1 [18]. Voltage inverters are powered by their DC sources such as batteries B1 and B2 with voltages V_{DC1} and V_{DC2} respectively.

The implementation of the DTP PM machine armature can be magnetically insulated for each module or common to both modules of the machine. Since in the latter case much higher specific values of torque and power are achieved, it is most often used. Concentrated windings with non-intersecting frontal parts are also used, and the reduction of mutual inductive coupling between the armature winding sets and the reduction of electromagnetic torque ripples are provided by using fractional-slot concentrated windings [24]. These windings have the advantages over traditional distributed windings as high winding ratio and short front parts of the winding. That provides better use of copper and reduces energy loss, reduced probability of interphase short circuit, and low toothed torque [25]. However, windings with fractional slots generate a large number of spatial harmonics of the stator magnetomotive force.

Table 1

θ (° el.)	Switching states												θ (° el.)
	VSI1						VSI2						
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10	S11	S12	
0 - 30	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0 - 30
30 - 60	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	30 - 60
60 - 90	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	60 - 90
90 - 120	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	90 - 120
120 - 150	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	120 - 150
150 - 180	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	150 - 180
180 - 210	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	180 - 210
210 - 240	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	210 - 240
240 - 270	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	240 - 270
270 - 300	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	270 - 300
300 - 330	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	300 - 330
330 - 360	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	330 - 360

2. Circular mathematical model of the DTP PM machine. In further investigation, based on previous studies [26], we used a circular mathematical model of an asymmetric DTP RM machine developed in [18]. The parameters of this machine of the fractional slot structure $Z / 2p / i = 24/20/3$ are given in Table 2. They correspond to the real mock-up sample of this machine and are determined either experimentally or by

Table 2

Parameters	Value
Rated power P_n (W)	300
Supply DC voltage V_{DC} (V)	48
Rated angular velocity, ω_n (s^{-1})	20
Rated torque T_n (Nm)	15
Number pair of poles p	10
Moment of inertia J ($kg \cdot m^2$)	0.1
Per module:	
Winding resistance R (Ω)	0.25
Winding self inductance L (mH)	5.39
Winding mutual inductance, M (mH)	1.59
Flux linkage by PM ψ_{pm} (Wb)	0.112

the results of FEM modeling the magnetic field of this machine [23]. In order to simplify the circular mathematical model, several assumptions given in [18] are accepted; in particular, the dependences of the self and mutual inductances on the rotor position angle and the saturation of the magnetic field were neglected.

Under made assumptions, the voltage equilibrium in all phase circuits of the DTP armature winding is described by the following vector-matrix equation [18]:

$$\vec{v} = \mathbf{R} \vec{i} + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \vec{i} + \vec{e}, \quad (1)$$

where \vec{v} , \vec{i} , \vec{e} are the vectors-columns of the phase voltages, currents and EMFs, respectively, consisting of six elements; \mathbf{R} is the diagonal matrix of identical resistances R of the phase winding; \mathbf{L} is the matrix of static inductances.

The matrix \mathbf{L} can be represented as the sum of two matrices: \mathbf{L}_a , which reflects the operation of each of the winding set connected in a star taking into account its own interphase mutual inductance, but without taking into account the mutual inductive connections between the phases of the two winding sets, and \mathbf{M} , which describes exactly the mutual inductances between the winding sets [23]:

$$\mathbf{L} = \mathbf{L}_a + \mathbf{M} = \text{diag}_6 [L_a] + M \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cos \gamma & 0 & -\cos \gamma \\ 0 & 0 & 0 & -\cos \gamma & \cos \gamma & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\cos \gamma & \cos \gamma \\ \cos \gamma & -\cos \gamma & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & -\cos \gamma & 0 & 0 & 0 \\ -\cos \gamma & 0 & \cos \gamma & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

where L and M are the self and mutual inductances of one set of armature winding, respectively; $L_a = L - M$.

The electromagnetic torque of the DTP PM machine can be presented as

$$T_e = (\vec{e} \cdot \vec{i}) \omega^{-1}, \quad (3)$$

where $(\vec{e} \cdot \vec{i})$ is the dot product of the vectors of EMF and armature current and ω is the motor angular velocity.

The equation of motion of a drive for the single-mass mechanical system with the related to the motor shaft moment of inertia J_{Σ} has the form:

$$J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - b\omega, \quad (4)$$

where T_L is the load torque of the drive; b is the coefficient of viscous friction.

The position angle of the machine rotor is determined by equation:

$$\theta = \int \omega dt. \quad (5)$$

The parameters of the voltage vector applied to the armature windings in (1) depend on the method of DTP PM machine control. Due to the complexity of the mathematical description of the switching processes of each winding set of the DTP PM machine, mathematical modeling of the modular BLDC drive operation should be performed by computer simulation in the Matlab/Simulink software using virtual models of VSIs and six-step switching algorithms, which is presented in Table 1.

3. MATLAB/Simulink model of the DTP BLDCM drive. The developed in Matlab/Simulink model of the DTP BLDCM drive shown in Fig. 2 is similar to the one created in [18]. It consists of two similar parts, in which the subsystems and main blocks are marked by indices 1 and 2. In each part, the electromagnetic part of the PM machine module is represented by the PM Machine Module Subsystem, which is switched by its six-switch VSI powered by its Battery Subsystem according to Figure 1. The PWM Subsystem generates the control signals for the VSI switches according to Table 1 based on "pulses" signals produced by the Hall Subsystem. Because of asymmetrical configuration of two armature-winding modules, the switching of the VSI2 is shifted by an angle of $\pi/6$ relative to the VSI1. The PWM Subsystem adjusts the output VSI voltage in proportion to the input reference signal by PWM of three lower switches of the inverter. The DTP BLDCM drive operates in a closed two-loop control system with an outer loop of the angular velocity control by proportional speed regulator SR ($k_p = 20$) and inner two loops of the current control for each machine module by PI current regulators CR ($k_p = 10$, $k_i = 500$). For making the current feedbacks, in each part, the estimated equivalent DC current value of winding set was obtained by the Current Estimator based on the phase currents of winding set and the signals from the rotor position sensors g_1 - g_3 or g_4 - g_6 (see Fig. 1) [3]. Finally, the electromagnetic torques generated by two machine modules are added. Obtained total electromagnetic torque goes to the common mechanical part of the drive, which is implemented in accordance with (4) and (5). The models of all subsystems of the developed model of the DTP BLDCM drive are the same as in [18].

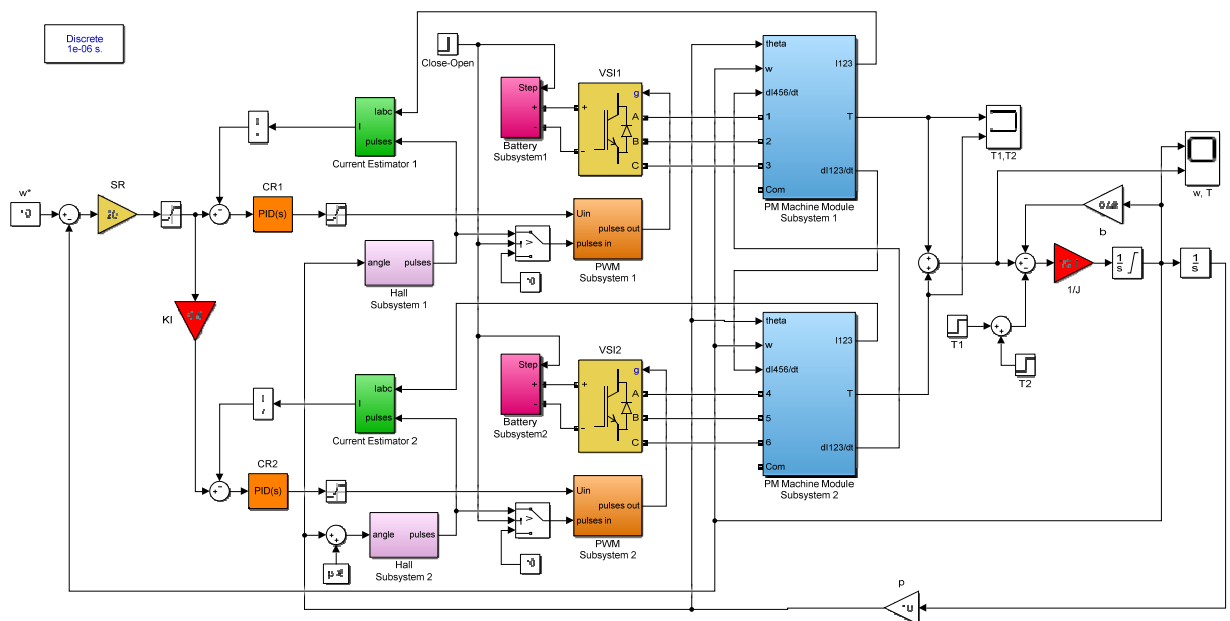


Fig. 2

The developed computer model DTP BLDCM drive allows electromagnetic loading of two PM machine modules in different ratios. It is chosen that the second machine module always have a less load, i.e. it will create less electromagnetic torque than the first module.

For research of the DTP BLDCM drive operation in the open system, after fast acceleration of the motor to the reference angular velocity in the closed-loop system, the Close-Open block provides the following switching in the system. The inputs of the two PWM Subsystems are switched over the maximum PWM value of 10, at which the speed and current feedbacks stop operation. In addition, based on the signal from the same block Close-Open, the corresponding switches in both Battery Subsystems switch the batteries voltages from the nominal value $V_{B1,n} = V_{B2,n} = 48$ V to new values that correspond to the specified set ratio $K_V = V_{B2} / V_{B1}$. In this case, the absolute values of voltages V_{B1} and V_{B2} are pre-selected on the model to ensure the same value of the specified angular velocity of the motor as in the closed system.

For investigation of the DTP BLDCM drive operation with various loadings of modules in the closed-loop control system, it is enough to set the necessary ratio of currents in two winding sets $K_I = I_2 / I_1$ in the KI block, which connects the output of the speed regulator with the reference current (electromagnetic torque) of the second module.

4. Simulation results and discussion. In the simulation process, the influence of different electromagnetic loads of the machine modules on the electromagnetic torque ripples generated by them, as well as the on the total electromagnetic torque of the DTP BLDCM during the drive operation in open and closed-loop control systems was evaluated. The studies were performed at a constant average value of the motor angular velocity of 10 rad/s. To compare the level of the electromagnetic torque ripple, the absolute torque ripple ΔT_e and its relation to the average torque value $T_{e\text{ave}}$ in the steady-state operation of the drive were estimated:

$$\delta T_e = \frac{\Delta T_e}{T_{e\text{ave}}} = \frac{T_{e\text{max}} - T_{e\text{min}}}{T_{e\text{ave}}} \quad (6)$$

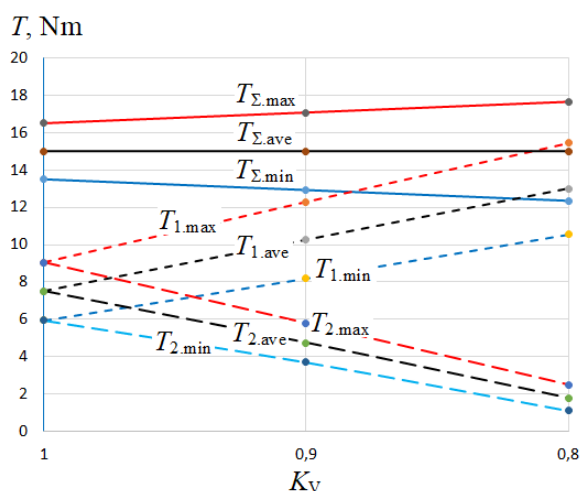


Fig. 3

Fig. 3 shows one of the results of the study, in particular, the dependences of the minimum, average, and maximum values of electromagnetic torques of the first T_1 and second T_2 modules, as well as the total electromagnetic torque T_Σ of the DTP BLDCM on the ratio of DC supply voltages of module inverters K_V in the open system for the case of magnetically insulated winding sets. As can be seen from the obtained dependences, already at a value of approximately $K_V = 0.75$, the electromagnetic torque generated by the second module is reduced to zero, and the entire electromagnetic torque of the drive is formed by the first module only. This is because the phase voltages of the second armature winding become less than the phase EMFs of rotation of this winding. As the K_V increases, the electromagnetic torque ripples of the first module and the whole drive also increase.

Because of this, further estimation of electromagnetic torque ripples was performed for a value of $K_V = 0.8$ in the open system and $K_I = 0.8$ in the closed-loop control system. The research results are summarized in Table 3, where in the numerator of each cell is the result for the open system, and in the denominator of each cell is the result for the closed-loop system.

Analysis of the simulation results shows the following.

With the same load of two modules in the case of an open system drive, the relative electromagnetic torque ripples generated by each module are almost as twice large in the case of magnetically coupled winding sets as in the absence of magnetic coupling between the modules. However, the total electromagnetic torque ripples in both cases remain almost equal. A similar pattern is also observed in the case when the electromagnetic load of the two modules differs by 20%. However, in this case, the total electromagnetic torque ripples for magnetically coupled winding sets are significantly reduced (from 35.3 to 25.3%) compared to the lack of mutual inductance between the modules.

Table 3

Presence of magnetic coupling between modules	Load of the armature winding modules	Module 1			Module 2			DTP BLDCM	
		$T_{e\text{ ave}}$ (N·m)	ΔT_e (N·m)	δT_e (%)	$T_{e\text{ ave}}$ (N·m)	ΔT_e (N·m)	δT_e (%)	ΔT_e (N·m)	δT_e (%)
Magnetically uncoupled	Equal load of modules	$\frac{7.5}{7.5}$	$\frac{3.1}{2.5}$	$\frac{41.3}{33.3}$	$\frac{7.5}{7.5}$	$\frac{3.1}{2.5}$	$\frac{41.3}{33.3}$	$\frac{2.0}{3.2}$	$\frac{13.3}{21.3}$
	Different load of modules	$\frac{13.0}{8.3}$	$\frac{4.9}{2.5}$	$\frac{37.7}{30.1}$	$\frac{2.0}{6.7}$	$\frac{1.4}{2.0}$	$\frac{70.0}{29.9}$	$\frac{5.3}{2.2}$	$\frac{35.3}{14.7}$
Magnetically coupled	Equal load of modules	$\frac{7.5}{7.5}$	$\frac{5.6}{2.5}$	$\frac{74.7}{33.3}$	$\frac{7.5}{7.5}$	$\frac{5.6}{2.5}$	$\frac{74.7}{33.3}$	$\frac{2.0}{3.0}$	$\frac{13.3}{20.0}$
	Different load of modules	$\frac{13.0}{8.4}$	$\frac{6.0}{2.8}$	$\frac{46.1}{33.3}$	$\frac{2.0}{6.6}$	$\frac{3.0}{2.4}$	$\frac{150}{36.4}$	$\frac{3.8}{3.0}$	$\frac{25.3}{20.0}$

In the case of the DTP BLDCM operation in the closed-loop control system, with the same load of the modules, the electromagnetic torque ripples do not depend on the presence or absence of magnetic interconnection between the modules. When the electromagnetic load of the two modules differs by 20%, the relative ripples of the electromagnetic torque increase (from 14.7% to 20.0%) in the case of magnetically coupled winding sets compared to the lack of mutual inductance between the modules.

Fig. 4 shows the time diagrams of the main variables of the DTP BLDCM drive, obtained in simulation for the cases of without (left) and with (right) presence of magnetic interconnection between the armature winding sets. In both cases, the drive worked on the same program. Initially, the DTP BLDCM worked in the closed-loop control system, but with a different electromagnetic load of the modules, which was provided by a value of $K_I = 0.8$. Approximately, up to 0.04 s, the motor accelerated with a static torque load equal to 1/3 of the rated value, and at a time of 0.07 s additionally applied the static torque load to the rated value. In 0.12 s, the electric drive system opened, and then the DTP BLDCM worked at the previous speed, but with a different load, which was provided by the value of $K_V = 0.8$ (Fig. 4, a).

The time diagrams obtained show that the simulated difference in electromagnetic load of two modules of the DTP BLDCM, which was estimated at $K_I = 0.8$ in the closed system and $K_V = 0.8$ in the open system, is very different – in the second case, this difference is much larger. Comparison of the same time diagrams for cases with and without mutual induction between the winding sets makes it possible to follow all indicators of the electromagnetic torque ripples, which are given in Table 3. In particular, from Fig. 4, b, it would be seen that the total electromagnetic torque has smaller ripples at the absence of mutual induction between winding sets in the closed-loop system and at the presence of mutual induction in the open system, although the electromagnetic torque ripples of modules in the latter case are larger (Fig. 4, c). This dependence can be seen from the time diagrams of the currents in the close phases of both winding sets, 1 – more loaded and 4 – less loaded, together with their phase EMFs for both studied cases, which are shown in Figs. 4, d and 4, e, respectively. They also show that the switching of the two winding sets is clearly based on the principle of 120-degree of conductivity of the inverter switches and in accordance with the phase EMFs. The EMFs have a shape, which is slightly different from the sinusoidal one, with the presence of the third harmonic at a level of 9.3% from the first harmonic, which corresponds to the real EMF form of the investigated sample of DTP PM machine.

Time diagrams of currents in in Fig. 4, d and 4, e, respectively.

5. Experimental investigation of the DTP BLDCM drive operation. For the experimental study, the developed mock-up sample of DTP BLDCM drive with the DTP PM machine 1 of asymmetric module configuration and external rotor was used (Fig. 5). Parameters of this DTP BLDCM drive are shown in Table 2. A brush DC motor 2 created the static torque load on a shaft of the investigated machine.

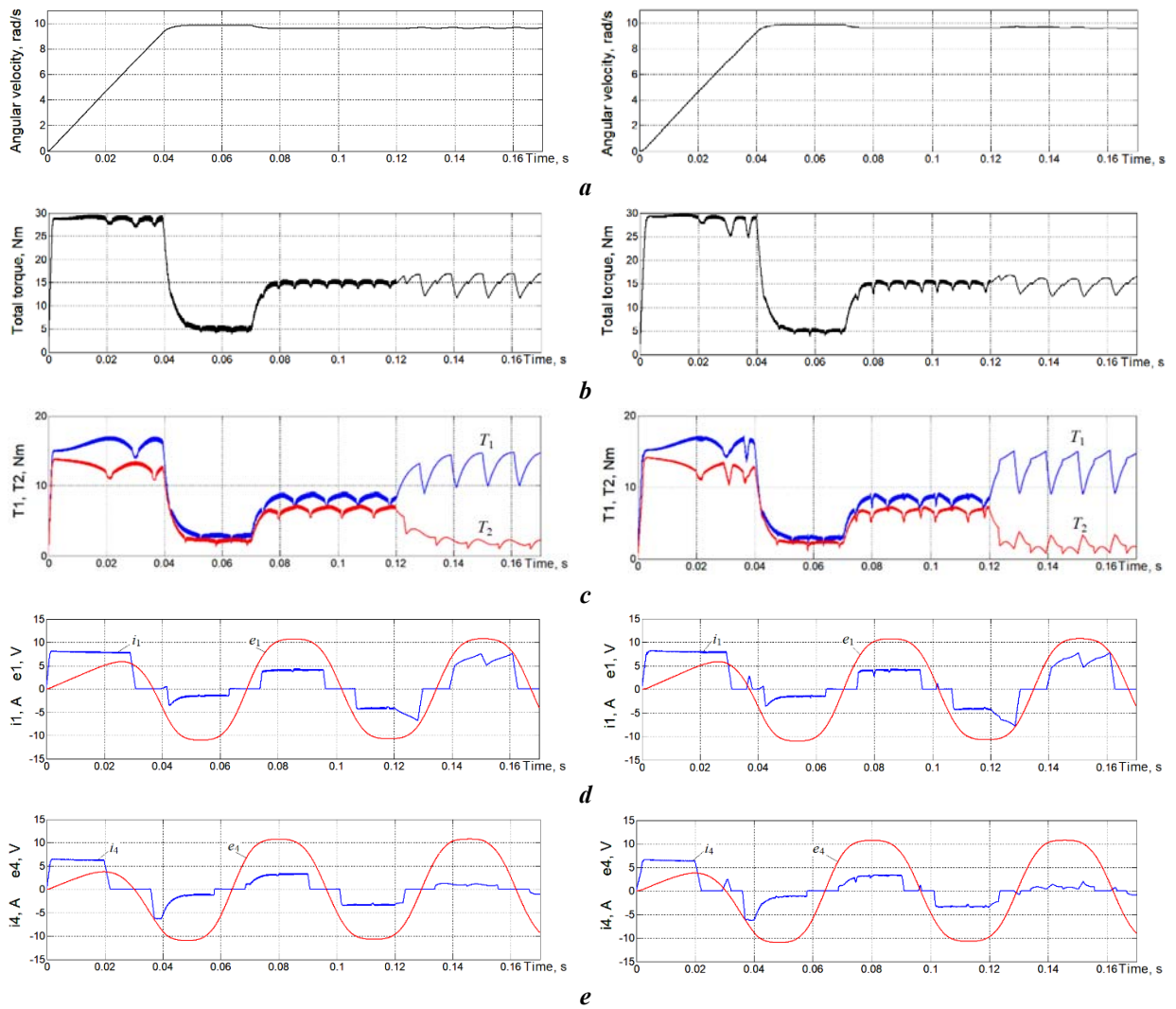


Fig. 4

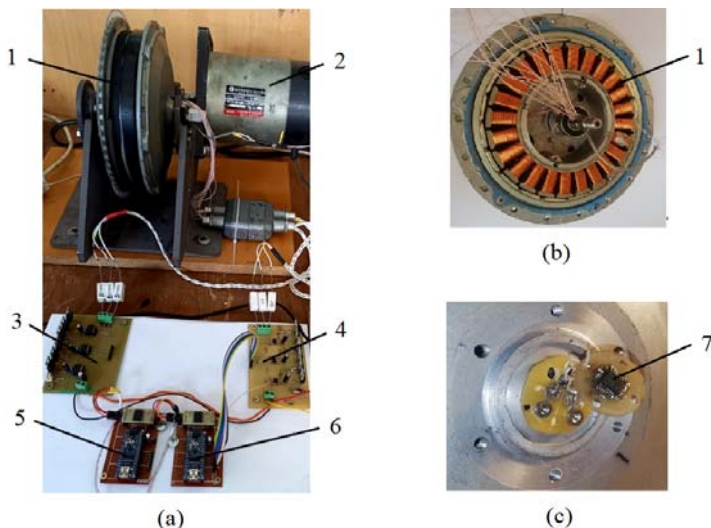


Fig. 5

1) of the studied DTP BLDCM, which operated in the open system at the equal (Fig. 6, a) and different (Fig. 7) loads of two machine modules. For comparison, Fig. 6, b shows similar time diagrams of the voltage and current in phase 1 obtained in simulation. The same trends of changes and forms of phase voltages and

As a rotor position sensor, a miniature absolute magnetic semiconductor encoder AS5045 with a 12-bit code is used (7 in Fig. 5, c), from which the discrete signals synchronized with the EMFs of two armature winding sets with the displacement by 30° el. were obtained. Two VSIs 3 and 4 are built on MOSFET IRF3205 with IR2104 drivers. Switching of each of the armature winding modules was carried out using its microcontroller Arduino PRO mini Atmega168 5 and 6 based on the signals of the angular position of the rotor. Separate power supplies (not shown in Fig. 5) provided DC supply voltage of the DTP BLDCM modules.

Figs. 6 and 7 show the experimentally obtained waveforms of the voltage and current in the phases of the same name (1 and 4 in Fig.

currents in the experimental and model results shown in Fig. 6, and the difference between them up to 15% confirm the adequacy of the developed computer model of the studied DTP BLDCM with inductive coupling between two armature winding sets.

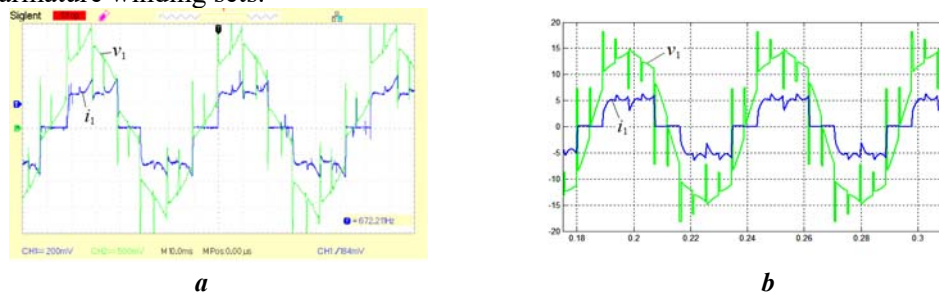


Fig. 6

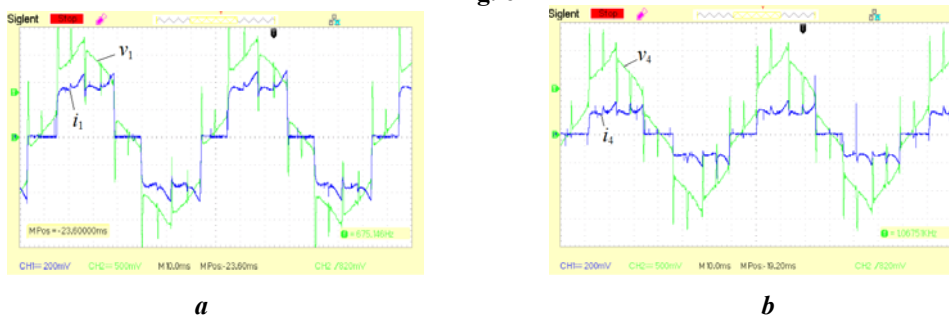


Fig. 7

Conclusions.

Modular electric machines, in particular, those consisting of separate three-phase winding sets, attract the interest of researchers due to the improvement of the efficiency of modular electric drives and ensuring their fault tolerance. In BLDCMs, the asymmetrical modular configuration of the armature winding also ensures the reduction of switching ripples of the total electromagnetic torque if the three-phase modules are optimally spaced. On the other hand, as is known, the uneven electromagnetic loading of the modules leads to an increase of the machine's electromagnetic torque ripples. In this work, the effect of uneven loading of the DTP BLDCM modules with different magnetic coupling on the pulsations of electromagnetic torques created both by individual machine modules and the total of the entire machine is studied in detail.

Both investigated factors – the presence of mutual inductance between the armature windings of two machine modules and difference in the electromagnetic loading of these modules – lead to an increase in the pulsations of the electromagnetic torques of individual machine modules. However, at the level of the total electromagnetic torque of the entire DTP BLDCM, the result changes. For the same load of the machine modules, regardless of the increase in the pulsations of the electromagnetic torques of individual modules, the relative total electromagnetic torque ripple of the machine remain the same and equal to 13.3% for the cases of magnetically isolated and magnetically coupled machine modules. With the different load of the modules (20% difference), the total electromagnetic torque ripple is reduced by 28.3% for the case of magnetically coupled modules in comparison with magnetically isolated machine modules. This indicates that the mutual inductive coupling between the armature winding sets in DTP BLDCM causes such additional pulsations of the electromagnetic torques of the modules, which are characterized by good mutual compensation, which is a valid conclusion from the conducted research.

In the case of the DTP BLDCM operation in the closed control system, the electromagnetic torque ripples both in individual modules and in the whole drive practically do not depend on the degree of deviation from the equality of machine modules loading and remain relatively low due to the current control systems in the armature winding sets.

The results of experimental studies conducted on the created DTP BLDCM mock-up sample showed their good agreement with those obtained during the computer simulation with a maximum difference of up to 15%. This confirms the adequacy of the developed mathematical models of the DTP BLDCM of asymmetric configuration with magnetic coupling between armature winding sets.

Роботу виконано за кошти бюджетної програми "Розвиток модульного інтегрованого підходу до конфігурування та керування бортових систем електроприводу та електричного живлення автономних транспортних засобів" (ЕАТЗ, 0120U102206), КПКВК 2201040.

1. Stippich A., van der Broeck C.H., Sewergin A., Wienhausen A.H., Neubert M., Schulting P., Taraborrelli S., van Hoek H., De Doncker R.W. Key components of modular propulsion systems for next generation electric vehicles. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*. 2017. Vol. 2. Is. 4. Pp. 249–258. DOI: <https://doi.org/10.24295/CPSSPEA.2017.00023>
2. Galassini A., Costabeber A., Gerada C., Buticchi G., Barater D. A modular speed-drooped system for high reliability integrated modular motor drives. *IEEE Transactions on Industry Application*. 2016. Vol. 52. Is. 4. Pp. 3124–3132. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2540608>
3. Shchur I., Turkovskiy V. Integrated system of modular power supply and multilevel control of brushless DC motor for electric vehicles. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. Vol. 6. Pp. 107–115. DOI: <https://doi.org/10.33271/nvngu/2020-6/068>
4. Salem A., Narimani M.A. Review on multiphase drives for automotive traction applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2019. Vol. 5. Is. 4. Pp. 1329–1348. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2019.2956355>
5. Kuznetsov B., Bovdvi I., Nikitina T., Kolomiets V., Kobilyanskiy B. Multi-motor plant related electric drives robust control synthesis. Proceedings of the 2020 IEEE 4th International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Istanbul, Turkey, September 07-11, 2020. Pp. 242–245. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS51250.2020.9263169>
6. Zhao W., Xu L., Liu G. Overview of permanent-magnet fault-tolerant machines: Topology and design. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*. 2018. Vol. 2. Is. 1. Pp. 51–64. DOI: <https://doi.org/10.23919/TEMS.2018.8326451>
7. Hasoun M., El Afia A., Khafallah M., Benkirane K. Experimental implementation a PWM strategy for dual three-phase PMSM using 12-sector vector space decomposition applied on electric ship propulsion. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*. 2020. Vol. 11. No 4. Pp. 1701–1710. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijped.v11.i4.pp1701-1710>
8. Shchur I., Kasha L., Bukavyn M. Efficiency evaluation of single and modular cascade machines operation in electric vehicle. Proceedings of the IEEE 15th International Conference on *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Lviv–Slavske, Ukraine, February 25-29, 2020. Pp. 156–161. DOI: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235413>
9. Patel V.I., Wang J., Nugraha D.T., Vuletić R., Tousein J. Enhanced availability of drivetrain through novel multiphase permanent-magnet machine drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2015. Vol. 63. No 1. Pp. 469–480. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2435371>
10. Muqorobin A., Dahono P. A. Study of current ripple characteristics of inverter-fed multiple three-phase alternating current motors. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*. 2022. Vol. 13. No 1. Pp. 68–83. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijped.v13.i1.pp68-83>
11. Zoric I., Jones M., Levi E. Arbitrary power sharing among three-phase winding sets of multiphase machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2018. Vol. 65. No 2. Pp. 1128–1139. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2733468>
12. Hu M., Hua W., Zhang H., Zhao G., Ma G., Xu S. Modeling and control of a dual three-phase permanent magnet machine accounting for asymmetry between two winding sets. Proceedings of the International Conference on *Electrical Machines (ICEM)*. Gothenburg, Sweden, August 23-26, 2020. Pp. 2111–2117. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEM49940.2020.9270708>
13. Eldeeb H., Abdelrahman M., Hackl C., Abdel-Khalik A.S. Enhanced electromechanical modeling of asymmetrical dual three-phase IPMSM drives. Proceedings of the 27th IEEE International Symposium on *Industrial Electronics (ISIE)*. Cairns, Australia, June 12-15, 2018. Pp. 126–132. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISIE.2018.8433755>
14. Fu Z., Liu J., Xing Z. Performance analysis of dual-redundancy brushless DC motor. *Energy Reports*. 2020. No 6. Pp. 829–833. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egy.2020.11.125>
15. Bogusz P., Korkosz M., Prokop J. A study of dual-channel brushless DC motor with permanent magnets. Proceedings of the *2016 13th Selected Issues of Electrical Engineering and Electronics WZEE*. Rzeszow, Poland, May 4-8, 2016. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/WZEE.2016.7800189>
16. Shchur I., Turkovskiy V. Open-end winding dual three-phase BLDC motor drive system with integrated hybrid battery-supercapacitor energy storage. Proceedings of the IEEE International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. Kremenchuk, Ukraine, September 21-24, 2021. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES52427.2021.9598697>
17. Mozaffari Niapour S.A.KH., Shokri Garjan GH., Shafiei M., Feyzi M.R., Danyali S., Bahrami Kouhshahi M. Review of permanent-magnet brushless DC motor basic drives based on analysis and simulation study. *International Review of Electrical Engineering (IREE)*. 2014. Vol. 9 (5). Pp. 930–957. DOI: <https://doi.org/10.15866/iree.v9i5.827>
18. Shchur I., Jancarczyk D. Electromagnetic torque ripple in multiple three-phase brushless DC motors for electric vehicles. *Electronics*. 2021. Vol. 10 (24). 3097. Pp. 1–25. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10243097>

19. Yan H., Xu Y., Zou J., Wang B., Jiang S. A maximum current sharing method for dual-redundancy brushless DC Motor control. Proceedings of the 17th International Conference on *Electrical Machines and Systems* (ICEMS). Hangzhou, China, October 22-25, 2014. Pp. 1057–1061. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2014.7013634>
20. Bian C., Li X., Zhao G. The peak current control of permanent magnet brushless DC machine with asymmetric dual-three phases. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*. 2018. Vol. 2. Pp. 29–135. DOI: <https://doi.org/10.23919/TEMS.2018.8326459>
21. Mahalingam K., Chellaiah Ramji N.K. A comparative analysis of torque ripple reduction techniques for sensor BLDC drive. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems* (IJPEDS). 2022. Vol. 13. No 1. Pp. 122–131. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v13.i1.pp122-131>
22. Krishnakumar V., Madhanakkumar N., Pugazhendiran P., Bharathiraja C., Sriramkumar V. Torque ripple minimization of PMLDC motor using simple boost inverter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems* (IJPEDS). 2019. Vol. 10. No 4. Pp. 1714–1723. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v10.i4.pp1714-1723>
23. Makarchuk O., Kharchyshyn B., Kasha L. Analysis of the magneto-mechanical characteristic of double three-phase PMSM. Proceedings of the IEEE 3rd Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering* (UKRCON). Lviv, Ukraine, August 26-28, 2021. Pp. 333–338. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575684>
24. Li G. J., Ren B., Zhu Z. Q. Design guidelines for fractional slot multi-phase modular permanent magnet machines. *IET Electric Power Applications*. 2017. Vol. 11. Pp. 1023–1031. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2016.0616>
25. Yokoi Y., Higuchi T., Miyamoto Y. General formulation of winding factor for fractional-slot concentrated winding design. *IET Electric Power Applications*. 2016. Vol. 10. Pp. 231–239. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2015.0092>
26. Shchur I., Rusek A., Makarchuk O., Lis M. The simulation model of a synchronous machine with permanent magnets that takes into account magnetic saturation. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*. 2013. No 4. Pp. 102–105. URL: <http://pe.org.pl/articles/2013/4/22.pdf> (accessed at 25.09.2022).

УДК 621.313.5.8

МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОМОДУЛЬНОГО ТРИФАЗНОГО БЕЗЩІТКОВОГО ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ЗА НЕЗБАЛАНСОВАНОГО МОДУЛЬНОГО НАВАНТАЖЕННЯ

І.З. Щур, докт. техн. наук, Б.М. Харчишин, канд. техн. наук, В.П. Турковський

¹Національний університет „Львівська політехніка”,

вул. С. Бандери 12, Львів, 79013, Україна.

E-mail: ihor.z.shchur@lpnu.ua, bohdan.m.kharchyshyn@lpnu.ua, valentyn.p.turkovskvi@lpnu.ua

Електричні машини, побудовані за модульним принципом – з кількома трифазними обмотками на статорі, є новим напрямком сучасної електромеханіки, оскільки мають низку переваг у порівнянні з традиційними однообмотковими машинами. Серед цих переваг найважливішими є підвищення енергетичної ефективності та стійкості до відмов, що є особливо важливим для електричних транспортних засобів з автономним живленням. Проте наявність взаємоіндуктивного зв'язку між модулями, а також їхнє неоднакове електричне навантаження підсилюють пульсації електромагнітного моменту, притаманні тій чи іншій системі електропривода. У роботі досліджено пульсації електромагнітного моменту в двомодульному безщітковому двигуні постійного струму (БДПС) за різних навантажень його модулів у випадках відсутності та наявності взаємного магнітного зв'язку між комплектами обмотки якоря, а також у випадках роботи привода у розімкненій та замкненій системах керування. Дослідження проводили шляхом моделювання в середовищі Matlab/Simulink на коловій моделі реального макетного зразку двомодульної машини з постійними магнітами, розробленій за результатами моделювання її магнітного поля методом скінченних елементів. Адекватність результатів моделювання підтверджено експериментальним дослідженням. Результати досліджень шляхом моделювання двомодульного БДПС показали збільшення відносних пульсацій електромагнітних моментів, створюваних окремими модулями як через наявність магнітного зв'язку між комплектами обмотки якоря, так і через відхилення від рівномірного навантаження модулів. Однак на рівні всього двомодульного БДПС показана значна взаємна компенсація пульсацій електромагнітних моментів модулів, особливо якщо вони магнітно зв'язані. Наявність замкнутих систем керування окремими модулями значно зменшує пульсації сумарного електромагнітного моменту, спричинені різним навантаженням модулів, особливо у випадку магнітно незв'язаних модулів. Бібл. 26, рис. 7, табл. 3.

Ключові слова: безщітковий двигун постійного струму (БДПС), двомодульний трифазний БДПС, магнітний зв'язок, пульсації електромагнітного моменту, незбалансоване модульне навантаження, система керування.

Надійшла 18.10.2022

Остаточний варіант 13.02.2023

STUDY OF APPROACHES TO THE DEVELOPMENT OF A SCANNING DEVICE BASED ON A BRUSHLESS MAGNETOELECTRIC MOTOR OF RETURN-ROTARY MOTION

K.P. Akinin^{1*}, V.G. Kireyev^{1**}, A.A. Filomenko^{1***}, V.A. Lavrinenko¹, O.V. Vertelieva^{2****}

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: akkp2117@gmail.com

² Kyiv National Trade and Economics University,
Kyoto street, 19, Kyiv, 02156, Ukraine.

The paper presents the results of studies of approaches to the development of a scanning device based on a specialized brushless magnetolectric motor of return-rotary motion. The structures are described and a comparison is made of servo systems with motors both with an elastic magnetic coupling between the stator and the rotor, and without such coupling. The dependences of the accuracy of a given sawtooth signal processing and the stator current effective value on the parameters of the servo systems, the values of the coefficients of elasticity and viscosity of the motor, as well as the relative value of the duration of the linear interval of the reference sawtooth signal are determined. It is shown that the reduction of the stator current effective value is achieved by introducing an elastic magnetic coupling between the stator and the rotor, as well as limiting the second derivative when forming the process of resetting the reference sawtooth signal. References 8, figures 9, tables 3.

Keywords: brushless magnetolectric motor, return-rotary motion, servo system, scanning device.

Introduction. Optical scanning devices or, as they are also called, deflectors, due to their ability to reflect and deflect a light beam, have found wide application in such areas of technology as medicine, instrumentation, information input-output devices in computer technology, search and tracking systems in space and military technology, robotics and other areas. In some of the first optical scanning devices, an electromechanical drive was used to control the position of the mirror, which at that time was an obvious and easily implemented solution [1]. Despite the fact that in some applications optical-mechanical devices have been replaced by scanners of other types with high speed, the electromechanical drive of mirrors remains in demand to this day. So, for example, in the case of controlling a high-energy beam, the decision to use mirrors to control its spatial position remains uncontested today. This is due to the fact that the mirror has minimal optical losses, works well in a wide range of radiation wavelengths - from ultraviolet to infrared, and the deflection angles of the light beam do not depend on the wavelength [2]. Therefore, the development of optical-mechanical scanning devices is still an urgent task, especially since the use of a magnetolectric drive, realized using modern high-coercivity magnetic materials, significantly increases the speed of scanners, and in combination with modern electronics, allows you to implement a variety of trajectories of mirror.

The purpose of the paper is to study approaches to the development of a scanning device based on a specialized brushless magnetolectric motor (BMM) of the return-rotary motion [3]. In [4], the results of studies of the operating modes of such a motor are presented by exposing its stator winding to an alternating voltage without using a rotor angular position sensor. This paper will consider the mode of forming the rotor return-rotary motion trajectory with a linear operating interval by realizing a closed-loop control system with feedback on the angular position of the rotor.

The reliability of the proposed research is substantiated by the fact that the adequacy of the mathematical description of the BMM of the return-rotary motion was confirmed experimentally in [5], and when developing the servo control system for the trajectory of the return-rotary motion, the principles of the theory of automatic control are used [6, 7]. General approaches to the development of systems for processing the input signal are known. This is, first of all, an increase in the astatism of the system, an increase in the value of the gain of an open-loop system, or the development of a combined system. When choosing the servo system controllers, we will proceed from the equations structure and parameters of the motor. Here we do not set the task of achieving any pre-specified one value of the accuracy of the angular trajectory processing. We

© Akinin K.P., Kireyev V.G., Filomenko A.A., Lavrinenko V.A., Vertelieva O.V., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-7830-2311>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9407-1074>;
*** <https://orcid.org/0000-0003-4289-8579>; **** <https://orcid.org/0000-0002-8343-0297>

will be interested in the dependence of the achievable values of this accuracy on the parameters of the controller and the motor.

The main material and research results. Let's define the operating conditions and principles for development of a scanning device:

- development of a servo system with feedback on the rotor shaft rotation angle;
- formation of a reference sawtooth signal of the rotor rotation angle with a linear operating interval at an oscillation frequency of 25 Hz in the range of the rotation angle of 10 degrees;
- the structure of the executive motor is brushless with a slotless single-phase stator with a surface installation of permanent magnets on the rotor, as well as with an additional permanent magnet on the stator to implement an elastic magnetic coupling between the stator and the rotor, which allows positioning the motor shaft in its initial position [4];
- to compensate for the electromagnetic time constant of the stator winding, an additional current circuit is formed;
- the main parameters of the servo system are the accuracy of a input sawtooth signal processing on the linear operating interval, the stator current effective value, which characterizes the thermal state of the motor, and the duration of the time interval of the linear part of the sawtooth signal.

In the paper, we will also compare the modes of processing the reference sawtooth signal of the rotor rotation angle in systems that use BMM with and without elastic magnetic coupling between the stator and rotor. When implementing the mode of return-rotary motion of the rotor in a limited angular range, the presence of an elastic magnetic coupling between the stator and the rotor provides some advantages. Firstly, the motor shaft is positioned in its initial position, and secondly, the accumulation of energy in the elastic element of the electromechanical system makes it possible in some cases to reduce the energy consumption of the motor. We will also consider servo systems for controlling the rotor angular position without using an internal loop with feedback on the angular speed [8], since the use of a special angular speed sensor in a low-power electromechanical system is unacceptable.

The structure of the BMM of the return-rotary motion is described in detail in [4]. The mathematical model of such a motor is described by the equations:

$$L \frac{di}{dt} = -Ri - e + u; \quad e = k_m \omega \cos \alpha; \quad M = k_m i \cos \alpha; \quad M_\omega = k_\omega \omega; \quad M_\alpha = k_\alpha \sin \alpha; \quad (1-5)$$

$$M_R = M_B \text{sign}(\omega); \quad J \frac{d\omega}{dt} = \Delta M; \quad \Delta M = M - M_\omega - M_\alpha - M_R; \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega, \quad (6-9)$$

where i, u are current and voltage of the stator; ω, α are angular speed and angle of rotation of the rotor shaft; ΔM is dynamic torque; M is electromagnetic torque of the motor; M_ω, M_α, M_R are the torques of viscous friction and elasticity, as well as the reactive torque of the bearings; L, R are inductance and active resistance of the stator winding; k_m is motor torque coefficient; J is the moment of inertia of the rotor; k_ω, k_α are coefficients of viscosity and elasticity of the motor; M_B is the torque of resistance of the bearings.

Since the operating range of the rotation angle is limited to 10 degrees, trigonometric dependencies in formulas (2, 3, 5) can be neglected. In this case, based on the mathematical model (1-9), taking into account the use of the proposed controllers of the stator current $W_{Ci}(p)$ and the rotor rotation angle $W_{C\alpha}(p)$, it is possible to develop a structure of the servo system, which is shown in Fig. 1.

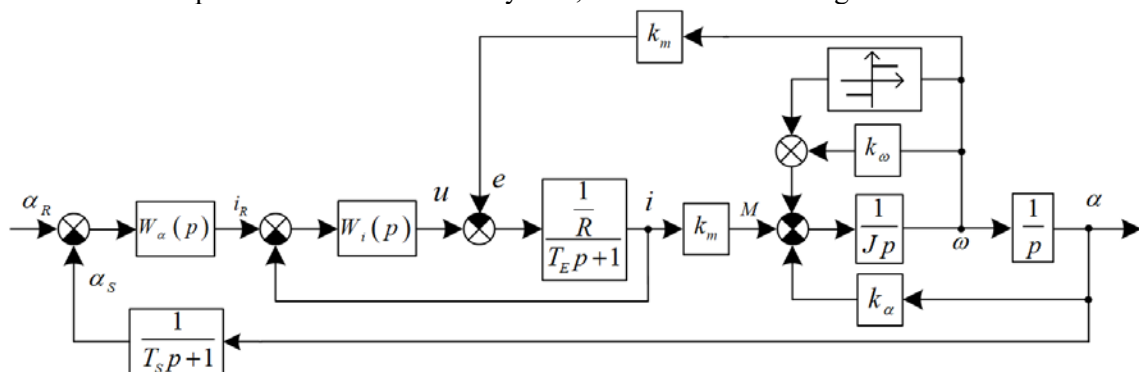


Fig. 1

From the consideration of the structure (Fig. 1), it can be seen that a link with an elasticity coefficient k_α forms an internal loop with feedback on the rotor position angle, while a link with a viscosity coefficient k_ω closing one of the integrating links makes it possible to form a structurally stable link of the second order. Neglecting the influence of the friction torque of the bearings, we write the transfer function of such a motor:

$$\frac{\alpha(p)}{i(p)} = \frac{k_m/k_\alpha}{\frac{J}{k_\alpha}p^2 + \frac{k_\omega}{k_\alpha}p + 1}. \quad (10)$$

Let us represent the denominator of the transfer function of the oscillatory link in the form $T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1$, where $T_1 = \sqrt{J/k_\alpha}$ is the time constant; $\xi_1 = 0,5k_\omega/\sqrt{Jk_\alpha}$ is damping factor.

In the absence of an elastic magnetic coupling between the stator and the rotor, equation (5) is not used, that is, in the structure (Fig. 1) there will be no link with an elasticity coefficient k_α . In this case, this structure contains an integrating link covered by feedback with a viscosity coefficient k_ω , with a transfer function:

$$\frac{\omega(p)}{\Delta M(p)} = \frac{1/k_\omega}{\frac{J}{k_\omega}p + 1}. \quad (11)$$

For a system (Fig. 1) with an elastic magnetic coupling between the stator and the rotor, the value of the viscosity coefficient k_ω affects only the value of the damping coefficient ξ_1 , which is not critical when tuning the rotor angle controller parameters. In the absence of elastic magnetic coupling, in the open-loop structure of the control object there is an aperiodic link (11), and its gain and time constant are determined by the value of the viscosity coefficient k_ω . Given that when designing the motor, the exact calculation of this coefficient or its experimental determination is difficult, the calculation of the rotation angle controller will not be accurate. A decrease in the value of viscous resistance in the BMM, caused by the presence of eddy currents during motor operation, is possible due to a decrease in the cross section of the winding conductors by connecting them in parallel, the use of tape and powder magnetic cores, and the use of amorphous iron in their production. The implementation of such approaches is an expensive and not always justified solution.

To compensate for the electromagnetic time constant T_E of the stator winding, we introduce a current controller with a transfer function into the stator current control loop:

$$W_i(p) = k_{Ci}. \quad (12)$$

Without taking into account the influence of the EMF feedback of the motor, we obtain the transfer function of the current loop in the form:

$$\frac{i(p)}{i_R(p)} = \frac{\frac{k_{Ci}}{R + k_{Ci}}}{\frac{RT_E}{R + k_{Ci}}p + 1} = \frac{k_i}{T_i p + 1}, \quad (13)$$

where i_R is the reference current signal; k_i , T_i are the gain and the time constant of the current loop.

Assuming, for example, the current controller gain $k_{Ci} = 100$, we obtain $k_i = 0,99$ and $T_i = T_E / 100$, that is, the electromagnetic time constant of the current loop can be compensated. The use of a proportional controller in the current loop does not increase the order of the entire control system and, at the same time, allows you to largely compensate for the influence of the stator EMF e .

The basic values of the parameters of the motor are as follows: $R = 25 \text{ Ohm}$, $k_m = 0,125 \text{ Nm/A}$, $k_\omega = 6,5 \cdot 10^{-5} \text{ Nms/rad}$, $J = 3,6 \cdot 10^{-6} \text{ kg m}^2$, $k_\alpha = 0,044413 \text{ Nm/rad}$, $M_B = 2 \cdot 10^{-4} \text{ Nm}$. Features of determining the parameters of the return-rotary motion motor were described in [5]. To study the influence of the elasticity coefficient on the performance indexes of the servo system, we set the minimum and maximum values of the range of change of this parameter $k_{\alpha\min} = 0,011103 \text{ Nm/rad}$ and $k_{\alpha\max} = 0,177653 \text{ Nm/rad}$. Let us write down the values of the time constants and the damping coefficient of the dynamic links of the system. For three given values of the elasticity coefficient $k_{\alpha\min}$, k_α and $k_{\alpha\max}$ for the above value of the vis-

cosity coefficient k_ω , we have $T_{i\min} = 0,018063$ s, $T_i = 0,0090032$ s, $T_{i\max} = 0,0045016$ s, $\xi_{i\min} = 0,3251$, $\xi_i = 0,0813$ and $\xi_{i\max} = 0,0406$, respectively, and for the time constant of the corrected current loop (13) – $T_i = 0,000003$ s.

Fig. 1 also shows the transfer function of the rotor position angle sensor, realized using a Hall sensor. For the sensor used in the BMD, the passport value of the response time is 0.000003 s, so its transfer function can be approximately represented as a first-order aperiodic link with time constant $T_s = 0,000001$ s:

$$\frac{\alpha_s(p)}{\alpha(p)} = \frac{1}{T_s p + 1}. \quad (14)$$

where α_s is the output signal of the sensor.

Analysis of formulas (10, 13, 14), taking into account the values of the motor parameters, shows that the control object contains a low-frequency oscillatory link, the time constant T_1 of which is much greater than the time constants of the current loop T_i and the rotation angle sensor T_s , i.e. $T_1 \gg T_i > T_s$.

Neglecting the effect of internal EMF feedback, based on the above, we write the transfer function of the control object in the presence of an elastic coupling between the stator and the rotor:

$$\frac{\alpha_s(p)}{i_R(p)} = k_i \frac{k_m}{k_\alpha} \cdot \frac{1}{(T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1)(T_i p + 1)(T_s p + 1)}, \quad (15)$$

as well as without elastic coupling and in the absence of a torque of viscous friction:

$$\frac{\alpha_s(p)}{i_R(p)} = k_i \frac{k_m}{J} \cdot \frac{1}{p^2 (T_i p + 1)(T_s p + 1)}. \quad (16)$$

For the first variant of development of the servo system with a control object (15), we use the PID controller of the rotor rotation angle in the form:

$$W_{\alpha 1}(p) = \frac{i_R(p)}{\Delta \alpha(p)} = k_{Ca2} \left(\frac{A_1 p}{T_F p + 1} + A_2 + \frac{1}{p} \right) = k_{Ca2} \frac{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1}{T_F p + 1}, \quad (17)$$

where k_{Ca2} , T_2 , ξ_2 are the gain, time constant and damping factor of the PID controller; T_F is the time constant of the filter of the real differentiating link; $A_1 = T_2^2 - (2\xi_2 T_2 - T_F)T_F$, $A_2 = 2\xi_2 T_2 - T_F$ are PID controller gains.

For this case, we write the transfer function of an open-loop servo system for controlling the rotor rotation angle:

$$\frac{\alpha_s(p)}{\Delta \alpha(p)} = k_{Ca2} k_i \frac{k_m}{k_\alpha} \cdot \frac{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1}{p(T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1)(T_F p + 1)(T_i p + 1)(T_s p + 1)}. \quad (18)$$

The condition for tuning the parameters of the PID controller is the equality of the denominator of the control object (15) and the numerator of the controller (17):

$$T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1 = T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1. \quad (19)$$

In this case, the transfer function of an open-loop servo system has the form:

$$\frac{\alpha_s(p)}{\Delta \alpha(p)} = k_{Ca2} k_i \frac{k_m}{k_\alpha} \cdot \frac{1}{p(T_F p + 1)(T_i p + 1)(T_s p + 1)}. \quad (20)$$

The fulfillment of condition (19) makes it possible to compensate for the inertia of the control object in the form of a second-order oscillatory link (15). Then the only adjustable parameter of such a control system is the open-loop system gain:

$$k_1 = k_{Ca2} k_i k_m / k_\alpha. \quad (21)$$

The value of this gain coefficient is chosen according to the conditions for ensuring the stability margin of the servo control system.

Let us study the dynamics of the servo system for two values of the time constant of the filter of the real differentiating link of the PID controller: $T_{F1} = 0,00001$ s and $T_{F2} = 0,0001$ s. When comparing the time constant values of the current circuit T_i , the angle of rotation sensor T_s and the filter T_F of the real differentiating link, it can be seen that the latter value T_F is the largest among the time constants of the dynamic

links in the high-frequency part of the amplitude-frequency characteristic of an open-loop system, i.e. $T_F > T_i > T_S$. Then for the transfer function of an open-loop system (20), the value of its gain k_1 can be approximately determined by the formula:

$$k_1 = \omega_c, \quad (22)$$

where ω_c is the cut-off frequency. Formula (22) is valid under the condition $\omega_c \leq \omega_F = 1/T_F$, since at frequency ω_F the slope of the logarithmic amplitude-frequency characteristic changes.

For the second variant for development of the servo system with a control object (16), we use a PD controller in the form:

$$W_{\alpha_2}(p) = \frac{i_R(p)}{\Delta\alpha(p)} = k_{C\alpha 3} \left(\frac{T_D p}{T_F p + 1} + 1 \right) = k_{C\alpha 3} \frac{T_3 p + 1}{T_F p + 1}, \quad (23)$$

where $k_{C\alpha 3}$ is the gain of the PD controller; T_D is the gain of the differentiating link; $T_3 = T_D + T_F$ is the time constant of the PD controller.

For this case, we obtain the transfer function of an open-loop servo system in the form:

$$\frac{\alpha_S(p)}{\Delta\alpha(p)} = k_{C\alpha 3} k_i \frac{k_m}{J} \cdot \frac{T_3 p + 1}{p^2 (T_F p + 1)(T_i p + 1)(T_S p + 1)}. \quad (24)$$

Recommendations for tuning the controller for this case are given in [7], and their essence is to ensure the stability margin of the system by choosing the ratio between the time constant T_3 of the PD controller and the time constants of the high-frequency part of the amplitude-frequency characteristic of the open-loop system T_F , T_i and T_S , and also choosing the value of the cut-off frequency under the condition:

$$1/T_3 < \omega_c \leq \omega_F = 1/T_F < 1/T_i < 1/T_S. \quad (25)$$

In this case, the gain k_2 of the open-loop servo system (24), depending on the cut-off frequency ω_c and the time constant T_3 of the PD controller, is determined by the formula:

$$k_2 = k_{C\alpha 3} k_i \frac{k_m}{J} = \frac{\omega_c}{T_3} = \frac{1}{n T_3 T_F}, \quad (26)$$

where n is a dimensionless parameter, the value of which shows how much the cut-off frequency of an open-loop system is less than the frequency ω_F .

Another task in development of the scanning device based on an executive electric motor is the formation of a reference sawtooth signal, which has a linear and reset intervals. Preliminary studies have shown

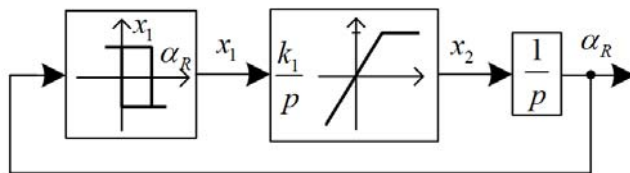


Fig.2

that special requirements are imposed on the time interval for resetting such a signal. Therefore, it was proposed to form a sawtooth signal under the condition of limiting the second derivative on the reset interval. Fig. 2 shows a block diagram of the sawtooth signal generator.

The block diagram of the sawtooth signal generator is described by the equations:

$$k_3 \frac{dx_2}{dt} = x_1; \quad \text{if } x_2 > A_3, \quad \text{then } x_2 = A_3; \quad \frac{d\alpha_R}{dt} = x_2; \quad (28-30)$$

$$\text{if } \alpha_R > \alpha_{\max}, \quad \text{then } x_1 = -1; \quad \text{if } \alpha_R < 0, \quad \text{then } x_1 = 1, \quad (31, 32)$$

where x_1 , x_2 are variables; k_3 is gain of the integrating link; A_3 is the value at which the saturation of the integrating link (28) occurs; α_{\max} is the maximum value of the angular deviation of the rotor in the linear interval of the sawtooth signal relative to its neutral position. In this paper, the value $\alpha_{\max} = \pi/18 = 0,174533$ rad is taken.

Fig. 3 shows diagrams of signals at a frequency of 25 Hz with a relative duration of the linear operation interval $\tau = 0,8$, and the relative duration τ of the linear interval is defined as

$$\tau = T_L/T, \quad (33)$$

where T_L , T are the duration of the linear interval and the period of the sawtooth signal.

Analysis of curves in fig. 3 showed that in order to obtain formulas for calculating a sawtooth signal, it is sufficient to consider one, for example, a positive half-wave, which must be divided into three time intervals. In table 1 for three time intervals, their durations are determined, signals $x_2(t)$ and $\alpha_R(t)$ are described, values B_n are obtained that the variable $\alpha_R(t)$ reaches at the end of each of the three time intervals,

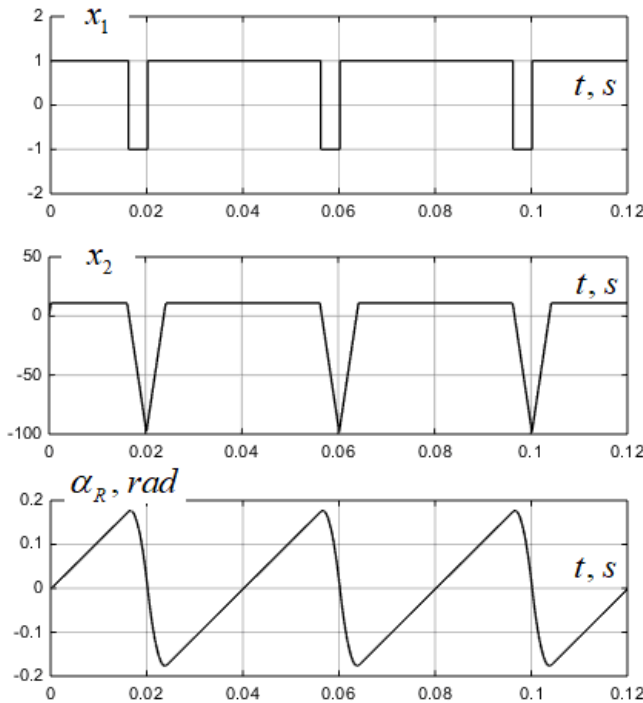


Fig. 3

Table 1

№	time interval	$x_2(t)$	$\alpha_R(t)$	B_n
1	$0 < t < T_1$	A_3	$A_3 t$	$A_3 T_1$
2	$T_1 < t < T_2$	$A_3 - A_3 t \cdot (T_2 - T_1)^{-1}$	$A_3 t - A_3 t^2 \cdot 0,5 (T_2 - T_1)^{-1}$	$0,5 A_3 (T_2 - T_1)$
3	$T_2 < t < T_3$	$-A_3 t \cdot (T_2 - T_1)^{-1}$	$-A_3 t^2 \cdot 0,5 (T_2 - T_1)$	$-0,5 A_3 \cdot (T_3 - T_2)^2 \cdot (T_2 - T_1)$

Table. 2 shows the parameters that describe the sawtooth signal at a frequency of 25 Hz and different relative values of the length of the linear interval.

Table 2

τ	T_1	A_3	k_3
0,9	0,018	9,69626	96962,6
0,85	0,017	10,26663	45629,5
0,8	0,016	10,9083	27270,75
0,75	0,015	11,63552	18616,83
0,7	0,014	12,46663	13851,81

where T_1 is the duration of half of the linear interval of the sawtooth signal; T_2 is time interval from the completion of the linear section to the maximum value of the sawtooth signal; T_3 is the time interval at which the sawtooth signal is reset from the maximum value to zero. In this case, the condition $2(T_1 + T_2 + T_3) = T$ must be fulfilled.

Note that for three values of the parameter B_n , we can write the relation:

$$B_1 + B_2 = B_3, \quad (34)$$

whence after substitutions we get:

$$A_3 T_1 + 0,5 A_3 (T_2 - T_1) = 0,5 A_3 (T_3 - T_2)^2 / (T_2 - T_1) \quad (35)$$

From this relation, we determine the values A_3 and k_3 :

$$A_3 = \frac{\alpha_{\max}}{T_1}; \quad k_3 = \frac{\alpha_{\max} T}{T_1 (0,5 T - T_1)^2}. \quad (36, 37)$$

Fig. 4, a shows the timing diagrams of variable signals that describe the operation mode of the servo system with an elastic coupling between the stator and the rotor for the system parameter variants at $k_a = 0,044413 \text{ Nm/rad}$, $T_F = 0,00001 \text{ s}$ and $k_1 = 50000$, that is, at $\omega_c = 1/2T_F$. Fig. 4 also shows graphs of changes in the relative error of reference sawtooth signal, which is defined as

$$\varepsilon = (\alpha - \alpha_R) / \alpha_{\max}. \quad (38)$$

Fig. 4, b shows the timing diagrams of the same variable signals, only for the servo system without an elastic coupling for the system parameters: $T_F = 0,00001 \text{ s}$, $T_3 = 0,0001 \text{ s}$ and $\omega_c = 1/2T_F$.

Comparison of two calculation variants was carried out for the same values of the cut-off frequency ω_c of two open-loop systems. Already here we can make preliminary remarks on the nature of the processes in these two systems. In the first and second cases, we have servo systems with astaticism of the first and second orders, respectively. Therefore, in the first case, a steady-state error $\varepsilon(t)$ with a non-zero value is observed on the linear interval of the reference sawtooth signal. In a system with second-order astaticism, the steady-state value of this error is practically zero.

Noticeable is also the difference in the curves of the change in stator currents. In the first case, in the linear interval of the reference sawtooth signal, a linear change in the magnitude of the stator current is observed in proportion to the change of the resistance torque of the elastic coupling between the stator and the rotor. In the second case, the process of changing the current is determined only by the torque of resistance of the bearings, the value of which is relatively small. Due to the fact that in the first case there is a gradual accumulation of energy in the elastic system, and in the process of releasing the sawtooth voltage, this energy is consumed relatively quickly, a decrease in the consumed current is observed compared to the current in the BMM without an elastic coupling.

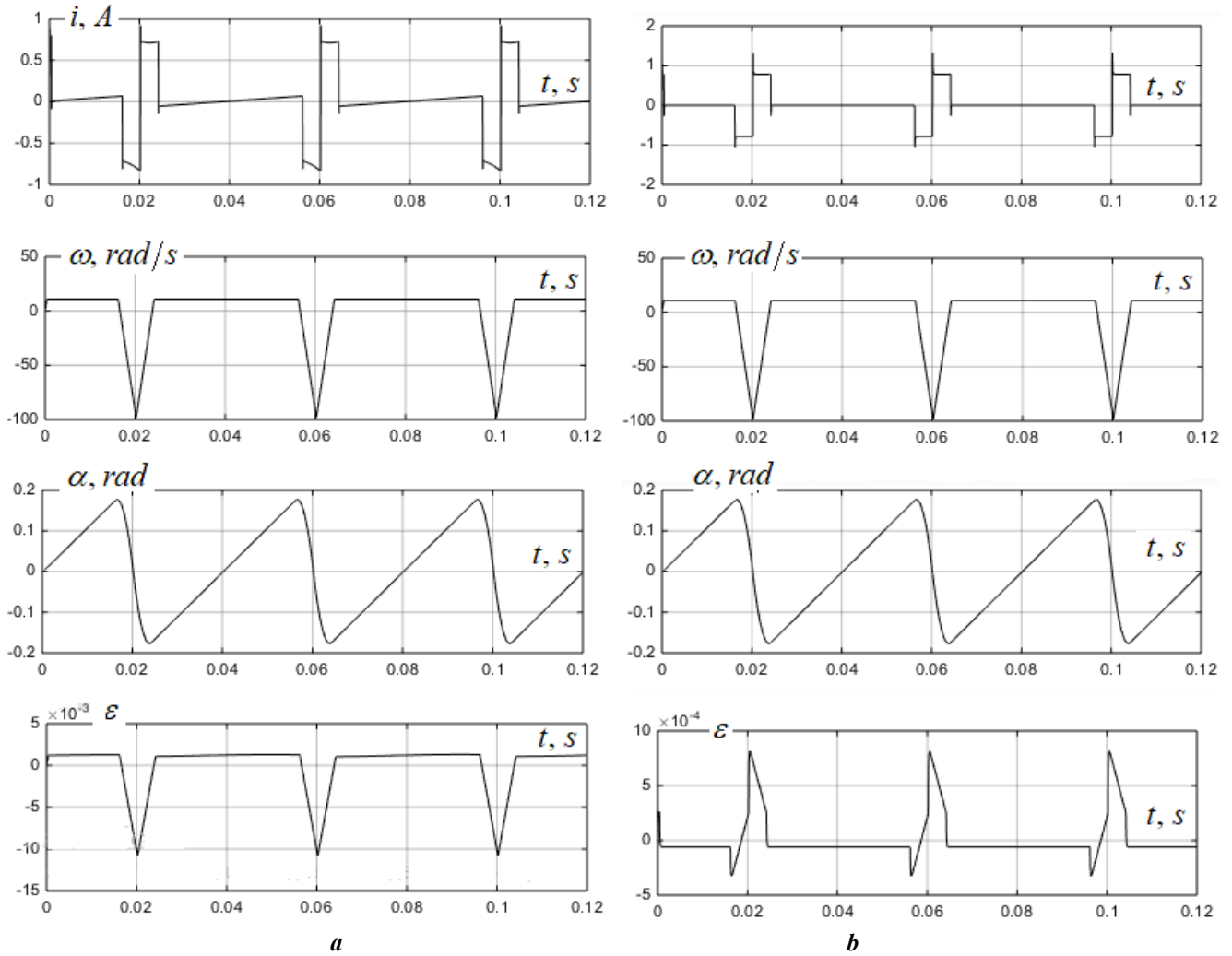


Fig. 4

The most important parameters that characterize the quality of the servo system operating in the return-rotary motion mode with a reference sawtooth signal are the maximum relative error ε_{\max} in the linear interval of the sawtooth signal and the stator current effective value I . The maximum error ε_{\max} in the operating interval T_L is determined by the formula:

$$\varepsilon_{\max} = (\max[\alpha - \alpha_R]) / \alpha_{\max} . \quad (39)$$

First, we will study the first variant of the servo system with an elastic coupling between the stator and the rotor. Figures 5 and 6 shows the dependences of the maximum relative error $\varepsilon_{\max}(k_1)$ and stator current $I(k_1)$ on the open-loop system gain, calculated with the elasticity coefficient $k_\alpha = 0,044413 \text{ N m/rad}$ and, respectively, for two values of the filter time constant of the real differentiating link $T_F = 0,00001 \text{ s}$ and $T_F = 0,0001 \text{ s}$. Moreover, Fig. 5, a and 5, b shows these dependences for two sub-ranges of change in the open-loop system gain k_1 .

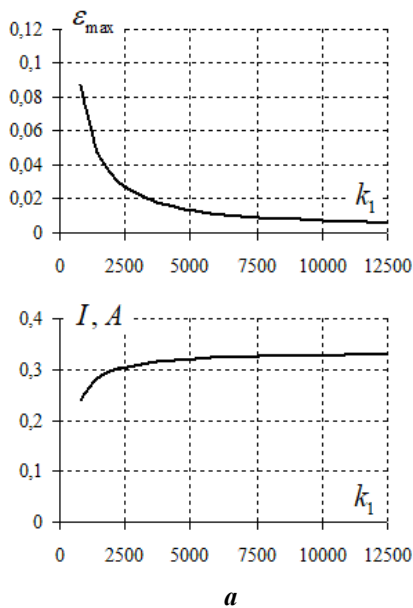
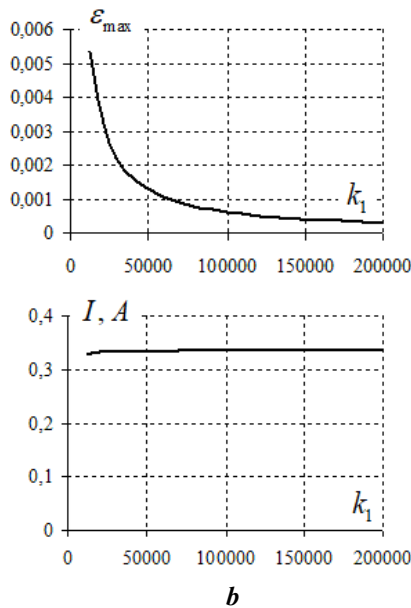


Fig. 5



b

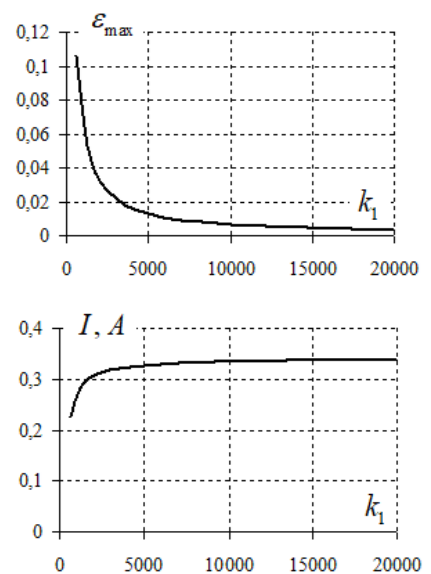


Fig. 6

Fig. 7 and 8 presents the results of a study of the influence of changes in the elasticity k_α and viscosity k_ω coefficients of the motor on the values of the maximum relative error ε_{\max} and the stator current effective value I . Fig. 9 show the dependences of the maximum relative error ε_{\max} and the effective value of the stator current I on the relative value τ of the duration of the linear interval of the sawtooth signal (33). These dependences were calculated for $T_F = 0,00001$ s and $k_1 = 6250$ as well as for the accepted basic values of the motor parameters, with the exception of the characteristics (Fig. 7 and 8), for each of which the value of one of the coefficients k_α or k_ω was changed, respectively.

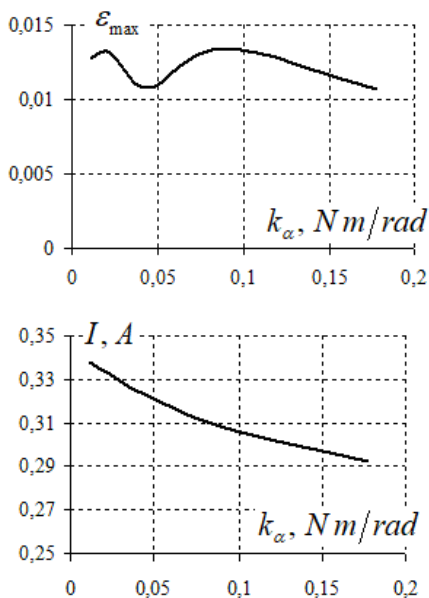


Fig. 7

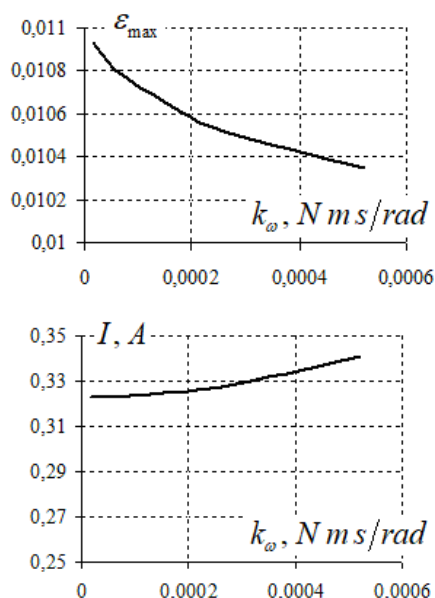


Fig. 8

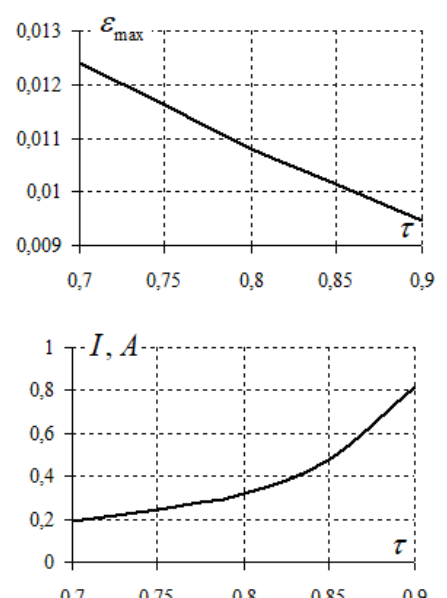


Fig. 9

Unlike the first variant, in a servo system without an elastic coupling between the stator and the rotor, when choosing the parameters of the PD controller, two parameters can be varied – the time constant T_3 of the controller and the cut-off frequency ω_C of the open-loop system, taking into account conditions (25) and (26). In the course of preliminary studies, it was noticed that with some settings of the regulators, processes were observed when the error curve $\varepsilon(t)$ did not reach its steady-state value. Therefore, the results of the research are presented in Table 3, which shows the parameters that determine the controller tuning T_3 , T_F

and n , as well as the performance indexes ε_{\max} and I , and in addition, the steady value ε_s of the error and the time t_C it takes to reach this steady value from the moment of the begin of the linear interval α_R (Fig. 3). In cases where the error signal $\varepsilon(t)$ has not reached a steady value, the column ε_s shows the value that the signal $\varepsilon(t)$ reached at the end of the linear interval. Dashes in the column t_C mean that the signal $\varepsilon(t)$ never reached its steady state value.

Table 3

T_3, s	T_F, s	n	ε_{\max}	ε_s	I, A	t_C, s
0,0001	0,00001	1	0,000093	-0,000062	0,3537	0,00006
0,001			0,00145	-0,000058	0,3533	0,0028
0,01			0,00168	(0,000049)	0,3523	-
0,1			0,000808	(0,00064)	0,3519	-
0,0001		2	0,000254	-0,0000617	0,3541	0,00008
0,001			0,00298	-0,000054	0,3536	0,0035
0,01			0,00341	(0,000161)	0,3517	-
0,1			0,00166	(0,00138)	0,3511	-
0,0001		4	0,00057	-0,0000603	0,3555	0,0001
0,001			0,00604	-0,000045	0,3548	0,0042
0,01			0,00687	(0,000382)	0,3509	-
0,1			0,00336	(0,00283)	0,3497	-
0,0001		8	0,0012	-0,000059	0,3585	0,0014
0,001			0,0122	-0,000028	0,3572	0,0047
0,01			0,0137	(0,000828)	0,3495	-
0,1			0,00678	(0,00573)	0,3471	-
0,001	0,0001	1	0,0153	-0,000019	0,3661	0,00325
0,01			0,0182	(0,00104)	0,3551	-
0,1			0,0094	(0,00713)	0,352	-
0,001		2	0,031	0,0000238	0,3729	0,00353
0,01			0,0357	(0,00214)	0,3515	-
0,1			0,0178	(0,0144)	0,3454	-
0,001		4	0,0634	0,00011	0,387	0,0043
0,01			0,0693	(0,0043)	0,3435	-
0,1			0,0341	(0,00289)	0,3319	-
0,001		8	0,0149	0,000282	0,4242	0,0066
0,01			0,0132	(0,0085)	0,3229	-
0,1			0,0671	(0,058)	0,3031	-

Conclusions. The reliability of the studies is based on the fact that the adequacy of the mathematical description of the specialized BMM of the return-rotary motion was confirmed experimentally in [7], and also on the fact that in the development of a servo system, the principles of the automatic control theory were used. In particular, the electro-magnetic time constant of the stator winding was compensated by using a proportional controller and current feedback. The inertia of the oscillatory link of the second order of the control object was compensated with the help of a PID controller, which made it possible to obtain an astatic control system of the first order. In the absence of an elastic magnetic coupling between the stator and the rotor, a system with second-order astaticism is realized.

The studies have confirmed the possibility of development of the scanning device based on a specialized BMD of return-rotary motion. It is shown that the most energy-consuming is the mode of resetting the sawtooth signal and transferring the rotor shaft from one extreme angular position to another. The formation of an elastic magnetic coupling between the stator and the rotor of the motor made it possible to reduce the stator current effective value by 10-15% or more compared to using a traditional BMM without such a coupling. This is explained by the fact that the energy in the elastic element of the electromechanical system accumulates gradually at a low value of the stator current in the linear interval of the sawtooth signal. The accumulated energy is consumed over a short time interval when the sawtooth signal is reset and the rotor position changes from positive values of the amplitude of the rotor position angle to negative. In addition, the limitation of the second derivative of the sawtooth signal at the reset interval contributes to the reduction of the stator current effective value.

The study of the influence of changes in the values of the coefficients of elasticity and viscosity of the motor, as well as the relative value of the duration of the linear interval of the sawtooth signal on the characteristics of the operating mode of the servo system showed that the stator current effective value is most susceptible to change, which allows to some extent to optimize the thermal state of the executive motor.

The dependences of the accuracy of processing the input sawtooth signal on the parameters of servo systems are determined. The possibilities for ensuring this accuracy are limited by the influence of the time constant T_F of the filter of the real differentiating link.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробити наукові засади та принципи побудови керованих n -ступеневих магнітоелектричних систем з екстремальними характеристиками» (шифр «Екстремум»). Державний реєстраційний номер 0119U001279, КПКВК 6541030.

1. Katys G.P. Scanning photoelectric search and tracking devices. Moskva: Nauka. 1964, 150 p. (Rus)
2. Viskub V.G., Siryamkin V.I., Shidlovskiy V.S. High-precision devices and systems of automatic control. Tomsk: Tomsk state university publishing house, 2009. 308 p. (Rus)
3. Antonov A.E., Kireyev V.G. Massage device. Patent UA 74668. 2006. (Ukr)
4. Kireyev V.G., Akinin K.P., Filomenko A.A. Features and principles of the development of brushless magneto-electric systems of the return-rotary motion. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 19–27. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.019>.
5. Kireyev V.G., Akinin K.P., Filomenko A.A., Lavrinenko V.A. Experimental studies of brushless magneto-electric motors of the return-rotary motion. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2021. No 58. Pp. 74–81. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.074>.
6. Popovych M.G., Kovalchuk O.V. Theory of automatic control: textbook. Kyiv: Lybid, 2007. 656 p. (Ukr)
7. Nikulin E.A. Basis of the automatic control theory. Frequency methods of the analysis and synthesis of the systems. Sant-Peterburg: BHV-Petersburg, 2004. 640 p. (Rus)
8. Kunchenko T.Yu., Gul A.I. High-quality tuning for maximum quality factor and stability margin of the servo drive without a slave speed loop. *Themed issue Problems of the automated electric drive. Theory and practice*. No 66. Kyiv: Technique, 2006. Pp. 69-71. (Rus)

ДОСЛІДЖЕННЯ ПІДХОДІВ ДО ПОБУДОВИ СКАНУЮЧОГО ПРИСТРОЮ НА ОСНОВІ БЕЗКОНТАКТНОГО МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОГО ДВИГУНА ЗВОРОТНО-ОБЕРТОВОГО РУХУ

К.П. Акінін¹, докт. техн. наук, **В.Г. Кіресів¹**, канд. техн. наук, **А.А. Філоменко¹**, канд. техн. наук, **В.А. Лавріненко¹**, **О.В. Вертелєва²**, канд. фіз.-мат. наук

¹ Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: akkp2117@gmail.com.

² Київський національний торговельно-економічний університет,
вул. Кіото, 19, Київ, 02156, Україна.

Наведено результати досліджень підходів до побудови скануючого пристрою на основі спеціалізованого безконтактного магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху. Описано структури та проведено порівняння слідкуючих систем з двигунами як з пружним магнітним зв'язком між статором і ротором, так і без такого зв'язку. Визначено залежності точності відпрацювання заданого пилкоподібного сигналу і діючого значення струму статора від параметрів слідкуючих систем, значень коефіцієнтів пружності та в'язкості двигуна, а також відносної величини тривалості лінійної робочої ділянки пилкоподібного сигналу завдання. Показано, що зниження діючого значення струму статора досягається шляхом введення пружного магнітного зв'язку між статором і ротором, а також обмеження другої похідної при формуванні процесу скидання пилкоподібного сигналу завдання. Бібл. 8, рис. 9, табл. 3.

Ключові слова: безконтактний магнітоелектричний двигун, зворотно-обертаний рух, слідкуюча система, пристрій сканування.

Надійшла 15.09.2022

Остаточний варіант 15.12.2022

ЗАСТОСУВАННЯ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З КЕРУВАННЯМ ЗА РЕАКТИВНОЮ ПОТУЖНІСТЮ

Р.А. Чепкунов, канд. техн. наук

Науково-виробниче підприємство «Електронік, ЛТД», ТОВ

вул. Руставі, 5 – 204, Запоріжжя, 69055, Україна.

E-mail: elektronick.ltd@gmail.com

Розглянуто питання забезпечення переваг асинхронного електропривода з керуванням за реактивною потужністю – безперервного діапазону регулювання швидкості, включаючи нуль, незалежності навантажувальної і перевантажувальної здатності від зміни параметрів асинхронного двигуна, швидкодіючого регулювання і спрощення мікропроцесорної системи керування. Бібл. 8, рис. 6.

Ключові слова: асинхронний електропривод, потокозчеплення ротора, зміна параметрів асинхронного двигуна.

Вступ. В асинхронному електроприводі (АЕП) з керуванням за реактивною потужністю обчислюване потокозчеплення ротора не залежить від зміни опорів асинхронного двигуна (АД), що забезпечує необхідний механічний момент двигуна у всьому діапазоні регулювання швидкості АЕП, включаючи швидкість, рівну нулю [1]. На відміну від векторного керування АЕП для цього не потрібна складна програма адаптації до змін, особливо температурних, внутрішніх опорів АД. Векторне керування було запропоновано в [2] і використовується за якісного регулювання АЕП понад п'ятдесят років. Однак задля забезпечення якості такого регулювання необхідно вирішити ряд проблем [3], зокрема адаптувати систему керування до зміни параметрів АД особливо за рахунок температурної зміни опорів статора и ротора. В [4] розглянуто більше ста програм адаптації. Існування великого числа цих програм говорить про складність і невирішення до кінця цієї задачі. Найбільш цікавою є адаптація з використанням реактивної потужності АД [5], яка не залежить від температурної зміни опорів статора і ротора. Ця властивість була використана у розробці АЕП з керуванням за реактивною потужністю [1].

Під час керування за реактивною потужністю у разі зміни опорів АД змінюється тільки швидкість, а не навантажувальна і перевантажувальна здатність АЕП в порівнянні з номінальним моментом АД, як за векторного керування у разі неякісної адаптації до зміни параметрів АД.

Наряду з забезпеченням вказаної якості регулювання в асинхронному електроприводі з керуванням за реактивною потужністю підвищується швидкодія системи регулювання. За частотного керування висока швидкодія забезпечується у разі оптимального мікропроцесорного керування [6–8]. Але на близьких до нуля частотах виникають проблеми з забезпеченням необхідного моменту двигуна. Ця проблема і вирішується у роботі за допомогою керування електроприводом за реактивною потужністю.

Особливе значення має питання спрощення системи керування за рахунок того, що для забезпечення роботи АЕП в широкому діапазоні регулювання швидкості вже не потрібні складні програми адаптації до змін параметрів АД. Це спрощення здешевлює АЕП, його обслуговування і підвищує його надійність.

Для поширення використання АЕП з керуванням за реактивною потужністю доцільно більш конкретно розглянути як реалізуються його переваги.

Метою роботи є порівняльний техніко-економічний аналіз можливих варіантів алгоритмів керування асинхронним електроприводом за реактивною потужністю з обґрунтуванням їхніх переваг для різних режимів роботи та розробка відповідної функціональної схеми електроприводу, що може реалізувати ці алгоритми.

Виклад основного матеріалу. Відповідно до [1] зміна напруги ΔU_{n+1} перетворювача частоти (ПЧ) на кожному наступному $(n+1)$ -му інтервалі модуляції визначається через значення напруги ПЧ U_n , струму ПЧ I та його реактивної складової відносно до напруги I_{XU} на поточному n -му інтервалі модуляції пропорційно-інтегральним (ПІ) регулятором реактивної потужності

$$\Delta U_{n+1} = k_p \left(I^2 \omega L_C + \frac{\omega \Psi_{r,3}^2}{L_r} - U_n I_{XU} \right) + k_{\text{int}} \int \left(I^2 \omega L_C + \frac{\omega \Psi_{r,3}^2}{L_r} - U_n I_{XU} \right) dt, \quad (1)$$

де ω – кругова частота $\omega=2\pi f$, f – вихідна частота ПЧ; $\Psi_{r,3}$ – потокозчеплення ротора, яке задається та приблизно дорівнює відношенню номінальних значень напруги і кругової частоти: $\Psi_{r,3} \approx U_{\text{ном}}/2\pi f_{\text{ном}}$; L_C – індуктивність розсіювання фази статора, включаючи індуктивність електричного кола між точками вимірювання напруги та двигуна; L_r – індуктивність фази ротора; k_p – пропорційний коефіцієнт посилення регулятора; k_{int} – інтегральний коефіцієнт посилення регулятора.

Всі величини у правій частини формули (1) дані для поточного n -го інтервалу модуляції. (Індекс n не встановлюється, а далі він опускається також і для напруги U_n .)

Струм I визначається через його активну I_{RU} і реактивну I_{XU} складові відносно напруги

$$I^2 = I_{RU}^2 + I_{XU}^2; \quad I_{RU} = i_a \cos \theta_U - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_c) \sin \theta_U; \quad I_{XU} = -i_a \sin \theta_U - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_c) \cos \theta_U,$$

де i_a, i_c – миттєві значення струмів фаз A і C ; θ_U – кут, відрахований від моменту переходу миттєвого значення напруги фази A з мінуса в плюс.

Перші два члени в дужках виразу (1) є заданою реактивною потужністю $Q_{\text{зад}}$, а третій – фактичною вимірюваною Q .

Усталене значення напруги U за $\Delta U = 0$ досягається за рівності заданої реактивної потужності та вимірюваної.

Напруга інвертора на наступному інтервалі модуляції визначається через характеристику ПЧ $U(f)$ як $U_{n+1} = U(f) + \Delta U_{n+1}$. Під час регулювання на низьких частотах можна використовувати характеристику [1, 6]

$$U(f) = I_{\mu,3} \sqrt{R_C^2 + [2\pi f(L_C + L_0)]^2}, \quad (2)$$

де R_C – опір кола статора, L_0 – взаємна індуктивність статора і ротора; $I_{\mu,3}$ – задане значення струму намагнічування, яке можна визначити через номінальні значення частоти $f_{\text{ном}}$ і напруги $U_{\text{ном}}$ за формулою $I_{\mu,3} \approx U_{\text{ном}}/2\pi f_{\text{ном}}(L_C + L_0)$.

За навантаження двигуна напруга повинна збільшуватися задля компенсації падіння напруги на опорах, за частотного керування – за рахунок ІР-компенсації, за векторного – автоматично. Під час регулювання за реактивною потужністю можна враховувати ІР-компенсацію, а можна не враховувати, все одно вона буде врахована у разі зміни напруги за реактивною потужністю. Однак якщо її враховувати, підвищується швидкодія АЕП за рахунок попереднього впливу на потокозчеплення ротора, яке остаточно відрегулюється регулятором реактивної потужності.

Розрахунок за приведеними виразами проводиться на кожному інтервалі дискретності за частоті модуляції, що вимірюється в кілогерцах.

Відповідно до розрахункових значень напруги і частоти формуються фазні напруги ПЧ.

Якщо напруга розраховується мікропроцесорною системою керування за досить простою формулою (1), то для розрахунку частоти використовується активна складова струму відносно ЕРС I_{RE}

$$I_{RE} = \sqrt{I^2 - \frac{UI_{XU} - I^2 \omega L_C}{\omega L_r}} \quad (3)$$

з обчисленням квадратного кореня мікропроцесорною системою керування.

Однак підвищення точності визначення I_{RE} мало ефективного, оскільки частота ковзання

$$f_s = \frac{1}{2\pi\Psi_r} R_r I_{RE}, \quad (4)$$

отже, і швидкість все одно залежить від температурної зміни опору ротора R_r . Тому струм I_{RE} досить визначати приблизно, а за високих вимог до точності регулювання швидкості застосовувати систему з датчиком швидкості. Можливо також застосування адаптивної системи керування АЕП.

Неточність визначення I_{RE} , крім точності регулювання швидкості, не погіршує інші показники якості АЕП, оскільки завдяки регулятору напруги у всьому діапазоні регулювання швидкості забезпечується необхідне потокозчеплення ротора, на відміну від векторної системи керування, в якій неточність вимірювання вектора струму відносно ЕРС I_{RE} впливає на потокозчеплення ротора та на здатність навантаження і перевантаження АД.

Задля спрощення розрахунків регулювання швидкості замість активної складової струму відносно ЕРС I_{RE} можна використовувати активну складову струму відносно напруги I_{RU} . Похибку, що виникає у визначенні частоти ковзання можна зменшити, наприклад, під час налагодження

електропривода, зміною коефіцієнта пропорційності k_f між активною складовою струму та частотою ковзання на величину, яка приблизно враховує відношення I_{RE}/I_{RU} . Це не має істотного впливу на точність регулювання швидкості, яка все одно залежить від температурної зміни опору ротора R_r , а система регулювання при цьому значно спрощується через відсутність необхідності визначення I_{RE} за формулою (3). Це видно з структурної схеми системи регулювання, яку наведено на рис. 1, де позначено: КП – координатний перетворювач; ДШ і РШ – датчик і регулятор швидкості; n , n_3 – швидкість і задане значення швидкості; U_d – вхідна напруга інвертора (схема, яка забезпечує напругу U незалежно від зміни U_d , входить в склад інвертора); K_f – коефіцієнт регулятора частоти. Вказаний сигнал I_{RU} позначений пунктирною стрілкою.

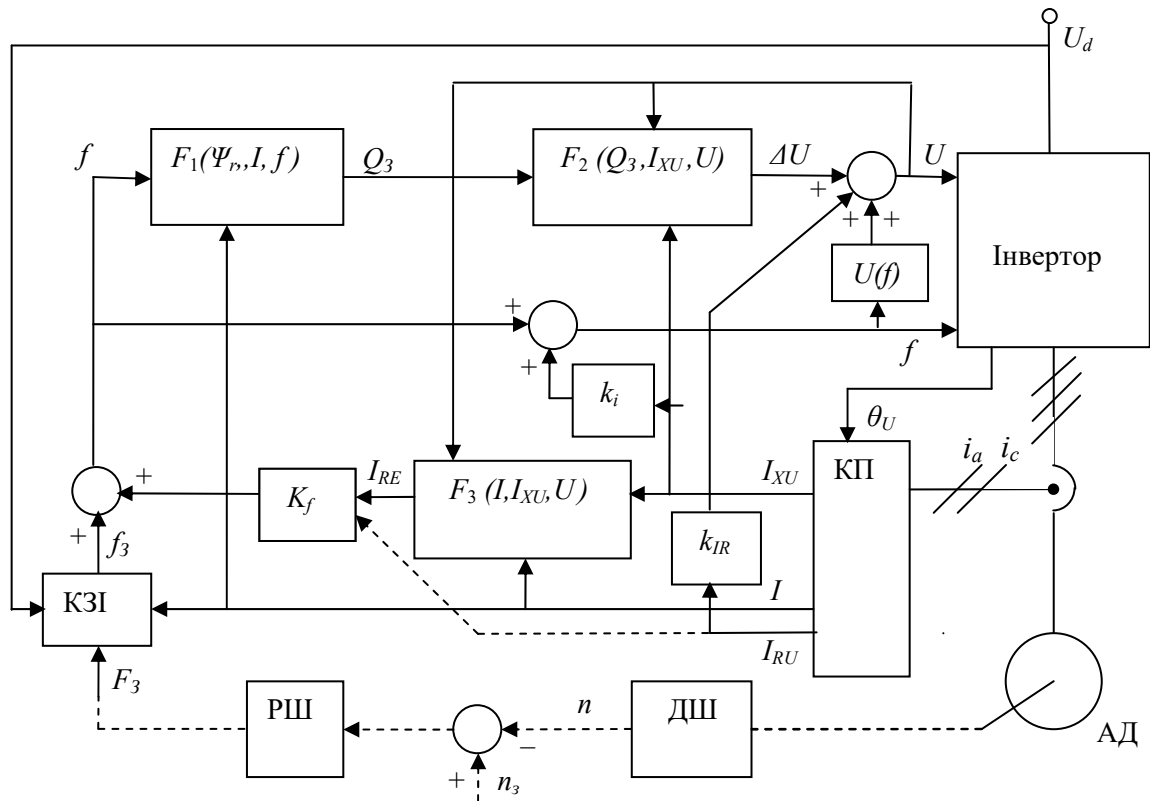


Рис. 1

Функціональні блоки виконують наступні операції: F_1 визначає значення заданої реактивної потужності $Q_3 = I^2 \omega L_c + \omega \Psi_{r3}^2 / L_r$; F_2 – напругу U відповідно до формули (1); F_3 – виконує операції відповідно до формули (3).

На рис. 1 також позначено: КЗІ – керований задатчик інтенсивності, який керує частотою що задається f_3 : обмежує темп зміни f_3 у разі великої швидкості зміни частоти F_3 на вході задатчика інтенсивності, яка задається; забороняє збільшення частоти у разі перевищення струмом I допустимого значення або знижує через велике перевищення; забороняє зниження частоти через перевищення вхідною напругою інвертора U_d допустимого значення [6]; k_{IR} – коефіцієнт ІР-компенсації, який збільшує напругу перетворювача на величину падіння напруги на внутрішніх опорах АД за струму I ; k_i – коефіцієнт зворотного зв'язку за реактивною складовою струму задля забезпечення стійкості системи автоматичного регулювання на низьких частотах ПЧ [8].

Різниця в сигналах I_{RU} та I_{RE} видна з осцилограми на рис. 2, на якій показано процес скидання та накидання навантажувального моменту АД за швидкості \bar{n} , яка приблизно дорівнює заданій $\bar{n}_3 = 1$ Гц [2]. Тут і далі швидкість вимірюється частотою обертання наведеного до однієї пари полюсів АД $\bar{n} = pn$, тому масштаб швидкості і частоти однаковий, а $\bar{n}_3 = f_3$. На осцилограмі I_{RU} більше I_{RE} приблизно в 1,2 рази, у стільки ж разів доцільно зменшити коефіцієнт k_f . Похибка у визначенні k_f на інших частотах не так суттєва, оскільки частота ковзання згідно з формулою (4) у більшій мірі залежить від температурної зміни опору ротора R_r . Осцилограма знято на

електроприводі ЕКТ4 Запорізького електроапаратного заводу з АД 30кВт. Момент надався співвісним двигуном постійного струму з керованим випрямлячем.

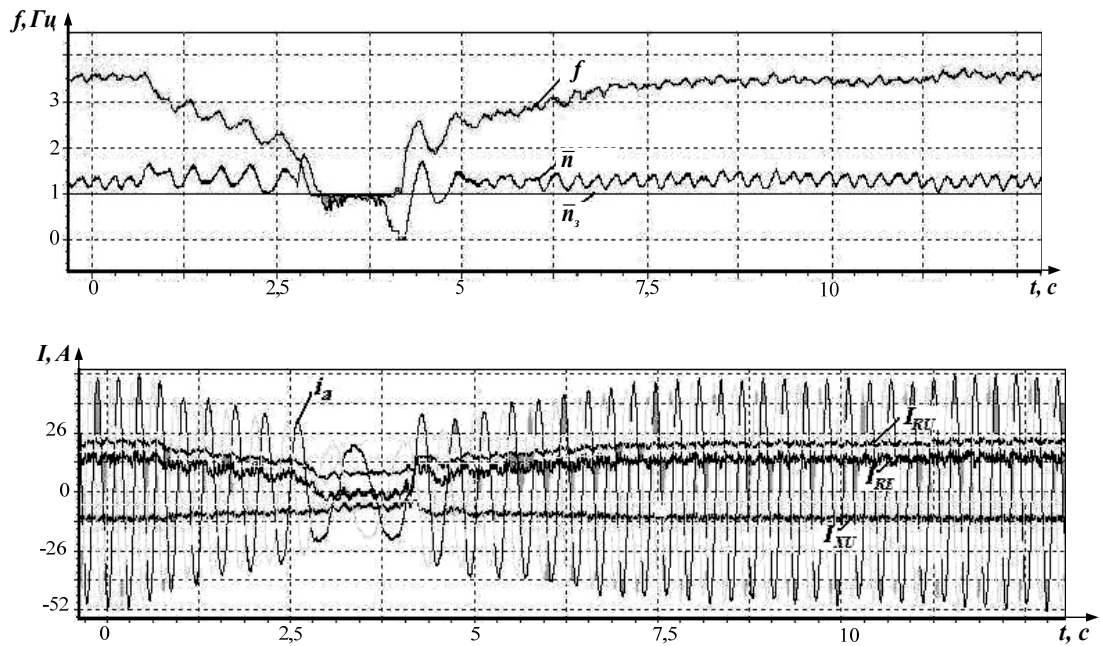


Рис. 2

Для визначення похибки швидкості на рис. 3 наведено результати моделювання за спрощеною системою регулювання (рис. 3, а) і з розрахунком I_{RE} за формулою (3) (рис. 3, б) у разі зміни швидкості від нуля до 2 Гц і назад при ненагрітому двигуні (верхні осцилограми на рис. 3, б) і нагрітому за умови температурного збільшення опору обмоток двигуна в 1,5 рази, що відповідає зміні температури обмоток приблизно на 100°C (нижні осцилограми на рис. 3, а). Математична модель враховує повну систему диференціальних рівнянь АД [8]. За основу взяті параметри двигуна 30 кВт і реальний момент інерції навантажувального механізму, як на рис. 2.

Під час моделювання приймалися наступні параметри:

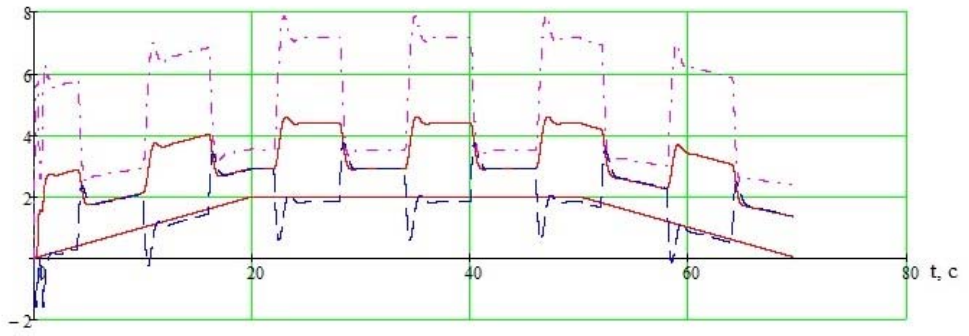
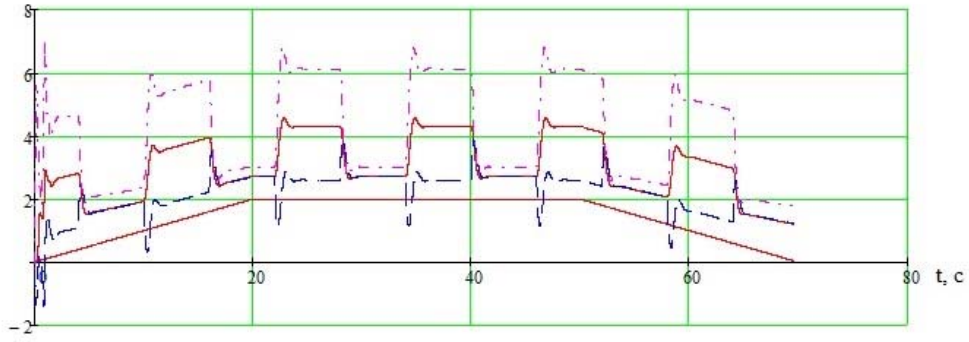
- параметри двигуна: $U_{\text{ном}} = 380 \text{ В}$; $f_{\text{ном}} = 50 \text{ Гц}$; $p = 2$; $R_r = 0,17 \text{ Ом}$; $R_c = 0,21 \text{ Ом}$; $L_0 = 0,0286 \text{ Гн}$; $L_r = 0,03 \text{ Гн}$; $L_c = 0,0011 \text{ Гн}$;
- сумарний момент інерції вала двигуна та навантажувального механізму $J = 5,1 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, електромеханічна стала часу $T_M = 0,15 \text{ с}$;
- параметри регулятора: $k_f = 0,03 \text{ Гц/А}$; $k_{IR} = 0,21 \text{ Ом}$; $k_{int} = 5,26 \text{ В/(А}\cdot\text{с)}$. На рисунках представлено процеси за $k_p = 0$. У разі необхідності підвищення швидкодії можна вводити цей коефіцієнт.

На рис. 3 позначено: безперервними лініями – задана швидкість АЕП f_3 і вихідна частота ПЧ f ; пунктирною лінією – приведена до однієї пари полюсів АД швидкість АЕП \bar{n} ; штрих-пунктирною – напруга ПЧ U , яка приведена до вихідної частоти ПЧ, виходячи з лінійної характеристики $U/f = \text{const}$ ($380\text{В}/50\text{Гц}$). За спрощеної схеми за рахунок того, що $I_{RU} > I_{RE}$, швидкість дещо збільшується. Як вказано вище, це збільшення можна компенсувати коефіцієнтом k_f , але істотним є те, що характер перехідних процесів і навантажувальна і перевантажувальна здатність АД при цьому не змінюється.

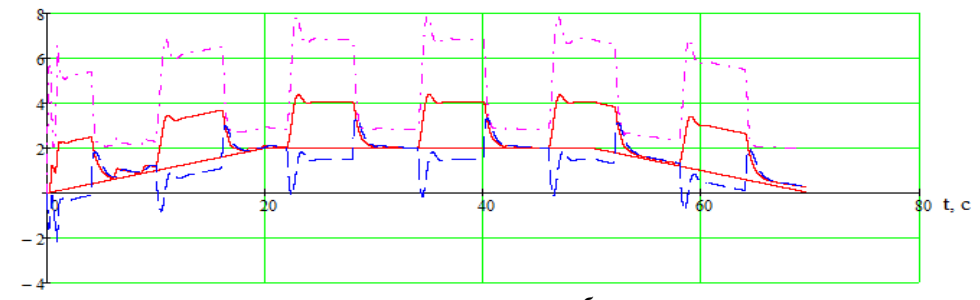
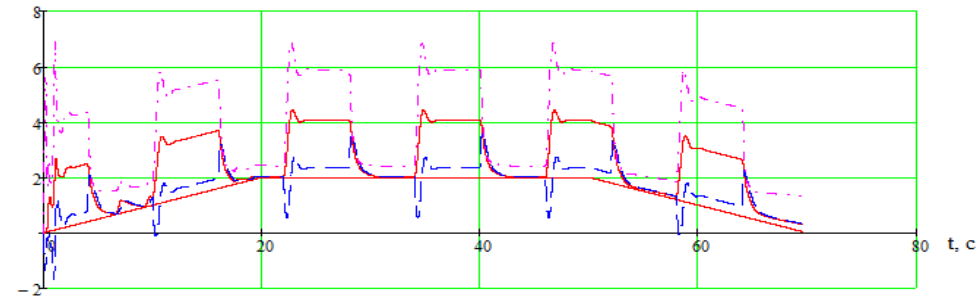
За частот до 50 Гц також не видно суттєвої відмінності швидкості \bar{n} від \bar{n}_0 навантаженого та ненавантаженого АД (рис. 4) [8]. Представлено поступову зміну вихідної частоти ПЧ в асинхронному ЕП ЕКТ4 від 1 до 45 Гц за номінального навантажувального моменту (рис. 4, а) і від 50 до 0 Гц – у режимі неробочого ходу (рис. 4, б).

У разі зміни температури графік швидкості зрушуватиметься вгору чи вниз, але важливим є те, що на механічному моменті і здатності навантаження АД це не позначається.

Задля реалізації цієї програми за спрощеною структурною схемою не обов'язково застосування потужних і досить дорогих мікропроцесорних контролерів з обчисленням з плаваючою точкою, досить простого та дешевого 16-розрядного мікроконтролера, наприклад, dsPIC30F або dsPIC33F фірми Microchip з реалізацією програм множення та поділу асемблерними вставками.

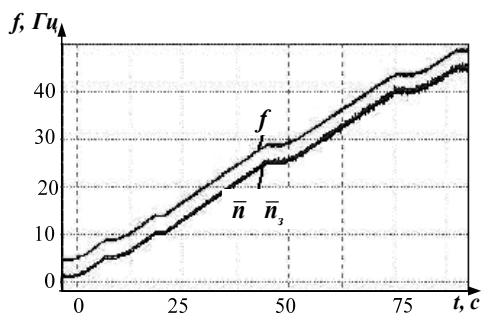


a

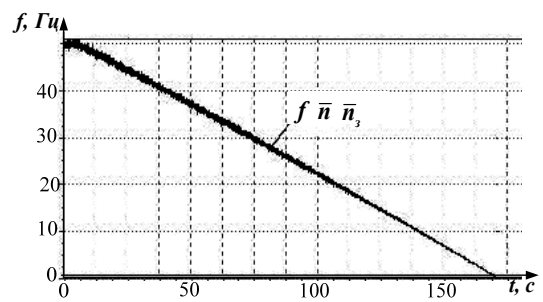


б

Рис. 3



a



б

Рис. 4

Параметри АД можна визначити за його паспортними даними або за допомогою програми попереднього самоналаштування, що передбачає тестові режими для АД та автоматичне уведення параметрів у пам'ять мікроконтролера [8].

Швидкодія електроприводу забезпечується системою оптимального регулювання [6–8], де керований задатчик інтенсивності КЗІ забезпечує оптимальні процеси у разі зміни заданого значення частоти F_3 під час накиду та скидання навантаження і за рахунок обмеження струму та напруги, а також за рахунок компенсації ковзання, IR-компенсації і характеристики (2) через роботу на низьких частотах. Така система апробована на сотнях електроприводів, випущених Запорізьким електроапаратним заводом і раніше існуючим УкрНДІ силової електроніки «Перетворювач».

Задля забезпечення стійкості систем регулювання на низьких частотах вводиться додатний зворотний зв'язок за реактивною складовою струму [8] (яка помножується на k_i на рис. 1).

У разі перекомпенсації ковзання, яка визначається можливими температурними змінами опорів обмоток двигуна і характеризується відносним відхиленням різниці усталеної $n_{уст}$ та заданої n_3 швидкостей від фактичного ковзання n_s

$$k = \frac{n_{уст} - n_3}{n_s},$$

в [8] одержана умова стійкості для інтегрального регулятора

$$k < \frac{T_{int}}{T_M (1 + (T_C / T_{int}))}, \quad (9)$$

де T_C – постійна часу кола статора, включаючи можливу довжину кола між інвертором і двигуном.

У разі перенесення інтегральної ланки регулювання в коло зворотного зв'язку вона стає інерційною ланкою регулювання. Тому, якщо представити коефіцієнт регулятора частоти K_f на рис. 1 передавальною функцією у вигляді інерційної ланки

$$K_f = k_f / (1 + pT_{int})$$

з пропорційним коефіцієнтом k_f і постійною часу T_{int} , яка чисельно дорівнює постійній часу інтегрування інтегрального регулятора частоти, умова стійкості (9) не змінюється, а стійкість системи регулювання за перекомпенсації ковзання забезпечується вибором відповідної постійної часу T_{int} без суттєвого впливу на перехідні процеси електропривода, які визначаються керованим задатчиком інтенсивності КЗІ.

На верхній осцилограмі рис. 3, а за навантаження усталена частота $f_{уст} = 4,3$ Гц, задана швидкість $n_3 = 2$ Гц, фактична швидкість $n_{уст} = 2,7$ Гц, фактичне ковзання $n_s = f_{уст} - n_{уст} = 1,6$ Гц, коефіцієнт перекомпенсації $k = (2,7 - 2) / 1,6 = 0,44$ (44 %).

Під час моделювання прийнято величину $T_{int} = 134$ мс, за якої гранично допустима перекомпенсація $k = 0,88$ (88%), тому стійкість системи регулювання у разі перекомпенсації 44% забезпечується.

На рис. 5 наведено результати моделювання з параметрами як на верхній осцилограмі рис. 3, а, але з $T_{int} = 50$ мс. При цьому $k > 0,88$ і система нестійка. На рис. 5, б $t = 3 \div 45$ с.

Регулятор реактивної потужності є додатковим контуром до системи оптимального регулювання. Він доводить поточозчеплення ротора, яке приблизно визначене за рахунок IR-компенсації і компенсації ковзання з урахуванням характеристики $U(f)$, до значення, що вимагається. За невеликої різниці цих значень регулятор реактивної потужності, який визначається коефіцієнтами k_p, k_{int} , може і не бути швидкодіючим.

Підвищення швидкодії системи регулювання за рахунок додатного зворотного зв'язку за струмом за компенсації ковзання і приблизному попередньому обчисленні IR-компенсації є ще однією перевагою перед векторною системою керування. Це видно на розрахункових осцилограмах за ідентичних параметрів електроприводів з тією та з іншою системами керування, наведених в [1].

Безперервний діапазон регулювання швидкості в області нульового значення підтверджується розрахованою осцилограмою на рис. 6, аналогічною наведеної на рис. 3, але зі зміною швидкості від +1 до -1 Гц. З осцилограми видно, що через перехідні процеси швидкість може змінювати знак.

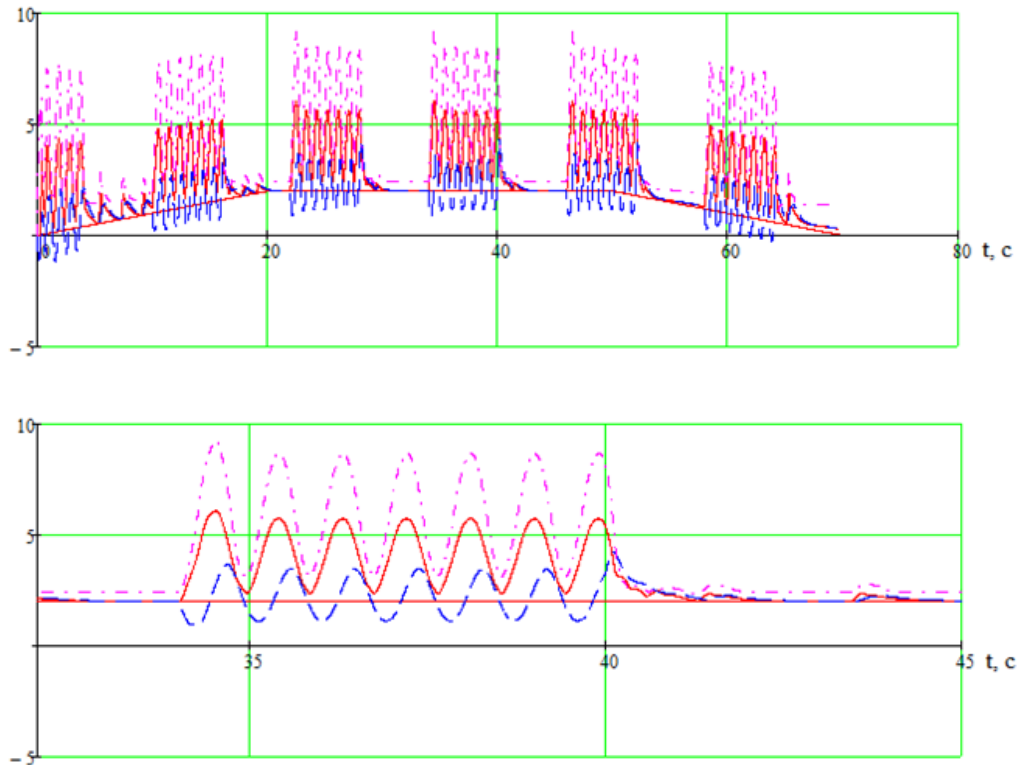


Рис. 5, а, б

Швидкодія АЕП досягається за рахунок сумісної дії апробованого на великій серії електроприводів оптимального регулювання і регулятора реактивної потужності. Регулятор реактивної потужності за рахунок стабілізації поточкозчеплення ротора забезпечує регулювання в близькому до нуля діапазоні частот.

Висновки. Обґрунтовано переваги асинхронного електропривода з керуванням за реактивною потужністю – безперервний діапазон регулювання швидкості, включаючи нуль, незалежно від зміни навантажувального моменту АД, незалежність навантажувальної та перевантажувальної здатності від температурної зміни параметрів АД, швидкодіюче

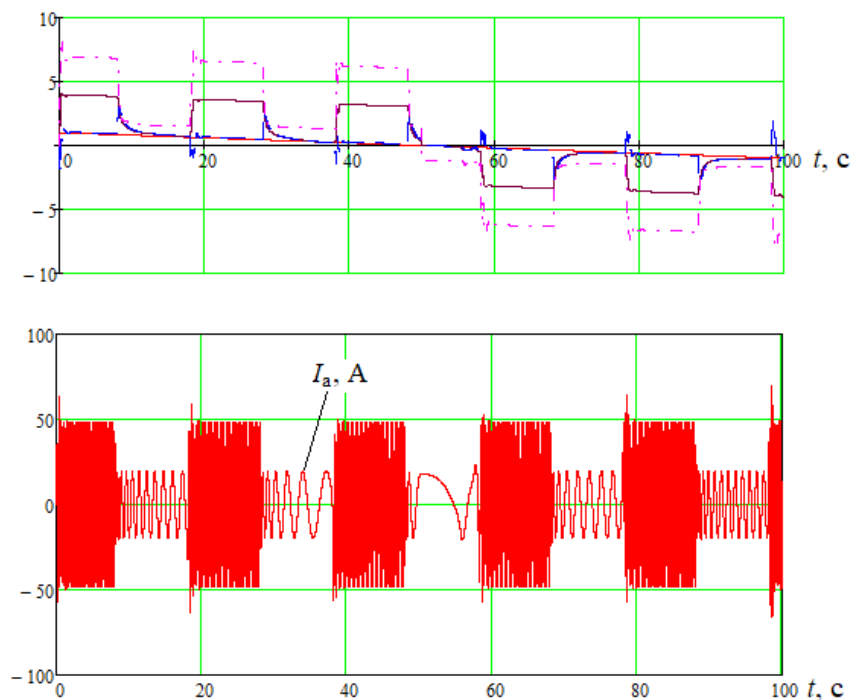


Рис. 6

регулювання, спрощення системи керування АЕП. Регулятор реактивної потужності забезпечує регулювання на низьких частотах, програма оптимального мікропроцесорного керування – швидкодію АЕП. Забезпечується стійкість системи регулювання на низьких частотах і стійкість у разі перекомпенсації ковзання. Система керування АЕП спрощується, тому що для забезпечення роботи на низьких частотах не вимагається складних програм адаптації до зміни параметрів АД і високопродуктивних мікроконтролерів. Без суттєвого зменшення точності регулювання швидкості систему керування можна ще більше спростити і реалізувати на звичайних 16-розрядних

мікроконтролерах. За високих вимог до точності регулювання швидкості використання адаптації до зміни параметрів АД не буде впливати на працездатність електропривода, як у разі векторного керування за неякісної адаптації. Асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужністю рекомендується до застосування в електроприводах з високою якістю регулювання швидкості.

1. Чепкунов Р.А. Асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужністю. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 5. С. 49–54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.049>
2. Blaschke F. The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines. *Siemens Rev.* 1972. 39. Pp. 217–220.
3. Пересада С.М. Обобщенная теория векторного управления асинхронным электродвигателем. Часть I. Проблема векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы. *Технічна електродинаміка*. 1999. № 3. С. 27–31.
4. Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным электроприводом. Запорожье: ЗНТУ, 2009. 352 с.
5. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом. *Электротехника*. 2003. № 7. С. 7–17.
6. Чепкунов А.И. Оптимальное микропроцессорное управление электроприводом. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2003. № 1. С. 106–108.
7. Чепкунов А.И. Эффективное управление асинхронным электроприводом. *Технічна електродинаміка*. 2006. № 2. С. 52–57.
8. Чепкунов Р. Регулирование электроприводов с косвенным измерением скорости. Saarbrücken, Deutschland: LAP Lambert Academic Publishing, 2015. 204 с.

APPLYING OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH REACTIVE POWER CONTROL

R.A. Chepkunov

Science-industrial enterprise “Elektronik, LTD”

st. Rustavi, 5 - 204, Zaporihzhzia, 69055, Ukraine.

E-mail: elektronick.ltd@gmail.com

The practical issues of using an asynchronous electric drive with reactive power control with ensuring the independence of the load and over load capacity from changes of induction motor parameters, uninterrupted diapason of speed regulation, including zero, fast regulation and simplification of the microprocessor control system are considered. It is show what it may be to implement. References 8, figures 6.

Key words: asynchronous electric drive, magnetic flow of rotor, changes of induction motor parameters.

1. Chepkunov R.A. Asynchronous electric drive with reactive power control. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 5. Pp. 49–54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.049>. (Ukr)
2. Blaschke F. The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines. *Siemens Rev.* 1972. 39. Pp. 217–220.
3. Peresada C.M. General theory of vector control of asynchronous mortor. Part I. Problems of vector control in asynchronous electric driver: short review and formulation of problem. *Tekhnichna elektrodynamika*. 1999. No 3. Pp. 27–31. (Rus)
4. Potapenko E.M., Potapenko E.E. Robust algorithms of the vector control of electric drive. Zaporohzje: ZNTU, 2009. 352 p. (Rus)
5. Vinogradov A.B., Chistoserdov V.M., Sibircev A.N. Adaptation system of vector controlling of asynchronous electric drive. *Elektrotekhnika*. 2003. No 7. Pp. 7–17. (Rus)
6. Chepkunov A.I. Optimum microprocessor controlling of electric drive. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2003. No 1. Pp. 106–108. (Rus)
7. Chepkunov A.I. Effective controlling of asynchronous electric drive. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2006. No 2. Pp. 52–57. (Rus)
8. Chepkunov R. Regulation of electric drives with indirect measuring of speed. Saarbrücken, Deutschland: LAP Lambert Academic Publishing, 2015. 204 p. (Rus)

Надійшла 18.08.2022
Остаточний варіант 27.03.2023

ELECTRODYNAMICS OF HIGH-PRECISION ITERATIVE FEED ELECTRIC DRIVE OF MACHINING CENTER WITH INERTIAL LOAD

O.A. Khudiayev^{*}, D.O. Pshenychnykov^{**}, V.B. Klepikov^{***}, B.V. Vorobiov^{****}

National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,

Kirpichova str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine.

E-mail: pshenichdm@gmail.com

The kinematical diagram and refined mathematical model of steady motion in machining mode of high-precision iterative multichannel differential-gearless electric feed drive of machining center with substantially inertial working tool are presented. The structural-algorithmic diagram of a three-channel control system of an electric drive, represented by various options for implementing an iterative algorithm for the interaction of control channels is given. Concretization of computer model is completed to simulation of movements of iterative two- and three-channel electric drive with subordinated adjustment of control channels, destined for displacement of working tool feed mechanism in face milling mode. Comparative assessment in time and frequency areas of quality indicators to improve the feed accuracy using the proposed multichannel electromechanical system is completed. Comparison is made with similar on purpose, but different on speed of operation, modern single-channel gearless feed electric drives, which traditionally used on heavy metal cutting machines and machining centers. It is shown that in compensated two- and three-channel electric drive compared to even broadband single-channel asynchronous feed electric drive with frequency-current vector control a significant increase not only in speed of operation, but also in the dynamic accuracy of feed control practically in the entire range of working tool movements can be achieved. It is determined that iterative three-channel electric drive potentially provides a level of quality control of the working tool, unattainable not only in the corresponding traditional single-channel electric feed drives of various types, but in a similar construction two-channel differential-reducer feed electric drive. References 10, figures 5, table 1.

Key words: iterative multichannel electric drive, differential-gearless electric drive, bandwidth, static and dynamic accuracy.

Introduction. Raise static accuracy and, especially, dynamic accuracy of inertia working tools (WT) feed mechanisms (FM) servo electric drives (ED) of heavy cutting machines and machining centers (MC) is one of the important problems facing to designers of program-controlled ED of machining industrial facilities [1, 2]. The multichannel electric drives of FM designed by an iterative [3] or close to it [4-7] principles have considerable potential advantages on dynamic indexes of WT position control quality compared with traditional one-channel feed ED of machines and MC [8].

Formulation of the problem. Iterative multichannel FM ED with summing mechanical differentials (MD) under condition of compensation in such drives of a negative dynamical interference of channels (DIFC) on loading have all properties of iterative high-precision control systems [3]. Thus, in control channels of multichannel feed ED can be applied well completed and unified typical tunings of an electrodynamic, for example, by a principle of subordinated control systems (SCS) [8].

It is established in [8], that speed and accuracy of iterative multichannel feed ED including ED with MD and typical tuning of channels, depend not so much on torque overload capacity, as from bandwidth of the drive of final precise control channel. Comparative raise of speed and efficiency of corresponding multichannel differential FM ED will be various depending on type of a drive power part of precise channel. Additional decrease of control processes regulation time by multimotor inertia FM with MD is possible by including to differential drive mechanism (DM) the readjusted raising gearbox (RRG) and excluding transmission.

It is shown in [9], that compensated multichannel differential-gearless feed ED with RRG and SCS-adjustment of channels with reference to feed of heavy cutting machine WT with numeric control (NC) realizes potential advantages of iterative ED on speed and accuracy of control. It is established, that coordinated use of possibilities of RRG and NC system in each calculated zone of machine WT displacements allows adjusting effectively a mode of series-parallel interacting of main and refinement drives of multimotor FM without an essential modification of control channels typical tuning and DM design. It is necessary for providing of as much as possible accessible control quality of multichannel differential-gearless feed ED in all range of WT feed. Results of computer simulation presented in [9], have shown, that iterative three-channel

© Khudiayev O.A., Pshenychnykov D.O., Klepikov V.B., Vorobiov B.V., 2023

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0003-3344-4559>; ** <https://orcid.org/0000-0002-1243-168X>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-2337-4235>; **** <https://orcid.org/0000-0002-0264-354X>

FM ED with RRG potentially provides control speed operation of machine WT feed, which unattainable not only by traditional one-channel direct-drive feed ED of various types, but also by similar on construction double-channel differential-gearred FM ED.

At the same time, problems of potentially accessible raise of inertia WT feed control accuracy by means of iterative multichannel FM ED with RRG and typical tuning of channels demand the further analysis, concretization and a quantitative estimation. Thereby the comparative estimation of control accuracy indexes of such multichannel feed ED with the broadband precise channel and modern one-channel direct-drive FM ED with control system SCS-adjustment and various types of drive power part is of interest: on the basis of DC actuating motors (AM) (PWM-DC motor type) and AC motors (FC-IM type). In this sense, such results are logical prolongation and development of results obtained in [9].

The paper purpose is deriving of the specified mathematical model of three-motor drive (taking into account DIFC on loading) and a comparative estimation of control accuracy raise potential efficiency of compensated iterative two- and three-channel differential-gearred FM ED with RRG and typical tuning of control channels with reference to inertia WT feed of NC WorkCentre of «Horizontal machining centre ИР1600ПМФ4» type (machine mass of 85 tons) [10].

Material of researches. The high precision WorkCentre ИР1600ПМФ4 with a program control contour-positional system and tool automatic change is made with console less twin-spindle machine head which located into a longitudinal-mobile rack, moved on a skid (Fig. 1). Skids, rack and the spindle head have lateral movement on the frame (axis X , on distance to $S_{WT}=3200$ mm).



Fig. 1

Proposed iterative multichannel differential-gearred feed ED includes for observed WorkCentre (on axis X) first channel (main) K-1, second (refinement) K-2 and the third (precise) K-3 angle control channels with corresponding subordinated speed loops which have been adjusted on a symmetric optimum. Variants (a and b) of the generalized structurally-algorithmic scheme of a three-channel differential-gearred FM ED control system with system of differentials MD1-MD2, RRG, the coupling muff CM and the load torque accounting: M_{11} , M_{12} , M_{13} , converted to outputs of corresponded control open loop channels are displayed on Fig. 2. In addition are marked out on figure: $i_{RRG,1+2+3}$ and C_{LS} – RRG reduction ratio and a transfer ratio of ball screw lead screw (LS); $R_i^*(p)$ ($i=1,2,3$) – differential operators of separate drives position open loops taking into account corresponding control and actuating devices; $W_{T_i}(p)$ and $E_{c_i}(p)$ ($i=1,2,3$) – differential operators of speed loops on the loading torque T_{l_i} ; and errors of separate drives speed loops; $p=d/dt$ – differentiation operator on time. Both structures (Fig. 2 a, b) are equivalent from the point of view of properties of observed iterative three-channel system.

It is supposed, that electric drives of main K-1 and refinement K-2 channels of double-channel differential-gearred FM ED, included in three-channel WT feed control system, are designed based on typical machine transistor DC ED with power parts of PWM-DC motor type. In this case modern modifications of widely known deeply regulated kit DC ED of Mitsubishi Electric series MR-J2S and MR-J3, for example, model MR-J3-DU37KA can be used. As M1 AM of main drive and M2 of refinement drive of double-channel FM ED with RRG is offered to be used great torque reverse DC motors with permanent magnets of series ПВ type ПФВ160С ($P_{nom,1}=7,5$ kW; $T_{nom,1}=143,2$ Nm) and series ПВ type ПБВ160М ($P_{nom,2} = 4$ kW) (Ukraine).

Additional third precise channel K-3 in three-channel differential-gearred WT feed ED it is offered to design based on an AC-drive. Thus, the servodrive of precise channel K-3 can be realized based on induction motor M3 with the squirrel cage rotor (a slip-ring motor), matching on the torque and power to AM of base ED. For example, ABB corporation IM type M3AA180MLA ($P_{nom,3} = 11$ kW; $T_{nom,3} = 143,7$ Nm) or Siemens IM type 1LA5186-8AB ($P_{nom,3} = 11$ kW; $T_{nom,3} = 144,9$ Nm) are suitable for WorkCentre ИР1600ПМФ4. For M3 control it is offered to use broadband kit AC ED (FC-IM type) with frequency-current vector control on the basis of a modular frequency converter (FC) corporation Invertek Drives series

Optidrive Plus 3GV models OPD-52220-IN, 200-240 V, 3AC ($P_{nom,FC} = 22$ kW) or Siemens series Sinamics G120 model Sinamics G120, 380-480 V, 3AC ($P_{nom,FC} = 30$ kW).

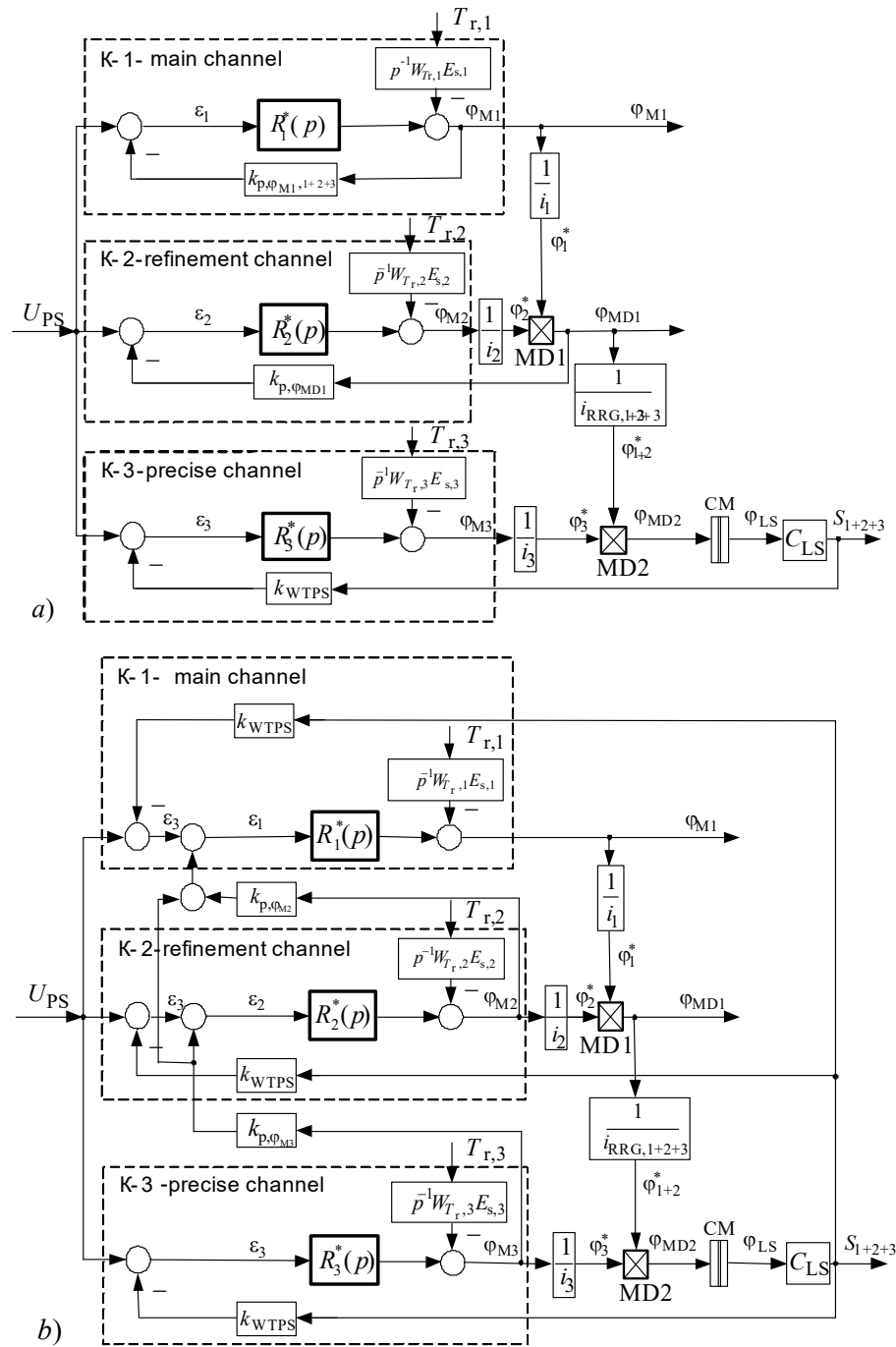


Fig. 2

Comparison is made with analogous to destination typical one-channel (autonomous) direct-drive feed ED of PWM-DC motor and FC-IM type. At simulation of electrodynamic characteristics in one-channel ED as WorkCentre FM drive AM are used accordingly great torque DC motor with permanent magnets ПФВ160S type and IM M3AA180MLA type.

The simplified design scheme of three-motive FM with RRG for three-channel differential-geared WorkCentre WT feed ED is observed in [9]. The matching kinematical scheme of three-channel differential-gear ED with three-motive WT FM (a working rack with a sled) is resulted on Fig. 3 where gear ratios are marked out: $i_1=1,9988$, $i_2=2,0004$, $i_3=2,924584$; $i_{MD1}=i_{MD2}=2$; $i_{RRG,1}=0,125075$, $i_{RRG,1+2}=0,5$, $i_{RRG,1+2+3}=1$; $C_{LS}=3,1831 \cdot 10^{-3}$ m/rad. The operating principle of three-motive FM with RRG is easy for understanding

from figure taking into account given designations (in corresponding iterative double-channel feed ED with RRG are not used motor M3 and gear ratio $i_{RRG,1+2+3}=1$).

The specified mathematical model of three-channel FM ED with RRG in steady modes of the metal

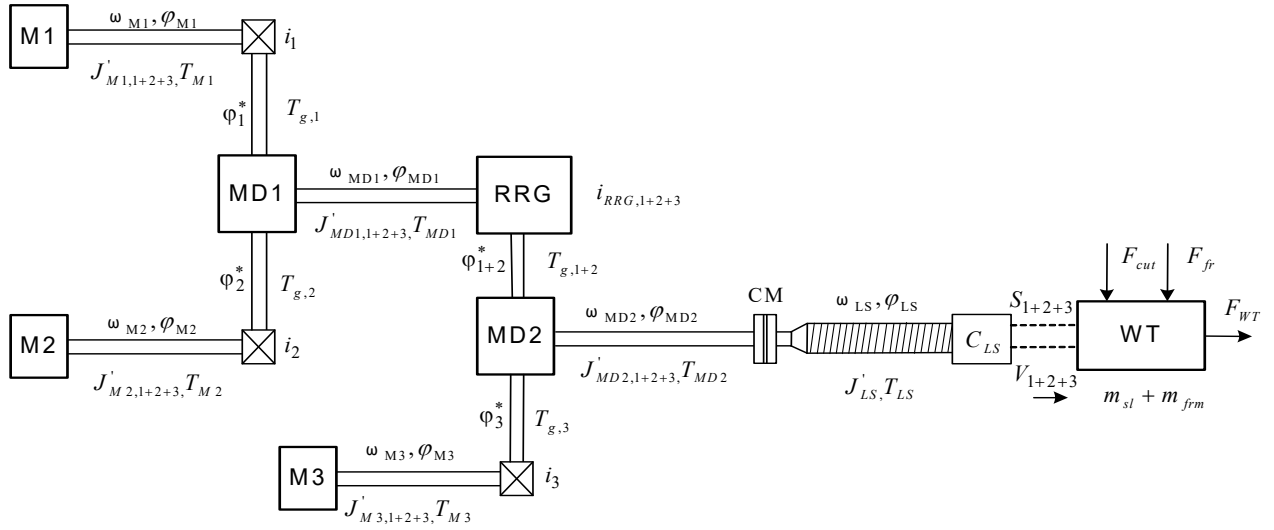


Fig. 3

working (face milling), obtained from Fig. 3 at an assumption of absolute stiffness of mechanical links of a drive kinematic scheme and static character of the reactive load torques on motor shafts, looks like:

$$F_{WT}(t) - m'_{WT,SN} p^2 S_{WT}(t) - F'_{r,WT,SN} = 0; \quad (1)$$

$$S_{WT}(t) = S_{1+2+3}(t) = C_{LS} \Phi_{LS}(t) = C_{LS} \Phi_{MD2}(t) = \frac{t_B}{2\pi} \Phi_{MD2}(t); \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \Phi_{MD2}(t) &= \frac{\Phi_{1+2}^*(t) + \text{sign} \Phi_3^* \cdot \Phi_3^*(t)}{i_{MD2}} = \frac{\Phi_{MD1}(t)}{i_{RRG,1+2+3} i_{MD2}} + \text{sign} \Phi_{M3} \frac{\Phi_{M3}(t)}{i_3 i_{MD2}} = \\ &= \frac{\Phi_{MD1}(t)}{2i_{RRG,1+2+3}} + \text{sign} \Phi_{M3} \frac{\Phi_{M3}(t)}{2i_3}; \\ \Phi_{MD1}(t) &= \frac{\Phi_1^*(t) + \text{sign} \Phi_2^* \cdot \Phi_2^*(t)}{i_{MD1}} = \frac{\Phi_{M1}(t)}{2i_1} + \text{sign} \Phi_{M2} \frac{\Phi_{M2}(t)}{2i_2}; \end{aligned} \right. \quad (3)$$

$$\left\{ \begin{aligned} T_{M1}(t) - J'_{\Sigma,1} p^2 \Phi_{M1}(t) - \text{sign} \Phi_{M2} \cdot J_{1-2} p^2 \Phi_{M2}(t) - \text{sign} \Phi_{M3} \frac{J_{1-3}}{\eta_{s,g} \eta_{MD}} p^2 \Phi_{M3}(t) - T_{r,1} &\cong 0; \\ T_{M2}(t) - J_{2-1} p^2 \Phi_{M1}(t) - \tilde{J}'_{\Sigma,2} p^2 \Phi_{M2}(t) - \text{sign} \Phi_{M3} \frac{J_{2-3}}{\eta_{s,g} \eta_{MD}} p^2 \Phi_{M3}(t) - T_{r,2} &\cong 0; \\ T_{M3}(t) - J_{3-1} p^2 \Phi_{M1}(t) - \text{sign} \Phi_{M2} \cdot J_{3-2} p^2 \Phi_{M2}(t) - \tilde{J}'_{\Sigma,3} p^2 \Phi_{M3}(t) - T_{r,3} &\cong 0, \end{aligned} \right. \quad (4)$$

where

$$F'_{r,WT,SN} \cong C_{LS}^{-1} \eta_s T'_{r,1+2+3,MD2} = \frac{2\pi \eta_s T'_{r,1+2+3,MD2}}{t_B}; \quad (5)$$

$$T'_{r,1} = \frac{T'_{r,1+2+3,MD2}}{4i_{RRG,1+2+3} i_1 \eta_{s,g}^2 \eta_{MD}^2}; \quad T'_{r,2} = \frac{T'_{r,1+2+3,MD2}}{4i_{RRG,1+2+3} i_2 \eta_{s,g}^2 \eta_{MD}^2}; \quad T'_{r,3} = \frac{T'_{r,1+2+3,MD2}}{2i_3 \eta_{s,g} \eta_{MD}}$$

$$T'_{r,1+2+3,MD2} = 0,8T'_{r,w,MD2} = 0,8 \frac{3t_b \{kF_h + [(m_{sl} + m_{fr})g + F_y]f_{rol}\} + 2\pi F'_f (0,032t_b + 2,21 \cdot 10^{-7} k_{\pi} d_{\pi})}{6\pi\eta_b}; \quad (6)$$

$$J'_{\Sigma,1} = J'_{M1,1+2+3} + \frac{4J'_{MD1,1+2+3}i_{RRG,1+2+3}^2\eta_{s,g}\eta_{MD} + J'_{MD2,1+2+3}}{16i_{RRG,1+2+3}^2i_1^2\eta_{s,g}^2\eta_{MD}^2};$$

$$\tilde{J}'_{\Sigma,2} = J'_{M2,1+2+3} + \text{sign}\varphi_{M2} \frac{4J'_{MD1,1+2+3}i_{RRG,1+2+3}^2\eta_{s,g}\eta_{MD} + J'_{MD2,1+2+3}}{16i_{RRG,1+2+3}^2i_2^2\eta_{s,g}^2\eta_{MD}^2};$$

$$\tilde{J}'_{\Sigma,3} = J'_{M3,1+2+3} + \text{sign}\varphi_{M3} \frac{J'_{MD2,1+2+3}}{4i_3^2\eta_{s,g}\eta_{MD}};$$

$$J_{1-2} = J_{2-1} = \frac{4J'_{MD1,1+2+3}i_{RRG,1+2+3}^2\eta_{s,g}\eta_{MD} + J'_{MD2,1+2+3}}{16i_{RRG,1+2+3}^2i_1i_2\eta_{s,g}^2\eta_{MD}^2};$$

$$J_{1-3} = J_{3-1} = \frac{J'_{MD2,1+2+3}}{8i_{RRG,1+2+3}i_1i_3\eta_{s,g}\eta_{MD}}; \quad J_{2-3} = J_{3-2} = \frac{J'_{MD2,1+2+3}}{8i_{RRG,1+2+3}i_2i_3\eta_{s,g}\eta_{MD}}; \quad (7)$$

$$J'_{MD1,1+2+3} = \frac{J'_{MD2,1+2+3}}{i_{MD2}^2i_{RRG,1+2+3}^2} + \frac{J_{s,g,MD2} + J_{\Sigma g,RRG}}{i_{RRG,1+2+3}^2} + J_{\Sigma d.g,RRG} + J_{s,MD1}; \quad J_{s,MD1} = 1,5J_{s,MD2};$$

$$J'_{MD2,1+2+3} = \frac{8(m_{sl} + m_{fr})t_b^2 + \pi^3 d_{LS}^4 l_{LS} \gamma}{32\pi^2} + J'_{CM,1+2+3,MD2} + J_{s,MD2}; \quad J'_{CM,1+2+3,MD2} = 0,1J_{M1};$$

$$J_{s,g,MD2} = J_{s,g,MD1} = \frac{\pi h_{fr} (R_{s,g}^5 - r_{s,g}^5) \gamma}{10(R_{s,g} - r_{s,g})};$$

$$J_{\Sigma d.g,RRG} = \frac{\pi \left[(D_{s,1}^4 - d_{s,1}^4) l_{s,1} + (D_{s,2}^4 - d_{s,2}^4) l_{s,2} + (D_{s,3}^4 - d_{s,3}^4) l_{s,3} \right] \gamma}{32};$$

$$J_{\Sigma g,RRG} = \frac{\pi \left[(D_1^4 - d_1^4) l_1 + (D_2^4 - d_2^4) l_2 + (D_3^4 - d_3^4) l_3 \right] \gamma}{32}; \quad (8)$$

$$\text{sign}\varphi_{M2} = \begin{cases} +1 & \text{with coincident rotation of M2 relatively M1;} \\ -1 & \text{with opposite rotation of M2 relatively M1;} \end{cases}$$

$$\text{sign}\varphi_{M3} = \begin{cases} +1 & \text{with coincident rotation of M3 relatively MD1;} \\ -1 & \text{with opposite rotation of M3 relatively MD1.} \end{cases} \quad (9)$$

Let us note that precise execution of drives motion equations in (4) corresponds to the steady-state static operating modes of three-channel ED.

In equations (1) – (9) and in Fig. 2 indicate: F_{WT} and S_{WT} are the resulting axial feed force and the corresponding machine WT movement (feed); kF_h and F_y are the horizontal (X-axis) and loading (along the vertical Y-axis of the spindle) components of the steady-state value of the circumferential cutting force F ($kF_{h,max} \approx 25500$ N; $F_{y,max} \approx 34425$ N); k is the safety factor, taking into account the distortions in the FM, $k = 1 \div 1,2$; F'_f is the total axial feed force, reduced to SN and determined by the forces kF_h , F_y and rolling friction force of WT sliding carriage: $F'_f = kF_h + (m'_{WT,SN} + F_y)f_{rol}$, $f_{rol} \approx 0,01$ ($F'_{f,max} = 30000$ N); $F'_{r,WT,SN}$ is the steady-state load resistance force during feeding (in metal working mode), created by WT on the LS axis and reduced to SN; T_{M1} , T_{M2} , T_{M3} and T_{MD1} , T_{MD2} are the torques developed by M1, M2, M3 and differentials MD1, MD2 when they work together; $T_{rc,i}$ ($i = 1, 2, 3$) and $T_{rc,1+2}$ are the reactive torques on shafts, respectively, M1, M2, M3 and RRG; $T'_{r,w,MD2}$ is the steady-state torque of load resistance (in the metalworking mode), created by machine WT moving and reduced to MD2 shaft (determined by the rolling frictional forces of the

work rack supports along the frame guides, friction in a screw-nut pair and friction in the bearings of the LS supports, as well as the components of the cutting force F) ($T'_{r,w,MD2,max} \approx 139,944$ Nm); $T'_{r,i}$ ($i = 1, 2, 3$) are the load resistance torques, reduced to the shafts, respectively, M1, M2, M3 ($T'_{r,1,max} \approx 15,028$ Nm; $T'_{r,2,max} \approx 15,016$ Nm; $T'_{r,3,max} \approx 19,828$ Nm); $\varphi_{M1}, \varphi_{M2}, \varphi_{M3}, \varphi_{MD1}, \varphi_{MD2}$ and φ_{LS} are the angles of rotation of shafts M1, M2, M3, differentials MD1, MD2 and LS; $m'_{WT,SN}$ is the mass of WT reduced to SN: $m'_{WT,SN} = m_{sl} + m_{fr} = 45000$ kg; $J'_{MD1,1+2+3}, J'_{MD2,1+2+3}$ and $J'_{M1,1+2+3}, J'_{M2,1+2+3}, J'_{M3,1+2+3}$ are the moments of inertia of DM, reduced, respectively, to the shafts of the differentials MD1, MD2 and to shafts of M1, M2, M3 when they work together as part of a three-channel ED (at $i_{RRG,1+2+3} = 1$): $J'_{M1,1+2+3} = 0,284573$ kgm², $J'_{M2,1+2+3} = 0,332434$ kgm², $J'_{M3,1+2+3} = 0,240153$ kgm²; J_{M1} and $J_{s,MD2}$ are the own moments of inertia of the motor M1 and the output shaft MD2: $J_{M1} = 0,194$ kgm², $J_{s,MD2} = 0,015$ kgm²; $J_{\Sigma d.g.RRG}, J_{\Sigma g.RRG}, J_{s.g.MD2}$ and $J'_{CM,1+2+3,MD2}$ are the moments of inertia of the DM, elements: the driving gears of the RRG, driven gears of the RRG, MD2 first sun gear and reduced one of CM; γ is the density of gear material, for steel $\gamma = 7,8 \cdot 10^3$ kg/m³; g is the acceleration of gravity; $\eta_{s.g.}, \eta_{MD}$ and η_s are the efficiency of a spur gear reducer, bevel MD and a screw-nut type helical gear: $\eta_{s.g.} = 0,985, \eta_{MD} = 0,98, \eta_s = 0,85$.

The generalized functional diagrams of three-channel FM ED with RRG and compared single-channel gearless feed EDs of the PWM-DCM type and the FC-ID type are presented in [9].

Mathematically taking into account the influence of DIFC cross connections on the load on the movement of iterative ED is determined by the system of equations (4) taking into account (6) – (9).

Research results. Computer simulation of electrodynamics of iteration multichannel FM ED with RRG and compared single-channel feed ED is carried out on the basis of the developed mathematical models of the drives motion, in particular the model (1) – (9), taking into account the corresponding structural-algorithmic schemes (Fig. 2, a), technical characteristics of the machine IP1600ПМФ4 and requirements for ED with SCS-adjustment. For all cases, the machine WT feed was simulated in the mode of product face milling (WT position overshoot is not allowed) at the maximum static load of the feed drive. Comparative diagrams for calculating the ED electrodynamics characteristics are shown in Fig. 4 and 5, and the results of a comparative assessment of the obtained drives quality characteristics are in Table.

Given WT zone and displacement	Phase lag decrease in three-channel ED in comparison with one-channel ED (with various types of drives) and with double-channel machine WT feed ED at working off operating sinusoids $U_{ps}(t) = U_{ps,max} \sin 2\pi ft$ ($U_{ps,max} = \text{var}, f = \text{var}$), times					
	30 Hz			364 Hz		
S_S (0,1 μm)	One-channel ED type		Double-channel ED	One-channel ED type		Double-channel ED
	PWM-DCM	FC-IM		PWM-DCM	FC-IM	
	45,7	1,35	2,97	–	1,54	2,36
S_S (0,001 mm)	27,5 Hz			160 Hz		
	One-channel ED type		Double-channel ED	One-channel ED type		Double-channel ED
	PWM-DCM	FC-IM		PWM-DCM	FC-IM	
14	1,463	3,26	2,95	1,17	1,48	
S_M (0,02 mm)	31 Hz			55 Hz		
	One-channel ED type		Double-channel ED	One-channel ED type		Double-channel ED
	PWM-DCM	FC-IM		PWM-DCM	FC-IM	
5,39	3,21	1,135	1,355	1,234	1,209	
S_L (20 mm)	1 Hz			1,6 Hz		
	One-channel ED type		Double-channel ED	One-channel ED type		Double-channel ED
	PWM-DCM	FC-IM		PWM-DCM	FC-IM	
6,27	4,69	1,416	1,31	1,185	1,139	

On Fig. 4 and 5 are marked out: by digits «1», «2» and «3» – drives performances graphs of basic K-1, refinement K-2 and precise K-3 control channels operating at iterative mode; by digits «1+2», «1+2+3» and «1DCM», «1IM» – performances graphs of optimized two- and three-channel differential-gearless ED and compared one-channel (autonomous) ED with a power part accordingly PWM-DCM type and FC-IM type; by digits «1+2*» – performances of double-channel ED, operating as a part of optimized three-channel differential-gearless ED. In table are specified: S_S, S_M and S_L are the zones matching to small, middle and large displacements of WorkCentre WT. Zones of displacements are calculated separately for each variant of a feed drive.

Results of computer researches have displayed considerable potential advantages of iterative multichannel FM ED with RRG not only on comparative decrease of transients time on WT position (first of all,

at the most responsible static modes) [9], but also on WT moving control accuracy at feed dynamic regimes that is expected for iterative systems. High dynamic and precise indexes of three-channel feed ED are caused by essential relative expansion of its bandwidth at operation in the most responsible WT feed range (until $S_{WT}=20$ mm).

Fig. 4 shows comparative frequency characteristics of compensated three-channel ED and optimized double-channel and one-channel (autonomous) feed ED of PWM-DCM type and FC-IM type at working off of sinusoidal inputs of given amplitude in a zone small (*a*, *b*), middle (*c*) and large (*d*) WT displacements: *a* – $S_{WT}=0,1$ μm ; *b* – $S_{WT}=0,001$ mm; *c* – $S_{WT}=0,02$ mm; *d* – $S_{WT}=20$ mm. Researches have shown, that already in a zone of average displacements ($0,02$ mm $\leq S_{WT} < 0,1$ mm) expansion of a bandwidth of double-channel ED in comparison with both types one-channel ED is ensured: for ED of PWM-DCM type – not less than over 1,4 times and for ED of IM type – not less than over 1,2 times. On the first section of a large displacements zone ($0,1$ mm $\leq S_{WT} < 20$ mm) comparative expansions of a bandwidth of double-channel ED are accordingly: over 1,38 times and over 1,27 times.

At the same time, it is established, that in a zone of small displacements (until $S_{WT}=0,001$ mm) a reproduced bandwidth of three-channel ED can be not less than $\omega_{b,1+2+3}=1060$ rad/s (168,7 Hz), that provides bandwidth expansion of three-channel ED not less than over 1,4 times even in comparison with broadband one-channel ED of FC-IM type. In comparison with similar double-channel feed ED with RRG its bandwidth extends on the specified section more than over 2,5 times. Indexes of admissible expansion three-channel ED bandwidth (in comparison with direct-drive one-channel feed ED of both types) sequentially increase in a zone of middle displacements and on the first section of a zone of the large WT displacements.

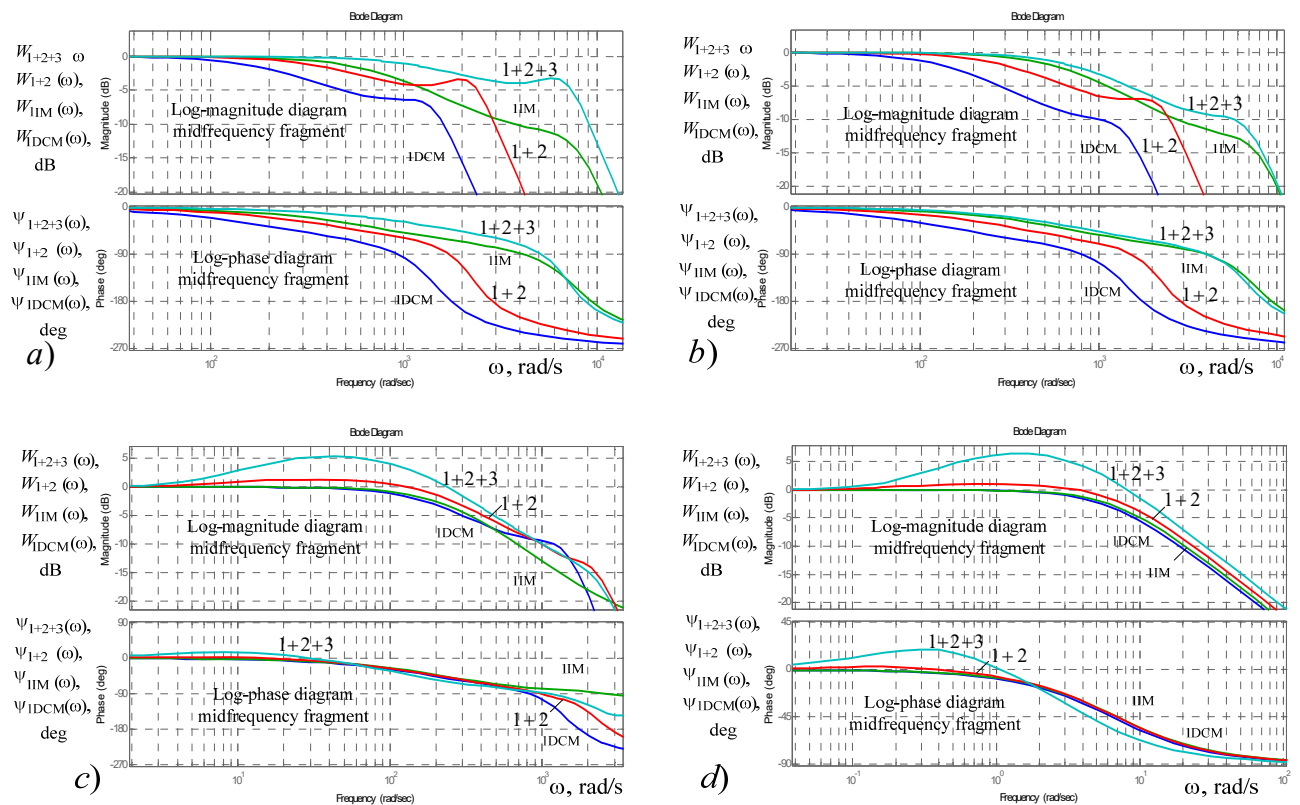


Fig. 4

The greatest effect of control accuracy raise by means of proposed multichannel differential-gear feed ED can be attained at working off varying refinement stimulus (Fig. 5 and Table). For example, at working off a signal of fixed acceleration $U_{PS}(t)=0,2t^2$ [V] ($S_G(t)=0,064t^2$) position error (at feed $S_{WT}=500$ mm) for three-channel drive is only $\varepsilon_{y,1+2+3}=0,22$ mm. There are analogous errors of double-channel ED $\varepsilon_{y,1+2}=5,15$ mm and one-channel ED of PWM-DCM type $\varepsilon_{y,DCM}=143,76$ mm and FC-IM type $\varepsilon_{y,IM}=53,32$ mm, that ensures three-channel ED accuracy advantage over 23,4 times, 653,5 times and 242,4 times accordingly.

Potential accuracy possibilities of multichannel feed ED are manifested in the fullest measure at working off of more complicated small amplitude sinusoidal signals (within $0 < S_{WT} \leq 20$ mm) (see Fig. 5 and Table). On Fig. 5 working off graphs (at steady modes) of sinusoidal signal $U_{PS}(t) = U_{PS,max} \sin 2\pi ft$ ($U_{PS,max} = \text{var}$, $f = \text{var}$) by compensated three-channel ED and compared one-channel (autonomous) feed ED in the given WT displacements zones are resulted: $a - S_S = 0,1 \mu\text{m}$ ($f = 30 \text{ Hz}; 364 \text{ Hz}$); $b - S_S = 0,001 \text{ mm}$ ($f = 27,5 \text{ Hz}; 160 \text{ Hz}$); $c - S_M = 0,2 \text{ mm}$ ($f = 31 \text{ Hz}; 55 \text{ Hz}$); $d - S_L = 20 \text{ mm}$ ($f = 1 \text{ Hz}; 1,6 \text{ Hz}$). Comparative estimation results of operating sinusoids working off accuracy by compensated three-channel machine WT feed ED are presented in Table.

For example, a diminution of a phase lag in three-channel ED at $S_{WT} = 20$ mm and $f = 1$ Hz are: in comparison with one-channel ED of PWM-DCM type – over 6,27 times; in comparison with one-channel ED of FC-IM type – over 4,69 times, in comparison with double-channel ED – over 1,416 times. When oscillations frequency raises, accuracy are diminished, remaining thus more than one (Table).

In summary we will note, that negative effect of DIFC on loading (without connection CCL) noticeably affects on control quality of multichannel differential-geared FM ED only in a zone small, middle and, fractionally, the large WT displacements ($0 < S_{WT} \leq 50$ mm). CCL introduction into feed range $50 < S_{WT} \leq 3200$ mm for raise of control operation speed at static modes is not necessary as practically does not effect on position transients quality in multichannel ED. Connection CCL to system at reproduction of sinusoidal specified stimulus by multichannel ED may be useful at working off of high-frequency sinusoids ($f > 50 \div 100$ Hz) and only in a zone of small WT displacements (amplitude until $S_{WT} = 0,02$ mm).

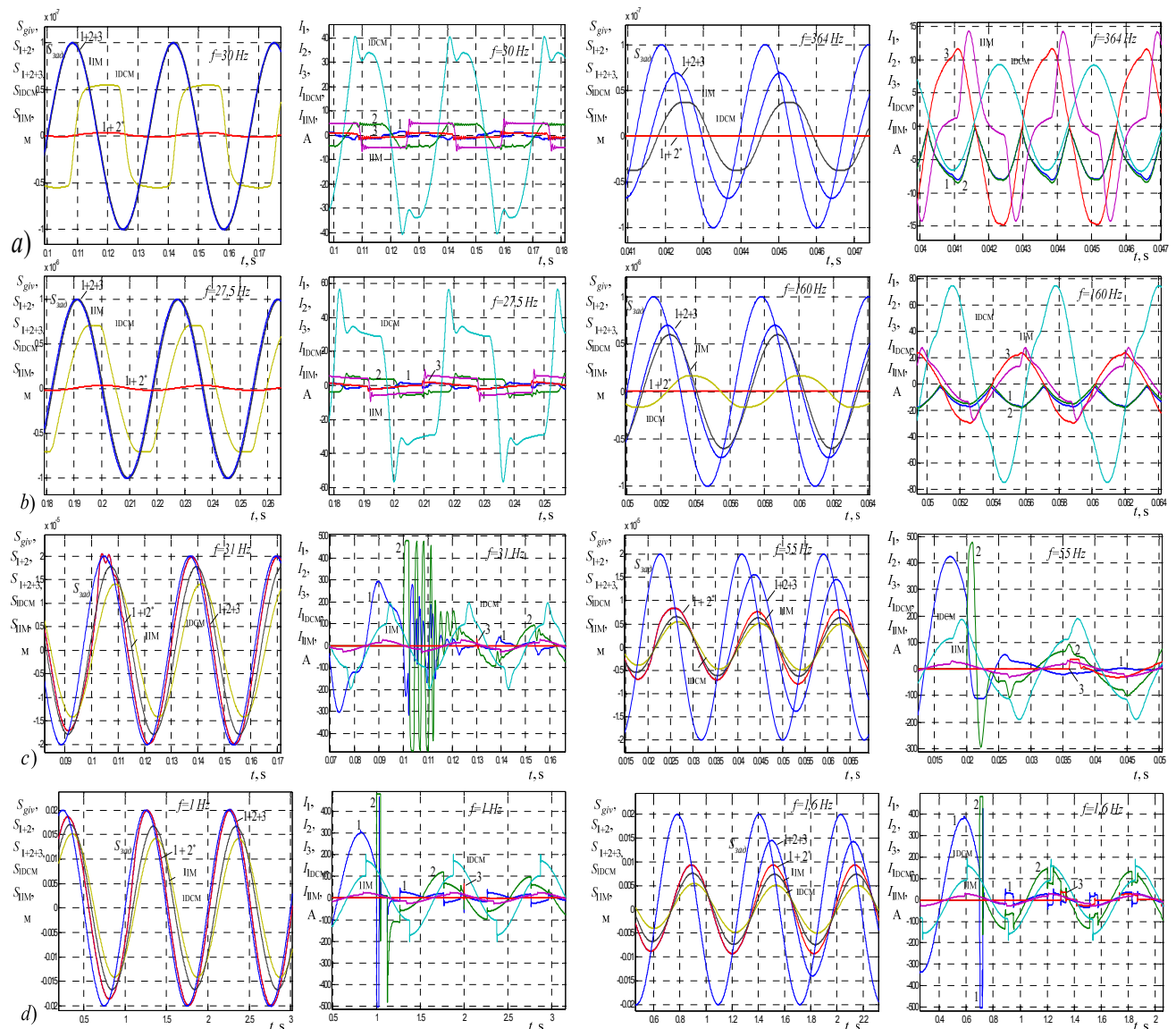


Fig. 5

Conclusions. 1. The kinematic scheme is obtained and the specified mathematical model of the steady drive moving (taking into account DIFC on loading) of iterative three-channel feed ED on the basis of three-motor FM with RRG for WorkCentre with an inertia loading is presented.

2. On an example of a comparative estimation of potential efficiency of double-channel feed ED with channels feeds on base of large torque DCM and three-channel feed ED with the IM drive of the third, precise control channel it is established: at operation at the most responsible zone of small, medium and, fractionally, large machine WT displacements ($0 < S_{WT} \leq 20$ mm) operation speed and a dynamic accuracy of iterative feed ED, including proposed FM ED with RRG, depend both from torque overload capacity, and from drive bandwidth of the last (precise) channel of a multichannel control system. Therefore, it is recommended at selection of the drive power part type of last, precise channel of iterative feed ED to prefer asynchronous ED on the basis of IM and frequency-current vector control.

3. It is established, that the greatest effect of control accuracy raise by means of iterative three-channel differential-gear feed ED of machine WT is attained at working off varying reference signals. When working out signals of constant speed and constant acceleration, the accuracy of three-channel ED in comparison with corresponding modern one-channel feed ED of various types can be raised over 10 times at working off a fixed speed and fixed acceleration signals, and – over some times at working off sinusoidal signals (see table). Thus, depending on the given amplitude of WT sine-wave oscillations the accuracy of three-channel ED in comparison with analogous on design double-channel feed ED can be raised to $1,14 \div 3,26$ times.

4. When informational-measuring system of heavy cutting machines iterative multichannel feed ED has devices with demanded precision resolution, then quality of control (operation speed and accuracy) can be implemented, satisfying to the highest technical requirements and unattainable in traditional one-channel feed ED. The assumption that for effective functioning of proposed three-channel differential-gear FM ED with RRG and with essentially inertia loading AM power of the second, refinement DC-drive should be not less than $50 \div 75$ %, and AM power of the third, precise AC-drive – not less 100 % from main (base) ED motor power is confirmed.

Роботу виконано за бюджетною темою: "Теорія високоточних ітераційних систем керування електроприводами з типовим настроюванням регуляторів" (№ ДР 0111U002270 КПКВК 6541030).

1. Huang W.-S., Liu C.-W., Hsu P.-L., Yeh S.-S. Precision Control and Compensation of Servomotors and Machine Tools via the Disturbance Observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010. Vol. 57. No 1. Pp. 420-429. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2034178>.

2. Yamazaki Taka nori. Experimental Study on Dynamic Behavior of High Precision Servo Motor for Machine Tools. *Applied Mechanics and Materials*. 2017. Vol. 863. 2017. Pp. 224-228. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.863.224>.

3. Kuznetsov B.I., Novoselov B.V., Bogaenko I.N., Ryumshin N.A. Design of optimal control multichannel systems. Kyiv: Tekhnika, 1993. 245 p. (Rus)

4. Hemi Jae Park, Dong Sung Lee, Jong Ho Park. Ultra-precision positioning system for servo motor-piezo actuator using the dual servo loop and digital filter implementation. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*. 2001. Vol. 41. Issue 1. Pp. 51-63. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0890-6955\(00\)00061-4](https://doi.org/10.1016/S0890-6955(00)00061-4).

5. Shingo Ito, Juergen Steiniger, Georg Se hitter. Low-stiffness dual stage actuator for long rage positioning with nanometer resolution. *Mechatronics*. 2015. Vol. 29. Pp. 46-56. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2015.05.007>

6. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Kolomiets V.V., Bovdui 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>.

7. Yang M., Li L., Zhang C., Huang Y., Wu H., Feng B. Research on Continuous Error Compensation of a Sub-Arc-Second Macro/Micro Dual-Drive Rotary System. *Micromachines*. 2022. Issue 13. Pp. 16-62. DOI: <https://doi.org/10.3390/mi13101662>.

8. Klepikov V.B., Khudiayev A.A., Polenok V.V. Iterative two-channel electric feed drive for precision machines and mechanisms. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2015. No 5. Pp. 26-35. (Rus)

9. Khudiayev A.A., Pshenychnykov D.O. High Operation Speed Iterative Multichannel Feed Electric Drive for Heavy Cutting Machines. Proc. 20th IEEE International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems* MEES2021. Kremenchug, Ukraine, September 21-24, 2021. Pp. 1-6.

10. Gruppa STAN (Gruppa stankostroitelnyh zavodov). Obrabatyvayushchiy tsentr modeli IR1600MF4 (Razdel Tyazhelye obrabatyvayushchie tsentry). URL: <http://stan-group.com/productions/tyazhelye-pyatikoordinatnye-obrabatyvayushchie-tsentry/obrabatyvayushchiy-tsentr-modeli-ir1600mf4> (accessed at 29.10.2022).

О.А. Худяєв, канд. техн. наук, **Д.О. Пшеничников**, канд. техн. наук, **В.Б. Клепиков**, докт. техн. наук,
Б.В. Воробійов
Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна. E-mail: pshenichdm@gmail.com

Наведено кінематичну схему і подано уточнену математичну модель усталеного руху в режимі металообробки високоточного ітераційного триканального диференціально-редукторного електропривода подачі обробного центра із суттєво інерційним робочим органом. Наведено структурно-алгоритмічну схему триканальної системи керування електропривода, яка подана різними варіантами реалізації ітераційного алгоритму взаємодії каналів керування. Конкретизацію комп'ютерної моделі виконано стосовно до моделювання рухів ітераційного дво- та триканального електропривода з підпорядкованим налаштуванням каналів керування, призначеного для переміщення механізму подачі робочого органу в режимі торцевого фрезерування. Виконано порівняльну оцінку у часовій та частотній царинах показників якості підвищення точності керування подачею із застосуванням запропонованої багатоканальної електромеханічної системи. Порівняння проводиться з аналогічними за призначенням, але різними за швидкістю, сучасними одноканальними безредукторними електроприводами подачі, які традиційно застосовують на важких металорізальних верстатах та обробних центрах. Показано, що в компенсованому дво- та триканальному електроприводі у порівнянні навіть з широкосмуговим одноканальним асинхронним приводом подачі з частотно-струмовим векторним керуванням може бути досягнуто суттєве підвищення не тільки швидкодії, але й динамічної точності керування подачею практично в усьому діапазоні переміщень робочого органу. Встановлено, що ітераційний триканальний електропривод потенційно забезпечує рівень якості керування робочим органом, недосяжний не тільки за допомогою відповідних традиційних одноканальних електроприводів подачі різних типів, але й за допомогою аналогічного за побудовою двоканального диференціально-редукторного електропривода подачі. Бібл. 10, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: ітераційний багатоканальний електропривод, диференціально-редукторний електропривод, смуга перепуску, статична і динамічна точність.

1. Huang W.-S., Liu C.-W., Hsu P.-L., Yeh S.-S. Precision Control and Compensation of Servomotors and Machine Tools via the Disturbance Observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010. Vol. 57. No 1. Pp. 420-429. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2034178>.

2. Yamazaki Taka nori. Experimental Study on Dynamic Behavior of High Precision Servo Motor for Machine Tools. *Applied Mechanics and Materials*. 2017. Vol. 863. Pp. 224-228. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.863.224>.

3. Кузнецов Б.И., Новоселов Б.В., Богаенко И.Н., Рюмшин Н.А. Проектирование многоканальных систем оптимального управления. К.: Техніка, 1993. 245 с.

4. Hemi Jae Park, Dong Sung Lee, Jong Ho Park. Ultra-precision positioning system for servo motor-piezo actuator using the dual servo loop and digital filter implementation. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*. 2001. Vol. 41. Issue 1. Pp. 51-63. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0890-6955\(00\)00061-4](https://doi.org/10.1016/S0890-6955(00)00061-4).

5. Shingo Ito, Juergen Steiniger, Georg Sc hitter. Low-stiffness dual stage actuator for long range positioning with nanometer resolution. *Mechatronics*. 2015. Vol. 29. Pp. 46-56. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2015.05.007>.

6. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Kolomiets V.V., Bovdui 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>.

7. Yang M., Li L., Zhang C., Huang Y., Wu H., Feng B. Research on Continuous Error Compensation of a Sub-Arc-Second Macro/Micro Dual-Drive Rotary System. *Micromachines*. 2022. Issue 13. Pp. 16-62. DOI: <https://doi.org/10.3390/mi13101662>.

8. Клепиков В.Б., Худяев А.А., Поленок В.В. Итерационный двухканальный электропривод подачи для прецизионных станков и механизмов. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 5. С. 26-35.

9. Khudiyayev A.A., Pshenychnikov D.O. High Operation Speed Iterative Multichannel Feed Electric Drive for Heavy Cutting Machines. Proc. 20th IEEE International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems MEES2021*. Kremenchug, Ukraine, September 21-24, 2021. Pp. 1-6.

10. Группа СТАН (Группа станкостроительных заводов). Обработкающий центр модели ИР1600МФ4 (Раздел Тяжелые обрабатывающие центры). URL: <http://stan-group.com/productions/tyazhelye-pyatikoordinatnye-obrabatyvayushchie-tsentry/obrabatyvayushchiy-tsentr-modeli-ir1600mf4> (дата звернення 29.10.2022).

Надійшла 17.11.2022

Остаточний варіант 16.02.2023

КОМБІНОВАНЕ КЕРУВАННЯ БЕЗРЕДУКТОРНИМ ДУГОСТАТОРНИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ АНТЕНИ СУДНОВОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ З НЕЧІТКИМ РЕГУЛЯТОРОМ ШВИДКОСТІ

В.П. Стяжкін^{1*}, канд.техн.наук, **О.А. Зайченко**^{1**}, канд.техн.наук,
С.І. Гаврилюк^{1***}, канд.техн.наук, **О.М. Рижков**^{1****}, докт. філ., **В.І. Теряєв**^{2*****}, канд.техн.наук,
Н.Д. Красношарпа^{2*****}, канд.техн.наук

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

E-mail: tems@ukr.net; serggtm@gmail.com.

² НТУ України “Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського”,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.

E-mail: kpivot@gmail.com; n.krasnoshapka@gmail.com.

Проведено синтез нечіткого пропорційно-інтегрально-диференціального регулятора швидкості дугостаторного електроприводу обертання антени радіолокаційної станції з комбінованим керуванням. Розроблено структурну схему нечіткого регулятора, визначено вхідні та вихідні лінгвістичні змінні, складено базу правил, отримано поверхні залежності вихідної змінної керування від вхідних координат. Побудовано імітаційну модель електроприводу в системі Matlab з синтезованим нечітким логічним регулятором на основі двофазної моделі асинхронного дугостаторного двигуна. Проведено моделювання номінального та найбільш важкого режимів роботи електроприводу, отримано графіки перехідних процесів, які підтверджують його працездатність навіть в умовах граничних навантажень. Бібл. 9, рис. 7, табл. 1.

Ключові слова: пропорційно-інтегрально-диференціальний нечіткий регулятор, суднова антена радіолокаційної станції, безредукторний дугостаторний електропривод, комбінована система автоматичного керування.

Вступ. З огляду на стрімке зростання світового флоту сучасні судна обладнуються більш якісними та складними радіонавігаційними системами і комплексами, за допомогою яких вирішуються питання безпеки плавання та зв'язку. Навігаційні радіолокаційні станції (РЛС) забезпечують визначення місця судна за орієнтирами, розпізнавання берегової лінії, орієнтування в умовах обмеженого простору, виявлення зустрічних суден та безпечно розходження з ними. Однією із основних вимог до навігаційних суднових станцій є робота в секторному режимі (робочому секторі, де відбувається радіолокація, та неробочому секторі, де її немає). Система автоматичного керування електроприводом антенного поста навігаційних суднових станцій повинна забезпечити максимальну точність відпрацювання заданого графіку швидкості у разі переходу від неробочого до робочого сектора в умовах змінного вітрового навантаження та забезпечити перехідний процес з величиною перерегулювання, що не перевищує значення технічних вимог.

В роботі розглядається можливість модернізації існуючого електроприводу антени суднової РЛС типу «МІУС», що встановлені на багатьох суднах не тільки України, а і інших країн світу. Час виходу на задану швидкість обертання таких антен, тобто час перехідного процесу, повинен складати 0.8 – 1.0 с, а величина перерегулювання швидкості не повинна перевищувати 5-8 % згідно технічних вимог до електроприводів антен даного типу [1].

Значна кількість сучасних робіт присвячена системам керування, побудованим на базі нечіткої логіки, в тому числі в області морської інженерії. В [2] розглядається нечіткий логічний контролер для зменшення хитаючи судна. У статті здійснено фазифікацію вхідних змінних та дефазифікацію вихідних множин, розроблено нечіткі функції належності. В [3] розроблено систему керування курсом судна на основі класичного пропорційно-інтегрального регулятора та фази-регулятора. Також апарат нечіткої логіки застосовується в системах навігації [4], автопілотах [5], в системах стабілізації антен [6, 7].

© Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Гаврилюк С.І., Рижков О.М., Теряєв В.І., Красношарпа Н.Д., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0003-0602-1112>; ** <https://orcid.org/0000-0001-9311-3378>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-7345-8405>; **** <https://orcid.org/0000-0002-0011-9402>;
***** <https://orcid.org/0000-0002-8634-0895>; ***** <https://orcid.org/0000-0002-5449-2691>

Для детермінованих задаючих і збурювальних дій задача інваріантності електроприводу РЛС вирішується шляхом застосування комбінованого керування у сполученні зі спостерігачем навантаження. У [8] розроблено систему комбінованого керування електроприводом антени станції типу «МІУС», де перший (основний) канал системи діє за принципом керування за відхиленням вихідної величини (швидкості обертання антени) і має замкнутий контур швидкості, а другий канал, який діє за принципом керування за збуренням (моментом навантаження), має розімкнутий контур, що дало змогу підвищити якість статичних та динамічних режимів роботи.

Класичний регулятор швидкості, що застосовується в [8], має незмінну структуру та постійні параметри і налаштований на оптимальний режим, який може забезпечуватися лише у вузькому діапазоні заданої швидкості обертання антени та у заздалегідь визначених межах вітрового потоку. Розглянемо можливість удосконалення запропонованого детермінованого підходу з урахуванням збурювальних дій, пов'язаних з різкозмінним характером навантаження, а також позаштатними та аварійними ситуаціями. Вирішення даної проблеми можливо на основі використання апарату нечіткої логіки, що дає змогу об'єднувати відомі класичні закони регулювання, досвід експертних систем та має гнучку змінну структуру.

Таким чином, **метою роботи** є забезпечення заданих перехідних процесів швидкості обертання суднової антени радіолокаційної станції з безредукторним дугостаторним електроприводом в секторному режимі роботи, а також забезпечення його працездатності в критичних режимах граничного навантаження електродвигуна.

Нечітка система керування повинна забезпечити не тільки задану швидкість обертання антени, а і мінімальний час переключення з одного режиму на інший з мінімальною величиною перерегулювання. Для керування електроприводом з нечітким регулятором використовуються сигнали похідної від швидкості обертання, тобто кутового прискорення антени та величини швидкості вітрового потоку. За критичних значень вітрового потоку допускається відключати систему задля унеможливлення пошкодження механічних ланок.

На рис. 1 показано функціональну схему запропонованої комбінованої системи керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени РЛС з пропорційно-інтегрально-диференціальним нечітким регулятором швидкості обертання. Система складається з контролера завдання швидкості обертання LC , пропорційно-інтегрально-диференціального нечіткого логічного регулятора швидкості обертання антени, пристрою непрямого вимірювання моменту на валу антени станції $M=f(v, \omega, \beta)$, коригуючої ланки W_k , перетворювача частоти, дугостаторного двигуна M , антени та енкодера E .

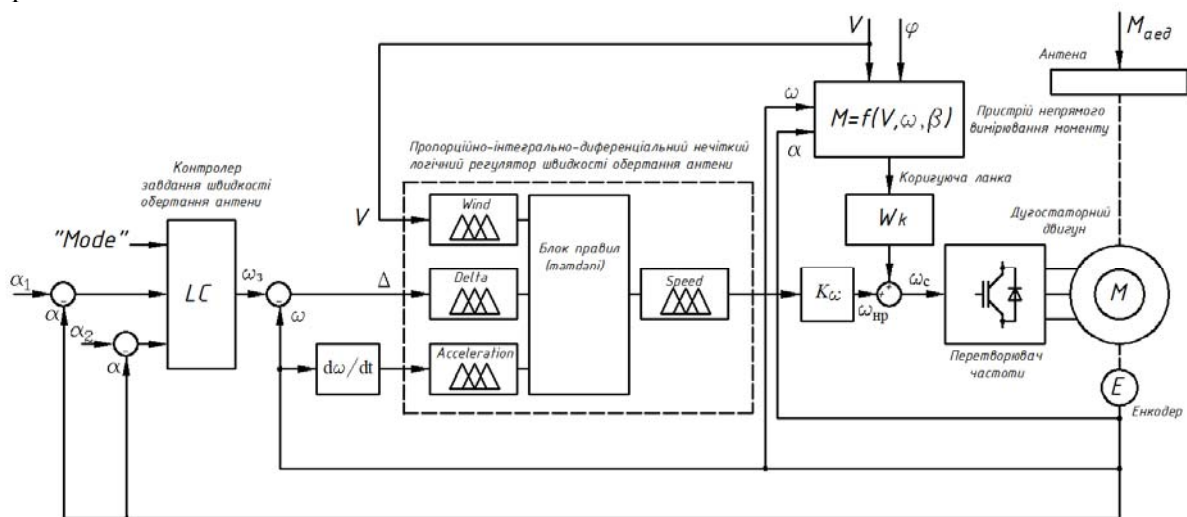


Рис. 1

Регулятор швидкості обертання антени формує сигнал завдання швидкості ω_3 в залежності від вибраного режиму роботи "Mode" (круговий або секторний) та ділянки траєкторії руху антени (перехід з великої швидкості на малу та навпаки) на основі заданих координат сектору α_1, α_2 та сигналу зворотного зв'язку за положенням α . Сигнали: розузгодження $\Delta\omega$ – відхилення швидкості від заданого значення, похідної від швидкості $d\omega/dt$ та швидкості вітрового потоку V є вхідними для нечіткого

регулятора. Регулятор швидкості на основі бази знань оцінює сигнал розузгодження, що є критерієм того, зменшувати чи збільшувати вихідний сигнал керування, а абсолютна величина сигналу при цьому не має значення. Для того щоб оцінити, яким було початкове та стало кінцеве значення завдання швидкості, введено сигнал похідної швидкості обертання антени, на основі якого відбувається коригування параметрів регулятора швидкості. Для компенсації впливу моменту навантаження на швидкість обертання антени введено прямий канал керування за збуренням. Після підсумовування вихідного підсиленого сигналу (з коефіцієнтом K_ω) нечіткого регулятора швидкості ω_{np} і компенсуючого сигналу збурення, результуючий командний сигнал завдання швидкості ω_c поступає на вхід перетворювача частоти електроприводу антени. Положення та швидкість ротора електродвигуна антени визначаються цифровим вимірювачем (енкодером).

Для визначення моменту навантаження електроприводу M_L непрямим шляхом і реалізації компенсуючого зв'язку за збуренням використовується отриманий в [8] вираз (1) залежності моменту аеродинамічного опору від швидкості вітру V , швидкості обертання антени ω і кута її повороту β

$$M_L = a \cdot \sin 2\beta \cdot V^2 + b \cdot \cos \beta \cdot \omega \cdot V + \delta \cdot \omega^2, \quad (1)$$

де a, b, δ – постійні коефіцієнти, які залежать від конструктивних особливостей антени.

Вихідними даними для реалізації такого зв'язку є сигнали, пропорційні швидкості обертання ω та кутового положення антени α (від датчиків, встановлених на валу антени), а також сигнали, пропорційні швидкості V та напрямку вітрового потоку φ (від анемометра та пристрою вимірювання напрямку вітру, встановлених на борту судна). Вказані сигнали передаються з бортової навігаційної системи судна.

Непряме вимірювання координат забезпечує нові можливості електропривода і, в той же час, покращує надійність та підтримує високу якість його характеристик без збільшення вартісних і масогабаритних показників. Функціональну схему технічної реалізації пристрою для непрямого визначення моменту навантаження на валу антени згідно рівняння (1) представлено на рис. 2, де показано антену, встановлену на одному валу з ротором дугостаторного двигуна. Також показано індуктори, в яких розміщені обмотки, що представляють статор двигуна, датчики кутової швидкості й положення

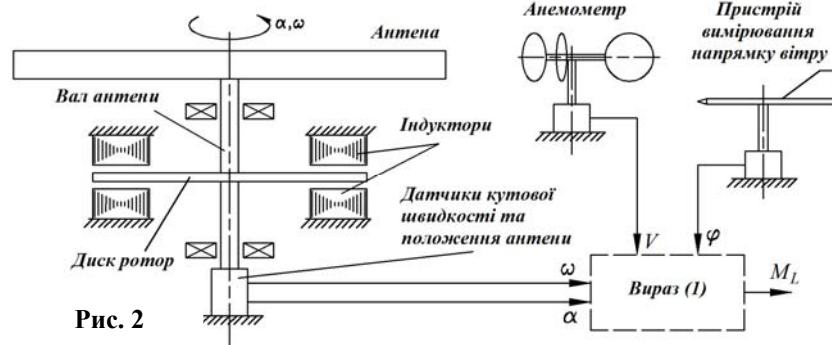


Рис. 2

антени та пристрої вимірювання швидкості і напрямку вітру. Безпосередньо сам пристрій непрямого вимірювання моменту представлений у вигляді структурної схеми, на яку заведено сигнали з датчиків, необхідні для обчислення моменту навантаження.

В результаті проведеного у [8] синтезу комбінованої системи керування отримано пере-

даточну функцію коригуючої пропорційно-диференційної ланки

$$W_k = (K_c \cdot K_m \cdot B)^{-1} + T_e \cdot (K_c \cdot K_m \cdot B)^{-1} \cdot p, \quad (2)$$

де K_c – коефіцієнт передачі перетворювача частоти; K_m, T_e, B – коефіцієнт передачі, електромагнітна стала часу і жорсткість механічної характеристики дугостаторного двигуна.

Пропорційно-інтегрально-диференціальний нечіткий регулятор швидкості повинен забезпечити стабілізацію заданого значення швидкості обертання антени та заданий перехідний процес електромеханічної системи. З цією метою потрібно контролювати величину похідної швидкості обертання антени і таким чином забезпечувати необхідну динаміку, а також визначати швидкість вітрового потоку задля підтримання заданої статичної точності. Сформуємо наступні лінгвістичні змінні: три вхідних – *Wind* (швидкість вітрового потоку V), *Delta* (розузгодження між швидкістю завдання та швидкістю антени $\Delta\omega$), *Acceleration* (прискорення $d\omega/dt$) та одна вихідна *Control* (сигнал керування). Установимо межі області зміни базових фізичних змінних: V – від 0 до 50 м/с; $\Delta\omega$ – від -30 до 30 об/хв; $d\omega/dt$ – від 0 до 180 об/хв²; *Control* – від -1 до 1.

На встановлених границях реальних фізичних величин виділяємо нечіткі множини, встановлюємо їхню кількість, даємо їм назви та вводимо обмеження у вигляді функцій належності, виходячи із мотивації якості керування. Кількість нечітких множин вибирається оптимальною, тобто чим більша кількість, тим якісніше і точніше можливо описати процес, але при цьому значно збільшується

кількість правил бази знань, що призводить до збільшення потужності обчислювального процесора, на якому реалізується нечіткий контролер.

Так для лінгвістичних змінних встановлюємо нечіткі змінні з термами:

Wind – L (Low), H (High), VH (Very high);

Delta – Hn (High negative), Ln (Low negative), Z (Zero), L (Low positive), H (High positive);

Acceleration – L (Low), N (Normal), H (High);

Control – Hn (High negative), Ln (Low negative), Z (Zero), L (Low positive), H (High positive).

Границі діапазонів вхідних та вихідної нечітких змінних та графічні форми їхніх функцій належності (μ_V , μ_Δ , $\mu_{d\omega/dt}$, $\mu_{Control}$) показані на рис. 3 а, б, в, г відповідно.

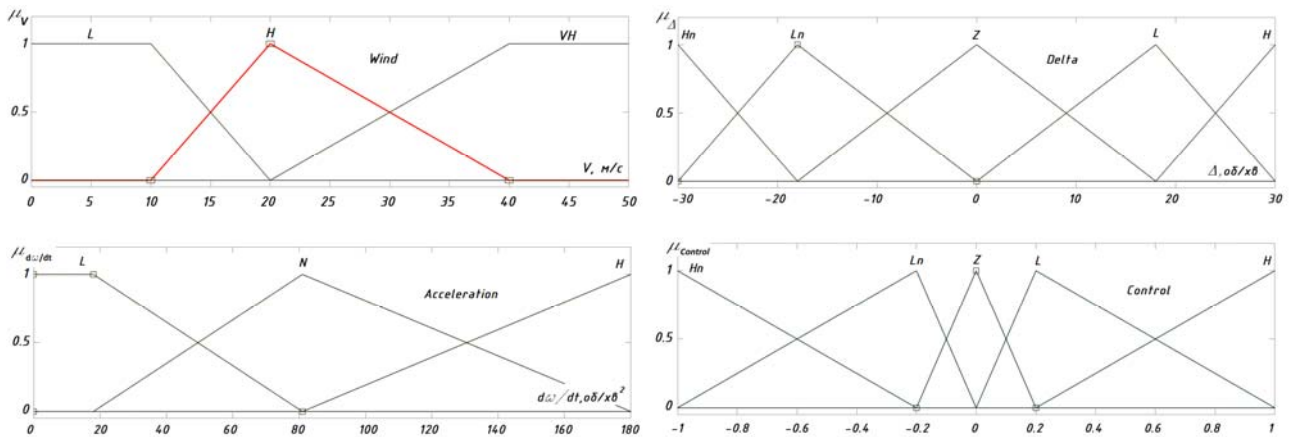


Рис. 3 (а, б, в, г)

Остаточну базу правил пропорційно-інтегрально-диференціального нечіткого регулятора складено 45-ти правилами та приведено в таблиці. Перед складанням остаточної бази правил нечіткого регулятора проводиться визначення попередньої бази правил, моделювання, потім коригування правил і так декілька ітерацій поки не буде отримано бажаного результату. Нечіткий регулятор формує сигнал керування за критерієм стабілізації значення швидкості обертання антени станції за величиною розузгодження, при цьому відбувається контроль динаміки за величиною похідної швидкості з урахуванням швидкості вітрового потоку. Таким чином, регулятор приймає остаточне рішення не тільки в залежності від величини сигналу розузгодження (як це відбувається за класичного керування), але й від сигналів швидкості вітрового потоку та прискорення антени на даний момент часу, на основі бази знань та значення вихідного сигналу керування.

Правило	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23		
Delta	Hn									Ln									L						
Wind	L	L	L	H	H	H	VH	VH	VH	L	L	L	H	H	H	VH	VH	VH	L	L	L	H	H		
Acceler	L	N	H	L	N	H	L	N	H	L	N	H	L	N	H	L	N	H	L	N	H	L	N		
Control	H	H	L	H	L	L	L	Z	Z	L	L	L	L	L	Z	L	Z	Z	Ln	Ln	Ln	Ln	Ln		
Правило	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45			
Delta	L				H									Z											
Wind	H	VH	VH	VH	L	L	L	H	H	H	VH	VH	VH	L	L	L	H	H	H	VH	VH	VH			
Acceler	H	L	N	H	L	N	H	L	N	H	L	N	H	L	N	H	L	N	H	L	N	H			
Control	Z	Ln	Z	Z	Hn	Hn	Ln	Hn	Ln	Ln	Ln	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z			

Для більш докладного пояснення логіки прийняття рішень нечіткого регулятора розглянемо декілька правил з таблиці. Якщо, наприклад, сигнал розузгодження буде великим від'ємним Hn, то за низького вітрового потоку L та малого прискорення L вихідний сигнал керування буде великим додатнім H (правило 1), але якщо сигнал прискорення стане високим H, сигнал керування стане низьким додатнім L (правило 3). Але, якщо сигнал розузгодження буде великим додатнім H, то за низького вітрового потоку L та малого прискорення L вихідний сигнал керування буде великим від'ємним Hn (правило 28) та низьким від'ємним Ln (правило 30) за низького вітрового потоку L та великого прискорення H. А, наприклад, за дуже високого вітрового потоку VH незалежно від значень розузгодження та прискорення вихідний сигнал керування буде нульовим Z. Таким чином, фактично відбувається коригування передаточних функцій регулятора швидкості та коригуючої ланки в залежності від завдання та зовнішніх умов.

Формування нечіткого логічного вихідного сигналу відбувається на основі алгоритму *Mamdani*, який широко застосовується в системах з нелінійною поведінкою параметрів та в системах стабілізації параметрів з пропорційно-інтегральними та пропорційно-інтегрально-диференціальними законами керування. У випадку нелінійної системи для РЛС з дугостаторним електроприводом вибраний алгоритм *Mamdani* найкраще відображає характер прийняття нечіткого логічного рішення. Запропонований алгоритм у повному обсязі реалізує формування відношень вхідних та вихідних лінгвістичних змінних для отримання нечіткого логічного рішення та формування фізичного сигналу керування швидкості обертання антени. На етапі прийняття логічного рішення використовується метод *MIN-MAX*, дефазифікація проводиться методом центру тяжіння *COG*. В результаті моделювання процесу керування на основі алгоритму *Mamdani* отримано передаточні характеристики пропорційно-інтегрального нечіткого регулятора швидкості обертання антени РЛС. На рис. 4, а показано поверхню залежності вихідної змінної *Control* від вхідних змінних *Delta* та *Wind*, а на рис. 4, б – вихідної змінної *Control* від вхідних змінних *Delta* та *Acceleration*. Отримані поверхні наочно відображають роботу нечіткого регулятора по прийманню рішення керування, що підтверджує правильність вибору та розміщення лінгвістичних змінних, а також їхніх функцій належності. Так, по виду поверхонь видно, що в робочому режимі за наявності додатного чи від’ємного сигналу розузгодження регулятор видає додатний чи від’ємний сигнал керування, при цьому абсолютне значення сигналу керування збільшується через збільшення сигналу розузгодження. Але, наприклад, якщо значення сигналу швидкості вітрового потоку збільшується до гранично допустимого, то регулятор зупиняє систему, а за нульового або малого значення вітрового потоку вихідний сигнал керування може досягати максимальних значень. Аналогічно регулятор приймає рішення відносно вихідного сигналу керування в залежності від сигналу похідної за швидкістю обертання в кожний момент часу.

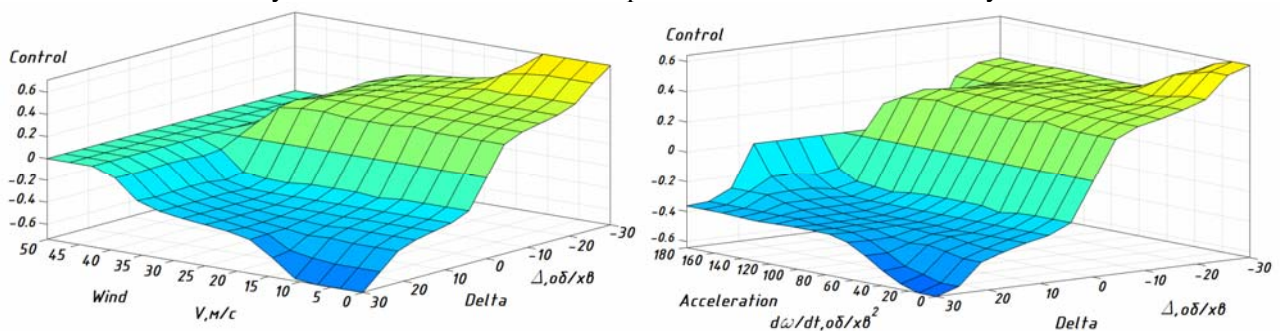


Рис. 4 (а, б)

На основі функціональної схеми, представлені на рис. 1, створено імітаційну модель системи керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени РЛС (рис. 5). Модель складається з наступних елементів: задатчика сигналу швидкості антени (*Speed Control Signal*); датчика швидкості вітру (*Wind*) та задатчика моменту навантаження (*Torque*); нечіткого логічного контролера (*Fuzzy Logic Controller*); частотного перетворювача (*Frequency Converter*); дугостаторного двигуна (*Arc-core Induction Motor*); підсилювача (*Kw*); коригуючої ланки (*Wk*); а також блоків візуалізації процесів *Scope (speed)* та *Scope (torque)*, виводу даних в робочу область *Matlab (simout)* та таймеру (*Timer*).

Дугостаторний двигун представлений у вигляді відомої узагальненої двофазної моделі з перетворювачем частоти [9]. На вході перетворювача частоти сигнал завдання швидкості W_c , а на виході –

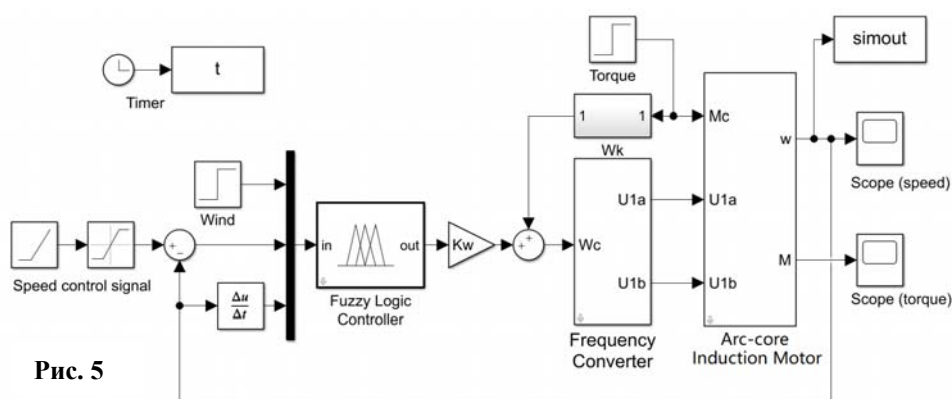


Рис. 5

напруги статора двигуна в координатах *a-b* U_{1a} та U_{1b} , які є вхідними для двигуна. Також, на вході двигуна момент навантаження M_c , а на виході – швидкість w та момент на валу M .

Для перевірки роботи алгоритму керування нечіткого регулятора використову-

вався багатополосний тихохідний асинхронний електродвигун з частотним керуванням за стандартного налаштування за законом $U/f^2 = \text{const}$ з наступними параметрами: число пар полюсів 20; номінальна швидкість обертання 60 об/хв=6.28 рад/с; номінальний момент 40 Н·м; максимальний момент 100 Н·м; номінальне ковзання 0.5; сумарний приведений момент інерції на валу 0.735 кг·м².

На рис. 6 представлено графіки процесу пуску електроприводу антени з початковим навантаженням 5 Н·м під час використання датчика інтенсивності з прискоренням 10.5 рад/с² з наступним накиданням у 0.8 с навантаження 40 Н·м, що відповідає пориву вітру в номінальному режимі. На виносці рис. 6, а, у збільшеному масштабі показано графіки динамічного падіння швидкості за ступінчатого прикладання навантаження в системі без коригуючої ланки ω_1 та за наявності коригуючої ланки ω_2 . На рис. 6, б наведено відповідні графіки зміни моменту двигуна M_1 та M_2 .

З графіків перехідних процесів номінального режиму видно, що динамічне падіння швидкості в системі з корекцією складає 0.1 рад/с і знизилося у 2 рази в порівнянні з системою без корекції, при цьому час відновлення швидкості зменшився у 5 разів і складає 0.05 с.

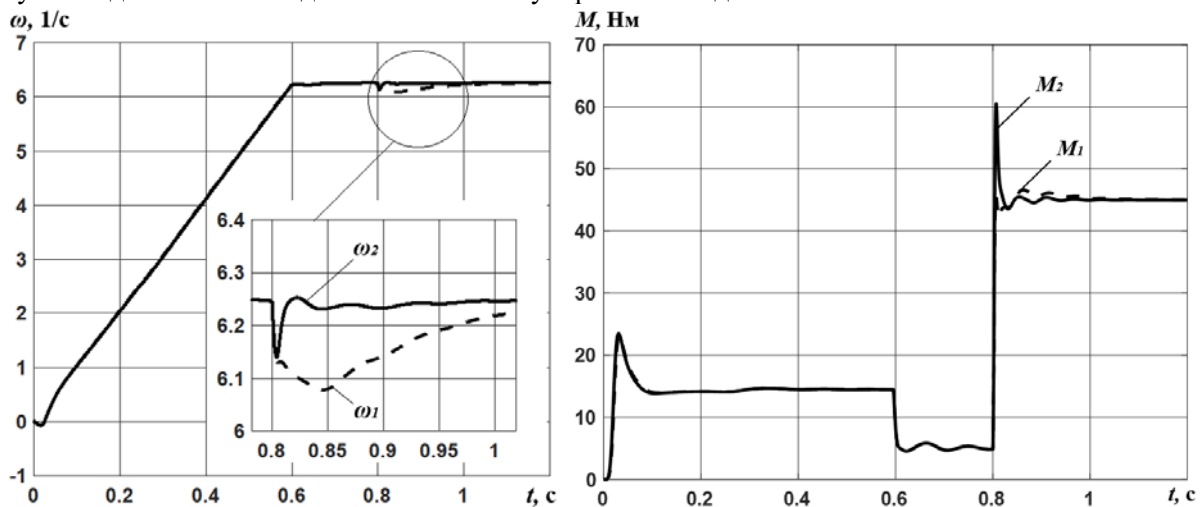


Рис. 6 (а, б)

На рис. 7 представлено графіки процесу пуску електроприводу антени з початковим навантаженням 5 Н·м з наступним накиданням у 0.8 с навантаження 80 Н·м, що імітує порив вітру у критичному режимі. На виносці рис. 7, а показані графіки динамічного падіння швидкості в системі без корекції ω_1 та з корекцією ω_2 . Відповідні графіки зміни моменту двигуна наведено на рис. 7, б.

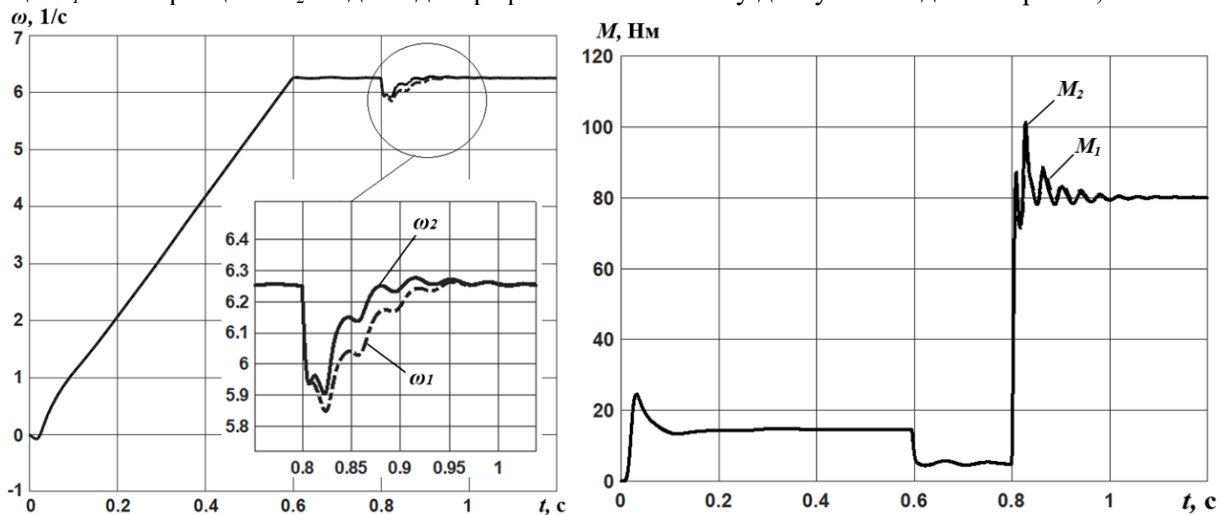


Рис. 7 (а, б)

З графіків перехідних процесів для критичного режиму видно, що динамічне падіння швидкості в системі з корекцією складає 0.4 рад/с і знизилося в 1.2 рази у порівнянні з системою без корекції, при цьому час відновлення швидкості зменшився у 2 рази і складає 0.1 с. Деяке зниження показників якості регулювання під час використання корекції, яке спостерігається в критичному режимі, пояснюється обмеженням моменту електродвигуна та насиченням ланок системи керування. При цьому передаточна функція коригуючої ланки була переналаштована регулятором з пропорційно-

диференціальної на пропорційну з одночасним зменшенням коефіцієнту передачі у 2 рази, що пов'язано з неефективністю регулювання за похідними в умовах обмеження сигналів.

За результатами моделювання режимів роботи електроприводу можна зробити висновок, що за номінального моменту навантаження на робочій швидкості відносна величина динамічного падіння швидкості обертання антени не перевищує 2 %; при цьому час відновлення швидкості складає 0.1 с, а у разі гранично можливого моменту навантаження на робочій швидкості величина динамічного падіння швидкості обертання антени становить 6 %; при цьому час відновлення швидкості не перевищує 0.15 с.

Однією з переваг синтезованого нечіткого регулятора швидкості є його простота, відносно невисока вартість та можливість впровадження на вже існуючих електроприводах антен. Нечіткий регулятор може бути реалізовано як у складі автоматизованої комп'ютерної системи, так і як окремі пристрій на відносно недорогому мікроконтролері середньої або малої потужності. Так, наприклад, цілком достатньо потужності мікроконтролера на базі сучасного удосконаленого 32-бітного ядра з RISC архітектурою Arm Cortex M0 будь-якого відомого виробника, серед яких STMicroelectronics, Microchip, NXP, Texas Instruments, Analog Devices та інші. Для зберігання таблиці знань, нечітких змінних та самої виконавчої програми в даних мікроконтролерах достатньо вбудованої *Flash* пам'яті до 64 кБайт. А продуктивності мікроконтролерів, які можуть працювати з частотою ядра до 64 МГц, достатньо для програмної реалізації всіх необхідних математичних логічних обчислень, фазифікації, дефазифікації та нечітких алгоритмів в режимі реального часу. Для спілкування з зовнішніми джерелами, тобто отримання інформації з анемометра, енкодера та контролера завдання швидкості обертання антени, а також виведення сигналу керування вказані мікроконтролери мають вбудовані багатоканальні 12-бітні аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі, цифрові порти, комунікаційні інтерфейси та інші.

Висновки.

1. Запропоновано новий підхід до побудови систем електроприводу антен радіолокаційних станцій з безредукторними дугостаторними електродвигунами на основі використання відносно простого та надійного, з точки зору технічної реалізації, нечіткого пропорційно-інтегрально-диференціального регулятора швидкості.

2. Проведено синтез нечіткого регулятора швидкості обертання антени радіолокаційної станції. Прийняття рішення нечіткого логічного висновку відбувається на основі алгоритму *Mamdani*, що формується згідно складеної на основі експертного досвіду бази правил. Керування електроприводом антени станції формується нечітким регулятором на основі сигналів цифрового вимірювача швидкості та кута обертання антени (енкодера) та вимірювача швидкості вітрового потоку (анемометра).

4. Результати синтезу нечіткого регулятора підтверджуються проведеним моделюванням в середовищі *Matlab*. Наведені в роботі результати моделювання найбільш важкого режиму роботи антени показали ефективність застосування нечіткого регулятора. Незалежно від заданих початкових та кінцевих значень швидкості обертання, а також швидкості вітрового потоку, адаптивний регулятор перелаштовує систему під змінні умови та зовнішні впливи, в результаті чого перехідний процес триває не більше 0.1-0.2 с, а перегулювання не перевищує 5-6 %, що задовольняє технічним вимогам до електроприводів антен станцій, які розглядаються в даній роботі.

5. Синтезований нечіткий регулятор у сполученні з комбінованою системою керування дає змогу налаштувати електропривод антени радіолокаційної станції на оптимальний режим роботи незалежно від завдання та зовнішніх умов. Раніше, під час роботи антени станції в секторному режимі, тобто з постійним перемиканням з однієї швидкості обертання на іншу, величина якої постійно змінюється, забезпечити задані показники якості регулювання не було можливим.

Роботу виконано за державної науково-дослідної роботи "База-П9" («Розробити засоби та алгоритми керування напругою, струмом і частотою в гібридних системах живлення електротехнологічних установок при неповній визначеності параметрів навантаження»), державний реєстраційний номер 0122U001808, КПКВК 6541030.

Статтю присвячено пам'яті Стяжкіна Віталія Павловича, випускника КПІ ім. Ігоря Сікорського, старшого наукового співробітника ІЕД НАНУ, засновника Науково-технічної фірми ТЕМС і є узагальненням та розвитком його напрацювань в галузі автоматизованого електропривода та використання апарату нечіткої логіки.

1. Стеклов В.К., Милько Р.Э. Системы управления с безредукторным приводом. Київ: Техніка, 1983. 120 с.
2. Surendran S., Kiran. V. Control of ship roll motion using active fins using fuzzy logic. *Ships and Offshore Structures*. 2007. Vol. 2. No 1. Pp. 11-20. DOI: <https://doi.org/10.1533/saos.2006.0105>.
3. Leea Gyoungwoo, Surendranb S., Kimc Sang-Hyun. Algorithms to control the moving ship during harbour entry. *Applied Mathematical Modelling*. 2009. Vol. 33. No 5. Pp. 2474-2490. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.oceaneng.2006.01.008>.
4. Sethuramalingam T.K. Fuzzy logic controller based ship navigation system. *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. Vol. 1850. Pp. 1-13. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1850/1/012113>.
5. Vukić Z., Omerdić E., Kuljača L. Fuzzy autopilot for ships experiencing shallow water effect in manoeuvring. *IFAC Proceedings Volumes*. 1997. Vol. 30. No 22. Pp. 66-104. DOI: [https://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)46497-4](https://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)46497-4).
6. Tseng H.C., Teo D.W. Ship-mounted satellite tracking antenna with fuzzy logic control. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1998. Vol. 34. No 2. Pp. 639-645. DOI: <https://doi.org/10.1109/7.670345>.
7. Wang Y., Soltani M., Dil Muhammad Akbar Hussain, Christensen Roald M. Design and implementation of attitude stabilization system for marine satellite tracking antenna. *Electronics*. 2018. Vol 7. No 12. Pp. 1-19. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics7120398>.
8. Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Теряев В.І., Гаврилюк С.І. Комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени суднової радіолокаційної станції. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 6. С. 36-42. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.036>.
9. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. Київ: Либідь, 2005. 680 с.

COMBINED CONTROL OF GEARLESS ARC-CORE SHIP RADAR ANTENNA ELECTRIC DRIVE WITH FUZZY LOGIC REGULATOR

V.P. Stiazhkin¹, O.A. Zaichenko¹, S.I. Gavryluk¹, O.M. Ryzhkov¹, V.I. Teriaiev², N.D. Krasnoshapka²

¹Institute of Electrodynamics of the National Academy of Science of Ukraine,

Peremohy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: tems@ukr.net, serggtm@gmail.com.

²National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: kpivit@gmail.com, n.krasnoshapka@gmail.com.

The synthesis of a fuzzy proportional-integral-differential speed regulator of the arc stator electric drive of the rotation of the radar station antenna with combined control was carried out. The structural diagram of the fuzzy regulator was developed, the input and output linguistic variables are defined, the rule base was compiled, the dependence surfaces of the output control variable on the input coordinates are obtained. A simulation model of an electric drive in the Matlab system with a synthesized fuzzy logic regulator based on a two-phase model of an asynchronous arc-stator motor was built. Modeling of the nominal and the most difficult mode of operation of the electric drive was carried out, graphs of transient processes were obtained, which confirm its operability even under conditions of extreme loads. Refreces 9, figures 7, table 1.

Key words: proportional-integral-differential fuzzy logic controller, ship's radar station antenna, gearless arc-core electric drive, combined automatic control system.

1. Steklov V.K., Milko R.E. Gearless drives control systems. Kyiv: Tehnika, 1983. 120 p. (Rus)
2. Surendran S., Kiran. V. Control of ship roll motion using active fins using fuzzy logic. *Ships and Offshore Structures*. 2007. Vol. 2. No 1. Pp. 11-20. DOI: <https://doi.org/10.1533/saos.2006.0105>.
3. Leea Gyoungwoo, Surendranb S., Kimc Sang-Hyun. Algorithms to control the moving ship during harbour entry. *Applied Mathematical Modelling*. 2009. Vol. 33. No 5. Pp. 2474-2490. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.oceaneng.2006.01.008>.
4. Sethuramalingam T.K. Fuzzy logic controller based ship navigation system. *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. Vol. 1850. Pp. 1-13. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1850/1/012113>.
5. Vukić Z., Omerdić E., Kuljača L. Fuzzy autopilot for ships experiencing shallow water effect in manoeuvring. *IFAC Proceedings Volumes*. 1997. Vol. 30. No 22. Pp. 66-104. DOI: [https://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)46497-4](https://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)46497-4).
6. Tseng H.C., Teo D.W. Ship-mounted satellite tracking antenna with fuzzy logic control. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1998. Vol. 34. No 2. Pp. 639-645. DOI: <https://doi.org/10.1109/7.670345>.
7. Wang Y., Soltani M., Dil Muhammad Akbar Hussain, Christensen Roald M. Design and implementation of attitude stabilization system for marine satellite tracking antenna. *Electronics*. 2018. Vol 7. No 12. Pp. 1-19. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics7120398>.
8. Stiazhkin V.P., Zaichenko O.A., Teriaev V.I., Gavryluk S.I. Combined control of gearless arc-core ship radar antenna electric drive. *Tekhhnicha Elektrodynamika*. 2020. No 6. Pp. 36-42. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.036> (Ukr).
9. Popovich M.G., Lozynskij O.J., Klepikov V.B. Electromechanical automatic control systems and electric drives. Kyiv: Lybid, 2005. 680 p. (Ukr).

Надійшла 06.12.2022
Остаточний варіант 23.02.2023

**ВДОСКОНАЛЕННЯ МЕТОДИЧНОГО ТА ІНСТРУМЕНТАЛЬНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ
УПРАВЛІННЯ ПОПИТОМ В ЛІБЕРАЛІЗОВАНИХ РИНКАХ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ****О.В. Коцар^{1*}**, канд.техн.наук, **Ю.О. Расько^{2**}**¹ НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.E-mail: kovpers@ukr.net² ТЗОВ «Учебно-науково-виробничий комплекс-ЕТУ»,
вул. Героїв УПА, 73, Львів, 79041, Україна.E-mail: iurii.rasko@gmail.com

Глобальна декарбонізація і повсюдне застосування альтернативних та відновлюваних джерел енергії має на меті скорочення використання викопного палива та зменшення шкідливого впливу на довкілля в рамках парадигми сталого розвитку. Разом з тим, масове інтегрування до електричної мережі некерованих генерувальних установок на базі ВДЕ за відсутності достатньої кількості накопичувачів електричної енергії необхідної ємності в умовах непередбачуваності та нестабільності виробітку може призводити до неспроможності забезпечити надійне покриття електричного навантаження споживачів, що вимагає застосування альтернативних шляхів балансування ЕЕС. За таких умов узгодження попиту і пропозицій на електричну потужність (електроенергію) має здійснюватися виключно через управління попитом в реальному часі (в режимі, близькому до реального часу). Саме тому вдосконалення методичного та інструментального забезпечення завдань управління попитом сьогодні є однією з найвагоміших складових результативності «зеленого» переходу. Задля досягнення поставленої мети в роботі проаналізовано існуючі методи управління попитом за допомогою споживачів-регуляторів, виконано аналіз вимог національних НД в частині управління попитом та надання послуг в лібералізованому ринку електричної енергії України, розроблено і описано вдосконалений метод та модернізований інструментарій управління попитом за ідеальною нормою, а також запропоновано надійне бюджетне технічне рішення формування інформаційного забезпечення завдань управління попитом споживачів на роздрібному ринку електричної енергії, що разом із динамічним ціноутворенням і запровадженням тарифів реального часу сприятиме забезпеченню економічних режимів функціонування ЕЕС та якісного електропостачання споживачів. Бібл. 14, рис. 4, табл. 2.

Ключові слова: АСКОЕ, режим електроспоживання, ринок електричної енергії, споживачі-регулятори, управління попитом.

Вступ. Починаючи від моменту масового використання електричної енергії однією з ключових проблем електроенергетики є задоволення потреб споживачів не лише (і навіть не стільки) в кількості електричної енергії (кВт·год), скільки в електричній потужності (кВт), яка використовується струмоприймачами. А оскільки переважна більшість струмоприймачів використовують електричну потужність нерівномірно впродовж доби (тижня, місяця, сезону, року), і враховуючи той факт, що електрична енергія може вироблятися лише під час її споживання, то задоволення потреб споживачів в електричній потужності має здійснюватися адаптивно, відповідно до режимів електроспоживання. Тривалий час це завдання розв'язувалося екстенсивним шляхом за рахунок розбудови керованих генерувальних потужностей та регулювання виробітку відповідно до поточного навантаження електроенергетичної системи (ЕЕС). Але цей шлях виявився надто дорогим і вкрай не екологічним в першу чергу через те, що змінне навантаження споживачів покривається маневреними блоками переважно теплових електричних станцій, витратами палива, шкідливими викидами, собівартість виробітку електричної енергії на яких значно вище за аналогічні показники базових енергоблоків. Більш ефективний і до того ж набагато екологічніший шлях узгодження попиту та пропозиції на електричну потужність (електроенергію) полягає в управлінні енерговикористанням [1].

Сьогодні на тлі широкого інтегрування до електричної мережі розосереджених в загальному випадку некерованих генерувальних установок на базі альтернативних та відновлюваних джерел

енергії (ВДЕ), поступового виведення з експлуатації керованих генерувальних потужностей на викопному паливі, а також виходу на ринок електричної енергії активних споживачів – просюмерів (prosumers), здатних не лише споживати, а й виробляти та постачати електричну енергію до електромережі загального користування, питання управління попитом набули ще більшої актуальності і принципово нового змісту. Адже узгодження попиту із пропозиціями виробників електричної енергії на базі ВДЕ за відсутності в достатній кількості потужних промислових систем накопичення електричної енергії (СНЕ) може здійснюватися виключно шляхом управління попитом разом із впровадженням динамічного ціноутворення і тарифів реального часу. Зокрема, автори [2] зазначають, що управління попитом є важливим компонентом Smart Grid і за певних умов дає змогу подолати проблеми, зумовлені інтегруванням до розумної мережі розосереджених генерувальних установок на базі ВДЕ.

Зусилля на міжнародних ринках, наприклад, PJM, NYISO, CAISO, New England ISO, UK, сприяли зростанню участі в них сторони попиту, особливо тих програм, які народжуються в рамках парадигми інтелектуальних мереж. Управління попитом, зокрема, реагування з боку попиту (demand response, DR) дає змогу впоратися з ризиками, пов'язаними із зростанням попиту, і задовольнити потреби в надійності активного та динамічного енергетичного ринку. Для цього необхідний перехід до активного та динамічного DR відповідно до критеріїв надійності, заснованих на парадигмі інтелектуальної мережі [3]. Зокрема, деякі регіональні оператори системи передачі США дозволяють пропонувати на оптових ринках електроенергії DR як конкурента пропозиціям виробників електричної енергії. Комунальні компанії часто виступають агрегаторами в таких програмах. Наприклад, Техаська рада з надійності електроенергії (ERCOT) пропонує DR на ринках електричної енергії та резервних ресурсів, а також розгортає комунальні програми та інші ресурси управління попитом у надзвичайних ситуаціях. У ERCOT близько 3,7% пікового попиту було зменшено завдяки DR-програмам, які було реалізовано комунальними підприємствами в 2017 році. Очікується, що управління попитом відіграватиме ключову роль у стабільності мережі ERCOT та запобіганні вимкнень електроенергії [4].

«Від Техасу до Тайваню було доведено, що реагування з боку попиту є економічно ефективним способом управління попитом у години пік і діє як резервний випадок, щоб уникнути руйнівних вимкнень електроенергії» [5]. Але такий підхід вимагає, зокрема, відповідного методичного та інструментального забезпечення.

Мета і завдання досліджень. Метою досліджень є вдосконалення методичного та інструментального забезпечення управління попитом в реальному часі (в режимі, близькому до реального часу) в умовах функціонування лібералізованого ринку електричної енергії, що має забезпечити найбільш економічні режими роботи ЕЕС в рамках розв'язання завдань якісного електропостачання споживачів на тлі широкого інтегрування до електричної мережі розосереджених некерованих генерувальних установок на базі ВДЕ. Задля досягнення означеної мети автори задалися завданням проаналізувати існуючі методи управління попитом та вибрати найбільш ефективний для управління попитом в реальному часі (в режимі, близькому до реального часу), проаналізувати умови, зокрема нормативне забезпечення завдань управління попитом в лібералізованому ринку електричної енергії України, вдосконалити вибраний метод для забезпечення можливості досягнення цільового значення управління в умовах запровадження обмежень, вдосконалити інструментальне забезпечення управління, впровадити вдосконалене методичне та інструментальне забезпечення, масштабувавши його для різних об'єктів, і дослідити результати управління попитом.

Матеріал досліджень. Слід згадати, що необхідність і доцільність управління використанням електричної енергії була обґрунтована ще в 30-ті роки минулого століття у працях Кукель-Краєвського [6]. З того часу за рахунок управління енерговикористанням проблему узгодження попиту та пропозиції на електричну потужність (електроенергію) намагалися розв'язувати в два способи: економічне стимулювання споживачів до рівномірного використання електричної потужності в часі (в умовах превалювання базових генерувальних потужностей, в Об'єднаній електроенергетичній системі (ОЕС) України цей показник сягав 80%) та примусове обмеження попиту в години максимальних навантажень ЕЕС, зокрема, через доведення споживачам лімітів і застосування графіків обмеження потужності (ГОП), графіків обмеження електричної енергії (ГОЕ), графіків аварійного вимкнення споживачів (ГАВ), спеціальних графіків аварійних вимкнень (СГАВ), графіків погодинного вимкнення електроенергії (ГПВ) і т.і. Примусове обмеження електричного навантаження споживачів застосовується не лише з метою впливу на режими електроспоживання, а в першу чергу задля безаварійної роботи ЕЕС та надійного забезпечення споживачів електроенергією

нормованої якості. Стимулювання споживачів до рівномірного використання електричної потужності в часі (а оскільки не всі споживачі спроможні забезпечити рівномірне використання електричної потужності, йдеться також про залучення споживачів до вирівнювання графіку електричного навантаження енергосистеми в цілому [7]) є актуальним в умовах превалювання в ЕЕС (зокрема, в ОЕС України) базових генерувальних установок на викопному паливі і реалізується через застосування диференційованих за часом тарифів.

Управління попитом традиційно здійснюється шляхом регулювання навантаження за допомогою споживачів-регуляторів [8]. Класичними методами управління споживачами-регуляторами є управління за миттєвою нормою, управління за плаваючою середньою (метод «плаваючого вікна»), управління за ідеальною нормою, управління за ідеальною нормою з прогнозуванням (метод попереджувальних оцінок) [8]. Перші два методи передбачають управління у функції неузгодженості електричної потужності. Два інших методи передбачають управління у функції неузгодженості електроспоживання. Зважаючи на те, що дизайном ринку електричної енергії в Україні не передбачено ринок електричної потужності, найбільш ефективним є управління попитом за ідеальною нормою або за попереджувальними оцінками, оскільки метою управління за цими методами є усунення неузгодженості електроспоживання (кількості електричної енергії) [9]. Але зазначені методи повинні бути модернізовані та адаптовані до завдань лібералізованого ринку електричної енергії України. Зокрема, має бути скориговано методологію управління, цілі та обмеження, виходячи з наступних міркувань [1, 9].

По-перше, примусове обмеження потужності споживачів в лібералізованих ринках електричної енергії є виключною мірою, спрямованою на запобігання виникненню та розвитку аварійних ситуацій. Зазвичай стимулювання споживачів до використання наперед узгоджених рівнів електроспоживання в лібералізованих ринках здійснюється через механізми ринкового ціноутворення, коли усі відхилення від планових (заявлених) режимів електроспоживання оплачуються за ринковими цінами, що склалися на моменти таких відхилень. До того ж споживач може не лише уникнути сплати за такі відхилення, а й отримати додаткові вигоди (бенефіти) за результатами управління попитом, якщо йдеться, наприклад, про використання надлишків електричної енергії на ринку, або, навпаки, відмову від використання наперед узгоджених рівнів електроспоживання на запит оператора системи передачі (ОСП) або сторони, відповідальної за баланс (СВБ), або незалежного агрегатора. Тому обмеження в зазначених методах в нормальних режимах роботи ЕЕС має бути встановлено виходячи не з лімітів (заявлених значень) потужності, а з наперед узгоджених (заявлених) на РДД та РДН і скоригованих на ВДР планових рівнів електроспоживання.

По-друге, цільове застосування класичних методів управління споживачами-регуляторами має на меті попередження перевищення встановленого ліміту потужності (або заявленої потужності) в періоди максимальних навантажень ЕЕС. Оскільки наслідком перевищення є накладання на споживача штрафних санкцій незалежно від того, призвело таке перевищення до виникнення аварійної ситуації чи ні, недовикористання ліміту (заявленого значення) потужності становить для споживача менший ризик у порівнянні з перевищенням такої потужності. Наслідком недовикористання ліміту потужності (заявленої потужності) може бути упущена вигода, зумовлена невідпуском продукції, ненаданням послуг і т.і. В умовах функціонування лібералізованого ринку електричної енергії економічні втрати від не виконання планових узгоджених (заявлених) рівнів електроспоживання може бути зумовлено відхиленнями в обидва боки. Ця обставина вимагає вдосконалення класичних методів управління попитом через управління споживачами-регуляторами шляхом змінення (коригування) цільової функції та обмежень.

По-третє, в умовах децентралізованої електроенергетики і виходу на ринок великої кількості виробників електричної енергії з ВДЕ та активних, переважно, індивідуальних побутових споживачів малої потужності інструментарій управління попитом має бути розвинено і доповнено в частині комплексного управління процесами виробітку, відпуску, постачання та споживання електричної енергії. Адже масове інтегрування до електричної мережі розосереджених некерованих генерувальних установок на базі ВДЕ за відсутності достатньої кількості СНЕ необхідної ємності в умовах непередбачуваності та нестабільності виробітку на тлі виводу з експлуатації керованих генерувальних потужностей на викопному паливі може призводити до неспроможності забезпечити надійне покриття електричного навантаження споживачів, що вимагає застосування альтернативних шляхів балансування ЕЕС, зокрема, узгодження попиту і пропозицій через управління попитом в реальному часі або режимі, близькому до реального часу. Але розосереджені ресурси як з боку пропозиції (генерація), так і з боку попиту (навантаження), а також СНЕ в рамках розв'язання завдань управління має бути агреговано (об'єднано) відповідно у віртуальні електростанції, пули

навантаження та розосереджені акумулятори великої ємності – лише в агрегованому вигляді такі ресурси представляють інтерес для надання послуг балансування і допоміжних послуг. Такий підхід потребує створення універсального повнофункціонального інструментарію, придатного для управління як керованими генерувальними установками, так і некерованими віртуальними електростанціями, розосередженими СНЕ, а також агрегованим навантаженням в умовах функціонування лібералізованих ринків електричної енергії.

Розвиток методології [1] управління попитом в умовах функціонування лібералізованих ринків електричної енергії розпочнемо з вдосконалення методичного забезпечення управління агрегованим навантаженням споживачів, які здійснюють свою діяльність на ринку електричної енергії. Метою управління за ідеальною нормою відповідно до регламенту функціонування лібералізованого ринку є виконання такими споживачами заявленого на РДН і скоригованого (за необхідністю) на ВДР планового рівня електроспоживання в кожному i -му розрахунковому періоді наступної доби постачання Д. Зазначимо, що обсяги електроенергії, які було законтрактовано в сегменті ринку двосторонніх договорів (РДД) окремо не розглядаються, оскільки уточнення обсягів використання законтрактованої на РДД електричної енергії для кожного розрахункового періоду доби постачання Д здійснюється до 10:00 доби Д-1, яка передує добі постачання Д, до моменту «відкриття воріт» РДН [10]. Оскільки споживач має можливість за потреби, додатково до законтрактованих на РДД, закупити необхідні йому обсяги електричної енергії на РДН (або закупити на РДН усю необхідну йому електричну енергію) для кожного розрахункового періоду доби постачання Д, фактично заявлений на РДН рівень електроспоживання для i -го розрахункового періоду доби постачання Д можна визначити як: $W_i^{РДН} = W_i^{РДД} + W_i'^{РДН}$, де $W_i^{РДД}$ – обсяг законтрактованої на РДД електричної енергії, заявленої для використання в i -му розрахунковому періоді доби постачання Д; $W_i'^{РДН}$ – обсяг електричної енергії, закуплений безпосередньо на РДН для використання в i -му розрахунковому періоді доби постачання Д. Відповідно до регламенту ринку учасник може скоригувати планові обсяги електричної енергії для кожного розрахункового періоду доби постачання Д за результатами торгів на ВДР не пізніше, ніж за 60 хвилин до початку i -го розрахункового періоду [11]. Тоді остаточний плановий рівень електроспоживання для i -го розрахункового періоду доби постачання Д визначимо як

$$W_i^{план} = W_i^{РДД} + W_i'^{РДН} + W_i^{ВДР}, \quad (1)$$

де $W_i^{ВДР}$ – скориговані за результатами торгів на ВДР додаткові обсяги електричної енергії для використання в i -му розрахунковому періоді доби постачання Д (алгебраїчна величина).

Хоча регламентами лібералізованих ринків електричної енергії не передбачено обмеження потужності або електроспоживання, оператор системи для попередження порушення сталої роботи ОЕС України має право у виняткових випадках, визначених Кодексом систем розподілу (КСР), запроваджувати заходи з регулювання з метою вимушеного зменшення величини споживання електричної енергії та потужності (аварійне розвантаження). Зокрема, з метою запобігання порушенням режиму роботи ОЕС України або її окремих частин внаслідок дефіциту потужності та електроенергії, зниження частоти, порушення режиму допустимих перетоків і перевантаження мережних елементів, порушення допустимих режимів роботи гідроелектростанцій України, зниження напруги в контрольних точках енергосистеми до аварійного рівня застосовуються ГОЕ, ГОП, ГАВ, СГАВ, а в критичних ситуаціях – автоматичне частотне розвантаження (АЧР) та спеціальна автоматика вимкнення навантаження (САВН) [12]. З метою запобігання порушенням режиму роботи ОЕС України внаслідок дефіциту електричної потужності в період дії тимчасових надзвичайних заходів на ринку електричної енергії застосовують ГПВ [14]. Тут треба зауважити, що існує певна регуляторна невизначеність: оскільки [12, 13] набули чинності задовго до впровадження лібералізованого ринку електричної енергії України і прийняття [10, 11], і залишаються чинними, незрозуміло, чи може положення [12, 13] бути застосовано до споживачів, які провадять свою діяльність на оптовому ринку електричної енергії. Менше з тим, у випадку застосування обмежень мету управління за ідеальною нормою для моменту часу завершення i -го розрахункового періоду доби постачання Д можна представити наступним чином:

$$\begin{cases} W_i \rightarrow W_i^{план}; \\ W_i \leq W_i^{обм}, \end{cases} \quad (2)$$

де $W_i^{обм}$ – доведена споживачу допустима величина електроспоживання в i -му розрахунковому періоді доби постачання D відповідно до застосованих обмежень [12, 13]. Вираз (2) варто трактувати наступним чином: метою управління є досягнення планового рівня електроспоживання з врахуванням застосованих обмежень, при цьому завдання виконання доведених обмежень превалює (має вищий пріоритет) над завданням досягнення планового рівня електроспоживання.

Для реалізації управління за ідеальною нормою встановлюють довірчий інтервал d_w . Необхідність встановлення довірчого інтервалу зумовлена, зокрема, але не виключно, дискретністю потужності споживачів-регуляторів, які застосовуються для регулювання навантаження, недосконалістю процесу управління та часовими затримками реалізації керувальних впливів, похибками вимірювань тощо. Упродовж періоду управління T довірчий інтервал d_w відіграє роль орієнтира, що дозволяє встановити «коридор управління», обмежений лініями скидання та відновлення навантаження. Утримання поточного електроспоживання W_i в «коридорі управління» дає змогу підвищити рівень надійності управління, втім, вихід W_i за межі «коридору управління» на періоді контролю до його завершення (настання моменту часу T) не призводить до порушення застосованих обмежень. На момент часу T , що відповідає моменту завершення періоду контролю, довірчий інтервал визначає границі похибки управління з прийнятою довірчою ймовірністю. Виходячи з таких міркувань розглядають наступні випадки управління попитом за ідеальною нормою в умовах застосування обмежень (рис. 1):

– доведені обмеження дають змогу досягти планового рівня електроспоживання з урахуванням довірчого інтервалу управління. Метою управління в i -му розрахунковому періоді є плановий рівень електроспоживання $W_i^{план}$. Ідеальна норма в момент часу T періоду контролю $W_i^{IH}(T) = W_i^{план}$. Якщо ідеальна норма виходить з 0: $W_i^{IH}(0) = 0$, то можемо записати: $W_i^{IH}(t) = W_i^{план}(t)$, де $0 \leq t \leq T$. Результат управління в момент часу T визначиться, як: $W_i = W_i^{план} \pm d_w$;

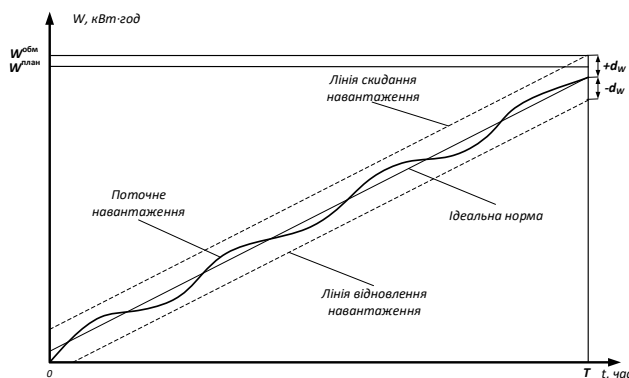


Рис. 1

– доведені обмеження дають змогу досягти планового рівня електроспоживання без урахування довірчого інтервалу управління. Метою управління в i -му розрахунковому періоді є значення $W_i^{обм} - d_w$. Ідеальна норма в момент часу T періоду контролю $W_i^{IH}(T) = W_i^{обм} - d_w$. Якщо $W_i^{IH}(0) = 0$, то $W_i^{IH}(t) = W_i^{обм}(t) - d_w$, де $0 \leq t \leq T$. Результат управління в момент часу T визначиться, як $W_i = (W_i^{обм} - d_w) \pm d_w$;

– доведені обмеження не дають змогу досягти планового рівня електроспоживання. Метою управління в i -му розрахунковому

періоді є значення $W_i^{обм} - d_w$. Ідеальна норма в момент часу T періоду контролю $W_i^{IH}(T) = W_i^{обм} - d_w$. Якщо $W_i^{IH}(0) = 0$, то $W_i^{IH}(t) = W_i^{обм}(t) - d_w$, де $0 \leq t \leq T$. Результат управління в момент часу T визначиться, як $W_i = (W_i^{обм} - d_w) \pm d_w$.

У загальному випадку з врахуванням ймовірності застосування обмежень електроспоживання результат управління на кінець періоду контролю T можна подати у вигляді

$$\begin{cases} W_i = W_i^{план} \pm d_w & \text{якщо } (W_i^{план} + d_w) \leq W_i^{обм}; \\ W_i = (W_i^{обм} - d_w) \pm d_w & \text{якщо } (W_i^{план} + d_w) > W_i^{обм}. \end{cases} \quad (3)$$

Управління попитом за (3) реалізується споживачем, до якого застосовано обмеження. Зауважимо, що відповідно до [10] споживач звільняється від оплати за невикористані внаслідок застосування обмежень обсяги вже закупленої для i -го розрахункового періоду доби постачання електричної енергії D .

Усі учасники ринку, крім споживачів, які закупають електричну енергію у електропостачальників на роздрібному ринку, несуть відповідальність за власні небаланси електричної енергії, для чого кожен учасник ринку зобов'язаний стати СВБ або передати свою фінансову відповідальність за небаланси іншій СВБ шляхом входження до її балансувальної групи (БГ) на

підставі укладення/приєднання до відповідного договору [п. 1.5.1, 10]. СБВ та учасники ринку, які увійшли до БГ такої СБВ, зобов'язані повідомляти власні погодинні графіки електричної енергії ОСП та СБВ і виконувати їх [п. 1.5.6, 10]. Виходячи зі складу БГ, а також технічних характеристик споживачів-регуляторів, які в ній задіяно, має бути встановлено сумарний плановий рівень електроспоживання усіх учасників БГ в i -му розрахунковому періоді доби постачання D $W_i^{план}$, доведена БГ допустима величина електроспоживання в i -му розрахунковому періоді доби постачання D відповідно до застосованих обмежень $W_i^{ОБМ}$, а також визначено довірчий інтервал D_w для БГ.

Величина D_w пов'язана із довірчими інтервалами D_{w_j} кожного учасника БГ: $D_w = \sqrt{\sum_{j=1}^{N_{БГ}} d_{w_j}^2}$, де $N_{БГ}$ – кількість учасників ринку, які входять до складу БГ. Цільова функція управління агрегованим навантаженням БГ відповідно до застосованих обмежень набуває вигляду

$$\begin{cases} W_i^{БГ} = W_i^{ПЛАН} \pm D_w & \text{якщо } (W_i^{ПЛАН} + D_w) \leq W_i^{ОБМ}; \\ W_i^{БГ} = (W_i^{ОБМ} - D_w) \pm D_w & \text{якщо } (W_i^{ПЛАН} + D_w) > W_i^{ОБМ}. \end{cases} \quad (4)$$

Учасники ринку, зокрема споживачі, які провадять свою діяльність на ринку електричної енергії, також можуть виконувати й інші ролі, зокрема, роль постачальника послуг з балансування (ППБ) на БР. Балансувальний ринок за основу свого функціонування приймає зобов'язання одиниці надання послуг балансування відповідно до графіків відпуску/відбору, поданих одразу після закриття ВДР [п. 4.1.1, 10]. Інтервал одиниці реального часу (ОРЧ) для БР складає 15 хв [п. 4.1.3, 10]. Продуктами на БР є надання балансувальної енергії за результатами виконання диспетчерських команд на пряму або заплановану активацію пропозиції ППБ на розвантаження/завантаження. Мінімальний обсяг активації на БР складає 1 МВт, дискретність активації складає 1 МВт, мінімальний час поставки прямої активації складає 1 хв, запланованої – 15 хв. [п. 4.1.5, 10].

Після отримання диспетчерської команди на активацію пропозиції з метою її підтвердження ППБ має визначити значення коригування навантаження $P_i^{крп}$ з врахуванням обсягів завантаження/розвантаження. Результат управління диспетчеризованим навантаженням ППБ можна записати як

$$\begin{cases} W_i = (W_i^{ПЛАН} + W_i^{крп} - d_w) \pm d_w & \text{для команди на розвантаження;} \\ W_i = (W_i^{ПЛАН} + W_i^{крп} + d_w) \pm d_w & \text{для команди на звантаження,} \end{cases} \quad (5)$$

де $W_i^{крп} = P_i^{крп} \cdot t$ – значення коригування електроспоживання ППБ, кВт·год (алгебраїчна величина); t – час активації послуги за командою ОСП, год. Якщо ППБ є БГ, для неї визначається значення коригування навантаження. Відповідно, результат управління диспетчеризованим навантаженням для ППБ – БГ запишемо як

$$\begin{cases} W_i^{БГ} = (W_i^{ПЛАН} + W_i^{крп} - D_w) \pm D_w & \text{для команди на розвантаження;} \\ W_i^{БГ} = (W_i^{ПЛАН} + W_i^{крп} + D_w) \pm D_w & \text{для команди на звантаження,} \end{cases} \quad (6)$$

де $W_i^{крп} = P_i^{крп} \cdot t$ – значення коригування електроспоживання ППБ БГ, кВт·год (алгебраїчна величина); t – час активації послуги за командою ОСП, год.

Учасники ринку, зокрема споживачі, також можуть на економічних засадах надавати допоміжні послуги (ДП) у сегменті ринку допоміжних послуг (РДП), якщо їхні можливості щодо надання ДП підтверджено у встановленому порядку. Зокрема, відповідно до Правил ринку [п. 3.1.3, 10] у роботі РДП мають право брати участь учасники ринку, які зареєстровані як постачальники допоміжних послуг (ПДП) і на праві власності або інших законних підставах володіють, здійснюють розпорядження або користування одиницями надання ДП, що споживають електричну енергію, пройшли перевірку, провели випробування електроустановки відповідно до вимог КСП, внесені до Реєстру ПДП, та загальна регулююча потужність яких у точці приєднання більша за 1 МВт. ДП надаються як на обов'язкових, так і на добровільних засадах. Користувачі системи передачі або системи розподілу, які є споживачами електроенергії, надають ДП ОСП на добровільних засадах [п. 3.1.5, 10].

Таким чином можна стверджувати, що запровадження в Україні повномасштабного лібералізованого ринку електричної енергії відкрило для споживачів електричної енергії широкі можливості щодо ефективного енерговикористання для різноманітних потреб, отримуючи при цьому максимальну економію під час розрахунків за електроенергію за умови активного керування

власними режимами електроспоживання. Запропонований в [1] комплексний підхід на основі вдосконалених методів управління та розроблена методологія керування режимами електро-споживання з метою оптимального використання електроенергетичних ресурсів, які закупаються і постачаються споживачем в лібералізованому ринку та виробляються власними генерувальними установками на базі ВДЕ, відкриває споживачам альтернативні шляхи енергозабезпечення за ринковими цінами, які формуються залежно від кон'юнктури ринку і в загальному випадку складаються з цін на певний асортимент товарів і послуг, що продаються і купуються на ринку. Але для реалізації цього потужного потенціалу споживачі потребують продуктивного інструментарію управління попитом.

Таким інструментарієм є автоматизована інформаційна система керування енерговикористанням (AIC KE) *ETU Power Monitor*, описана в [14], де було детально висвітлено досвід управління виробітком та відпуском електричної енергії керованими генерувальними установками на вихідному паливі на прикладі теплоелектроцентралі. Виходячи з (2), метою управління попитом споживача інструментарієм *ETU Power Monitor* для випадку, коли $P_i^{кр}$ не визначено (не задано), є повне усунення невідповідності ($\Delta W_i \rightarrow 0$) між поточним електроспоживанням і плановим значенням з врахуванням довірчого інтервалу управління та встановлених обмежень [8]

$$\begin{cases} \Delta W_i = \sum_{j=1}^n (P_j \Delta t_j) - (P_i^{план} \sum_{j=1}^n \Delta t_j) & \text{якщо } (W_i^{план} + d_w) \leq W_i^{обм}; \\ \Delta W_i = \sum_{j=1}^n (P_j \Delta t_j) - (P_i^{обм} \sum_{j=1}^n \Delta t_j - d_w) & \text{якщо } (W_i^{план} + d_w) > W_i^{обм}, \end{cases} \quad (7)$$

де P_j – навантаження, усереднене за інтервал контролю Δt_j . У разі додаткового запровадження у будь-який спосіб коригувань цільова функція управління навантаженням за рахунок заміщення величин P_j , $P_i^{план}$, $P_i^{обм}$, $P_i^{кр}$ і d_w на відповідно $P_j^{БГ}$, $P_i^{ПЛАН}$, $P_i^{ОБМ}$, $P_i^{КРГ}$ і D_w , набуде вигляду

$$\begin{cases} \Delta W_i = \sum_{j=1}^n (P_j \Delta t_j) - ((P_i^{ПЛАН} + P_i^{КРГ}) \sum_{j=1}^n \Delta t_j) & \text{якщо } (W_i^{ПЛАН} + d_w) \leq W_i^{обм}; \\ \Delta W_i = \sum_{j=1}^n (P_j \Delta t_j) - (P_i^{обм} \sum_{j=1}^n \Delta t_j - d_w) & \text{якщо } (W_i^{ПЛАН} + d_w) > W_i^{обм}. \end{cases} \quad (8)$$

Результати управління навантаженням на прикладі підприємства хімічної промисловості наведено в табл. 1 і проілюстровано на рис. 2.

Таблиця 1

<i>j</i>	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14-20			d_w
<i>P</i>	6692	6678	6664	6696	6692	6720	6608	6748	6692	6776	6748	6972	6692	...	6690	6800	200

Дві горизонтальні прямі на рис. 2 позначають, відповідно, планове значення електроспоживання $W_i^{план} = 6690 \text{ кВт} \cdot \text{год}$ (нижня пряма) та доведене підприємству обмеження $W_i^{обм} = 6800 \text{ кВт} \cdot \text{год}$ (верхня пряма) в *i*-тому (поточному) розрахунковому періоді. Діагональною

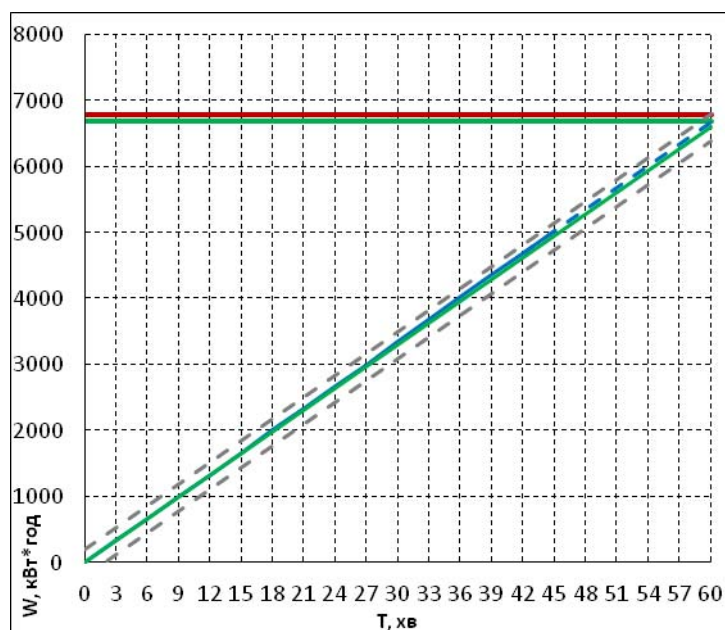


Рис. 2

безперервною прямою, яка виходить з «0» і проведена в точку $W_i^{обм} - d_w = 6800 - 200 = 6600 \text{ кВт} \cdot \text{год}$, позначено лінію «ідеальної норми», а паралельними їй пунктирними лініями, відповідно, лінією скидання (верхня) і лінією відновлення навантаження (нижня), позначено коридор управління $\pm d_w$. Безперервна крива всередині коридору управління вздовж лінії «ідеальної норми» виходить з «0» і відтворює електроспоживання підприємства до 45-ї хвилини поточного розрахункового періоду, тобто до поточного моменту управління, після чого переходить в пунктирну пряму прогнозу електро-споживання на кінець поточного розрахункового періоду. За даними табл. 1 видно, що на 36-й хвилині ($j=12$)

поточного інтервалу управління навантаження підприємства перевищило обмеження (заштриховане значення). Однак це не завадило підприємству, зменшивши навантаження, втриматися в коридорі управління і врешті решт досягти цільового значення управління без перевищення обмеження.

Разом з тим варто зауважити, що часто-густо з необхідністю обмеження потужності (електроспоживання) стикаються споживачі, які закуповують електричну енергію на роздрібному ринку у електропостачальників і не володіють багатофункціональними засобами управління енерговикористанням. Єдиним «підручним» інструментарієм таких споживачів є локальне устаткування збирання та оброблення даних (ЛУЗОД), яке охоплює лише точки комерційного обліку електроенергії і в загальному випадку може складатися просто з комунікаційного модулю (КМ), який забезпечує дистанційний доступ до смарт лічильників, або містити більш розвинений комплекс технічних засобів на базі пристрою збирання та передавання даних (ПЗПД). ТОВ «УНВК-ЕТУ» розробило для таких споживачів бюджетне і разом з тим цілком надійне технічне рішення контролю власного навантаження з використанням технологій мобільного Інтернет, наприклад, для випадку застосування ГОП. Зазвичай, обмеження потужності застосовуються до окремих приєднань споживача, які в загальному випадку не охоплено комерційним обліком.

Технології мобільного Інтернет надають можливість організації бездротової комунікаційної мережі з високою пропускну здатністю. Використання дротового зв'язку на великих відстанях, а особливо на відкритому просторі несе ризики як-то пошкодження ліній зв'язку, крадіжки кабелю, незручність або неможливість безпечного прокладання кабелів, агресивний вплив навколишнього середовища, гризунів тощо. Використання бездротового зв'язку дозволяє розміщувати ПЗПД в спеціалізованих приміщеннях в робочих умовах застосування, що забезпечує його тривалу працездатність та відмовостійкість ЛУЗОД в цілому.

Залежно від встановлених вимог щодо контролю поточних параметрів режимів електроспоживання (ППРЕ) процес збирання первинних даних обліку можна організувати в два способи: через контрольоване або неконтрольоване з'єднання. Під контрольованим з'єднанням розуміється можливість ПЗПД самостійно визначати час та частоту опитування смарт лічильників. Під неконтрольованим з'єднанням розуміється, що ПЗПД опитує смарт лічильники за командою готовності, що надходить від віддалених КМ. До КМ може бути приєднано декілька смарт лічильників або КМ сам може бути складовою смарт лічильника.

Для організації неконтрольованого з'єднання КМ працюють в режимі клієнта, а ПЗПД – в режимі сервера (безперервна стрілка на рис. 3). КМ за завданнями розкладом або періодичністю ініціює з'єднання з ПЗПД. Після встановлення з'єднання ПЗПД здійснює зчитування даних обліку з первинних баз даних (ПБД) смарт лічильників і на їхній підставі формує ППРЕ для оператора. Після завершення опитування смарт лічильників ПЗПД розриває з'єднання з КМ і останній переходить у режим «сну» до наступного з'єднання за визначеним розкладом.

Задля організації контрольованого з'єднання КМ працюють в режимі сервера, а ПЗПД – в режимі клієнта (пунктирна стрілка на рис. 3). КМ постійно знаходиться в онлайн очікуванні з'єднання. ПЗПД ініціює запит на з'єднання. Після встановлення контрольованого з'єднання з КМ ПЗПД зчитує дані обліку з ПБД смарт лічильників і на їхній підставі даних формує ППРЕ. Після завершення опитування ПЗПД розриває з'єднання з КМ і останній перемикається в режим очікування.

В свою чергу, контрольоване з'єднання з використанням технологій мобільного Інтернет може бути організовано в два способи – з використанням публічної або приватної IP-мережі. Під публічними IP-адресами розуміються загальнодоступні в Інтернет адреси. Приватні IP-адреси доступні лише в межах приватної IP-мережі і не доступні в Інтернет. В табл. 2 наведено характеристики використання публічних та приватних IP-адрес.

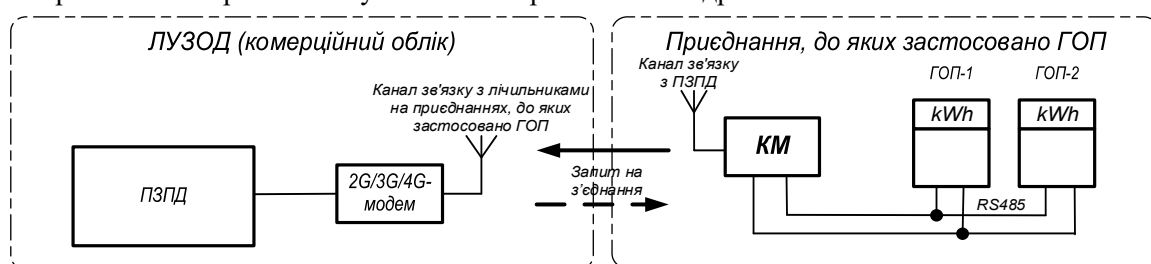


Рис. 3

Організація неконтрольованого з'єднання з використанням технологій мобільного Інтернет є простішою, але може потребувати більш інтелектуальних КМ. Для організації обміну даними між ПЗПД та КМ ПЗПД повинен мати публічну статичну IP-адресу. КМ можуть мати динамічні IP-адреси – зазвичай це окремий пул IP-адрес, які не є публічно доступними. Перевагами такого способу організації мобільної мережі є недоступність КМ для вхідних з'єднань, менші витрати на утримання мобільного Інтернет, не потрібно замовляти додаткові послуги у оператора мобільного зв'язку. Недоліком є доступність ПЗПД в Інтернет та можливість кібератаки безпосередньо на ПЗПД.

Процес зчитування первинних даних обліку з ПБД смарт лічильника зазвичай не передбачає передавання великих обсягів даних, тому будь-яка з технологій 2G/3G/4G придатна для використання. Обмеженням на застосування певної технології можуть бути наступні чинники: якість покриття мобільного оператора, доступність КМ, які підтримують необхідні технології, застарілість технології та, можливо, припинення її підтримки оператором мобільного зв'язку в майбутньому.

Таблиця 2

Публічні IP-адреси	Приватні IP-адреси
Переваги	
Немає вхідних з'єднань з ПЗПД, використовуються лише вихідні з'єднання	
Можливість обмеження вихідних з'єднань виключно для визначених IP-адрес	
Можлива велика кількість одночасних сеансів зв'язку з розосередженими КМ	
	Обмежений доступ, оскільки КМ доступні виключно у приватній IP-мережі мобільного оператора
	За умови надання доступу до приватної IP-мережі через VPN-канал оператора мобільного зв'язку опитувальну потужність ПЗПД може бути суттєво збільшено
Недоліки	
Витрати на використання додаткових послуг мобільного оператора, зокрема, на статичні IP-адреси	
КМ загальнодоступні в Інтернет, що несе ризик атак на смарт лічильники	Якщо ПЗПД отримує доступ до приватної IP-мережі через КМ, то кількість одночасних сеансів зв'язку може бути обмеженою можливостями такого КМ
	Окремі витрати на VPN-канал мобільного оператора для доступу до приватної IP-мережі за умови його використання
	Залежність від VPN-каналу, наданого оператором мобільного зв'язку за умови його використання
Ризики	
Ризики підміни КМ (IP-адреси) або зламу протоколів обміну даними	
	Ризики неконтрольованого доступу до приватної IP-мережі через SIM-карту або її клон

Впроваджене, зокрема, на деревообробному комбінаті (ДОК) технічне рішення передбачає об'єднання смарт лічильників технічного обліку електроенергії на приєднаннях центральної розподільної підстанції (ЦРП) комбінату, до яких застосовано ГОП, спільною шиною RS-485 з виходом у зовнішню мережу через КМ на базі 2G/3G/4G-модему (рис. 4).

ПЗПД має публічну статичну IP-адресу. КМ працює в режимі 2G і що 10 хвилин безумовно виходить в Інтернет для комунікації з ПЗПД. Після встановлення ТСП/IP з'єднання виконується ідентифікація КМ за допомогою спеціалізованих сервісів. За умови успішного завершення процесу ідентифікації ПЗПД здійснює зчитування первинних даних обліку з ПБД смарт лічильників на приєднання, до яких застосовано ГОП, формування ППРЕ і надання сформованих значень корпоративною комп'ютерною мережею до відділу головного енергетика комбінату для аналізу та реалізації керувальних впливів. Після зчитування ПЗПД надсилає команду щодо завершення сеансу

зв'язку, і КМ переходить в режим очікування на наступні 10 хвилин. ПЗПД зчитує з ПБД смарт лічильників такі параметри: профілі навантаження, миттєві значення потужності, сили електричного струму, напруги та частоти, сервісні дані. Сеанс опитування групи смарт лічильників триває 60 секунд. З метою ефективного енерговикористання та забезпечення кібербезпеки віддалений КП безумовно розірве з'єднання через встановлений час, якщо від ПЗПД не надійде команда на розрив з'єднання після завершення чергового сеансу зчитування первинних даних обліку.

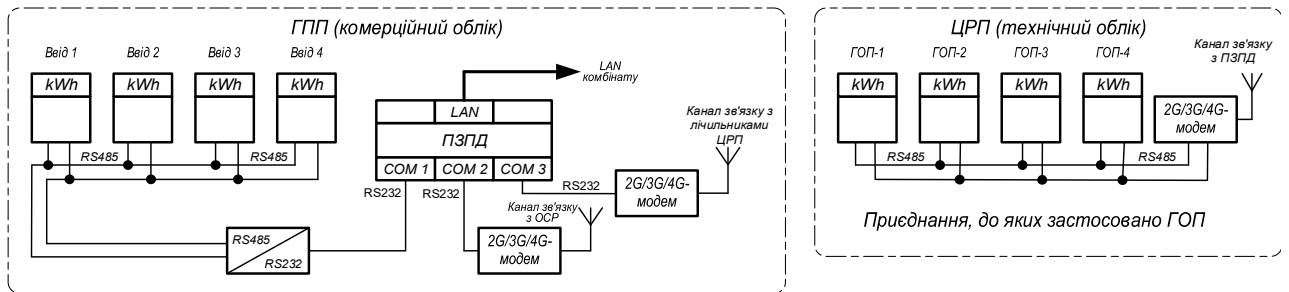


Рис. 4

Таким чином, в рамках виконаних досліджень та практичної імплементації вдосконаленого методичного та інструментального забезпечення управління попитом у суб'єктів лібералізованого ринку електричної енергії України авторами:

- проаналізовано існуючі методи управління попитом;
- виконано аналіз вимог чинних регуляторних документів щодо управління попитом та надання послуг з балансування в лібералізованому ринку електричної енергії України;
- обґрунтовано і доведено необхідність управління попитом в реальному часі (в режимі, близькому до реального часу) з метою забезпечення економічних режимів функціонування ЕЕС в рамках розв'язання завдань якісного електропостачання споживачів в умовах масового інтегрування до електричної мережі розосереджених некерованих генерувальних установок на базі ВДЕ;
- вдосконалено і реалізовано адаптований метод управління попитом за ідеальною нормою, який відрізняється врахуванням цільових значень і обмежень за результатами торгів в сегментах ринку «на добу наперед» (РДН) та внутрішньодобового ринку (ВДР) лібералізованого ринку електричної енергії України;
- за результатами виконаних досліджень модернізовано інструментарій управління попитом на базі АСКОЕ за адаптованим методом ідеальної норми з врахуванням цільових значень і обмежень за результатами торгів на РДН і ВДР та формування інформаційного забезпечення надання послуг з балансування через управління генерувальними установками, віртуальними електростанціями, СНЕ та агрегованим навантаженням в лібералізованому ринку електричної енергії України;
- запропоновано шляхи підвищення ефективності управління попитом в реальному часі (в режимі, близькому до реального часу) через розширення функціональних можливостей базової АСКОЕ і переходу від автоматизованих до автоматичних систем контролю, обліку та управління енерговикористанням.

Висновки.

Узгодження попиту із пропозиціями в лібералізованому ринку електричної енергії в умовах широкого впровадження генерувальних установок на базі ВДЕ за відсутності в достатній кількості потужних промислових СНЕ здійснюється виключно шляхом управління попитом в реальному часі (режимі, близькому до реального часу). Аналіз вимог національних нормативних документів в частині виконання узгоджених режимів електроспоживання доводить, що споживачі потребують вдосконалення методів та ефективного інструментарію управління попитом, адаптованих під нагальні завдання, починаючи від керування попитом під час застосування ГОП/ГОЕ до окремих приєднань на роздрібному ринку до постачання послуг балансування і допоміжних послуг шляхом управління агрегованим навантаженням в лібералізованому ринку електричної енергії України. Управління попитом за вдосконалим методом ідеальної норми в реальному часі (в режимі, близькому до реального часу) модернізованим інструментарієм АІС КЕ, який адаптовано під нагальні завдання з врахуванням цільових значень і обмежень за результатами торгів на РДН і ВДР та формуванням інформаційного забезпечення постачання послуг з балансування та допоміжних послуг

через управління генерувальними установками, віртуальними електростанціями, СНЕ та агрегованим навантаженням в лібералізованому ринку електричної енергії України, відповідає критеріям вартості та ефективності в кожному випадку застосування. Розроблення надійного бюджетного технічного рішення контролю ППРЕ в автоматичному режимі в умовах запровадження ГОП/ГОЕ з використанням технологій мобільного Інтернету дає змогу широко долучати до управління попитом споживачів роздрібного ринку електричної енергії України. В цілому це сприятиме забезпеченню економічних режимів функціонування ЕЕС в рамках розв'язання завдань якісного електропостачання споживачів на тлі широкого інтегрування до електричної мережі розосереджених некерованих генерувальних установок на базі ВДЕ.

1. Праховник А.В., Коцар О.В. Методологія керування режимами електроспоживання в умовах енергоринку. Свідectvo про реєстрацію авторського права на твір № 29784 від 05.08.2009 р. 16 с.
2. Subhasis Panda, Sarthak Mohanty, Pravat Kumar Rout, Binod Kumar Sahu, Shubhranshu Mohan Parida, Hossam Kotb, Aymen Flah, Marcos Tostado-Véliz, Bdereddin Abdul Samad, Mokhtar Shouran. An Insight into the Integration of Distributed Energy Resources and Energy Storage Systems with Smart Distribution Networks Using Demand-Side Management. *Appl. Sci.* 2022. No 12. 8914. DOI: <https://doi.org/10.3390/app12178914>.
3. Martinez V.J., Rudnick H. Design of Demand Response programs in emerging countries. In Proceedings of the 2012 IEEE International Conference on *Power System Technology (POWERCON 2012)*. Auckland, New Zealand, 30 October – 2 November 2012. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/PowerCon.2012.6401387>.
4. EIA. Demand-Side Management Programs Save Energy and Reduce Peak Demand-Today in Energy-U.S. Energy Information Administration (EIA). 2019. URL: <https://www.eia.gov/todayinenergy/detail.php?id=38872> (дата звернення 11.07.2022).
5. Arenawire. What Is Demand Response? Renewable Energy Agency. 2017. URL: <https://arena.gov.au/blog/what-is-demand-response/> (дата звернення 11.07.2022).
6. Кукель-Краевский С.А. Техничко-економические основы планирования потребителей-регуляторов нагрузки. *Известия АН СССР*. 1936. Т. 3.
7. Інтелектуальні електричні мережі: елементи та режими. К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2016. 400 с.
8. Праховник А.В., Розен В.П., Дегтярев В.В. Энергосберегающие режимы электроснабжения горнодобывающих предприятий. М.: Недра, 1985. 232 с.
9. Коцар О.В. Керування режимами електроспоживання кінцевих споживачів в умовах запровадження в Україні ринку двохсторонніх договорів та балансууючого ринку. *Праці ІЕД НАНУ. Спеціальний випуск*. 2011. С. 121-130.
10. Правила ринку. Постанова НКРЕКП від 14.03.2018 р. № 307. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18/> (дата звернення 07.08.2022).
11. Правила ринку «на добу наперед» та внутрішньодобового ринку. Постанова НКРЕКП від 14.03.2018 р. № 308. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0308874-18#top/> (дата звернення 07.08.2022).
12. Інструкція про складання і застосування графіків обмеження та аварійного відключення споживачів, а також протиаварійних систем зниження електроспоживання. Наказ Міністерства енергетики та вугільної промисловості України 23.11.2006 р. № 456 URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0151-07#top/> (дата звернення 07.08.2022).
13. Інструкція про складання і застосування графіків погодинного відключення електроенергії. Наказ Міністерства енергетики та вугільної промисловості України 15.10.2015 р. № 654 URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0153-16#top/> (дата звернення 07.08.2022).
14. Коцар О.В., Расько Ю.О. Формування інформаційного забезпечення завдань керування виробітком та відпуском електроенергії теплоенергоцентраллю в умовах функціонування лібералізованого ринку електричної енергії. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 2 С. 67-76. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.067>.

IMPROVEMENT OF METHODOICAL AND INSTRUMENTAL SUPPORT FOR DEMAND SIDE MANAGEMENT IN THE LIBERALIZED ELECTRICITY MARKETS

O.V. Kotsar¹, I.O. Rasko²

¹National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
Peremohy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine. E-mail: kovpers@ukr.net

²Educational-Scientific-Production Complex-ETU” Ltd.,
Heroiv UPA str., 73, build. 10, Lviv, 79041, Ukraine.

E-mail: iurii.rasko@gmail.com

Global decarbonisation and widespread use of alternative and renewable energy sources aims to shortage the fossil fuel using and reduce the harmful impact on the environment within the framework of the sustainable development paradigm. At the same time, wide integration into the power network of unmanaged generating units based on renewable energy sources in the absence of a sufficient number of electric energy storage units of the required capacity in conditions of unpredictability and instability of production may lead to the inability to provide reliable coverage of the consumers power load, which requires the use of alternative ways of balancing the power system. Under such conditions, the coordination of electric power (electricity) demand and supply for should be carried out exclusively by demand-side management in real time or near real time. That is why the improvement of methodological and instrumental provision of demand-side management tasks today is one of the most important components of the effectiveness of the "green" transition. To achieve the goal, the article analyzed the existing DSM-methods, performed an analysis of the requirements of national regulatory documents for DSM and service provision in the liberalized electricity market of Ukraine, described an improved ideal norm method and a modernized toolkit for demand-side management, as well as a reliable budgetary technical solution for the formation of information support for DSM in the retail electricity market is proposed, which together with dynamic pricing and the introduction of real-time tariffs will contribute to ensuring economic regimes of operation of the IPS and high-quality power supply to consumers. References 14, figures 4, tables 2.

Key words: smart metering system, power consumption mode, electricity market, consumers-load regulator, demand-side management.

1. Prakhovnyk A.V., Kotsar O.V. Methodology of managing electricity consumption modes in the conditions of the energy market. Certificate of copyright registration for the paper No. 29784 dated August 5, 2009, 16 p. (Ukr)
2. Subhasis Panda, Sarthak Mohanty, Pravat Kumar Rout, Binod Kumar Sahu, Shubhranshu Mohan Parida, Hossam Kotb, Aymen Flah, Marcos Tostado-Véliz, Bdereddin Abdul Samad, Mokhtar Shouran. An Insight into the Integration of Distributed Energy Resources and Energy Storage Systems with Smart Distribution Networks Using Demand-Side Management. *Appl. Sci.* 2022. No 12. 8914. DOI: <https://doi.org/10.3390/app12178914>.
3. Martinez V.J., Rudnick H. Design of Demand Response programs in emerging countries. In Proceedings of the 2012 IEEE International Conference on *Power System Technology* (POWERCON 2012). Auckland, New Zealand, 30 October – 2 November 2012. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/PowerCon.2012.6401387>.
4. EIA. Demand-Side Management Programs Save Energy and Reduce Peak Demand-Today in Energy-U.S. Energy Information Administration (EIA). 2019. URL: <https://www.eia.gov/todayinenergy/detail.php?id=38872> (accessed at 11.07.2022).
5. Arenawire. What Is Demand Response? Renewable Energy Agency. 2017. URL: <https://arena.gov.au/blog/what-is-demand-response/> (accessed at 11.07.2022).
6. Kukel-Kraevsky S.A. The technical and economic basis of planning consumers-load regulators. *Bulletin of the Academy of Sciences of the USSR*. 1936. Vol. 3. (Rus)
7. Intelligent electrical networks: elements and modes. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2016. 400 p. (Ukr)
8. Prakhovnyk A.V., Rozen V.P., Dehtiariv V.V. The Energy-Saving Modes of Power Supply for Mining Enterprises. Moskva: Nedra, 1985. 232 p. (Rus)
9. Kotsar O.V. The final consumers power consumption management in the conditions of bilateral contracts market and balancing market implementation in the Ukraine. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy. Special issue*. 2011. Pp. 121-130.
10. The Market Rules. Resolution of the NEURC No 307 dated 14.03.2018. 162 p. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18/> (accessed at 07.08.2022). (Ukr)
11. The Day-aHead and Intraday Market Rules. Resolution of the NEURC No 308 dated 14.03.2018. 162 p. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0308874-18%23top#top/> (accessed at 07.08.2022). (Ukr)
12. The Instructions for Aggregation and Applying the Schedules of Restriction and Emergency Disconnection of the Consumers, as well as Anti-Emergency Systems for the Power Consumption Reducing. Order of the Ministry of Energy and Coal Industry of the Ukraine on November 23, 2006. No 456. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0151-07#top/> (accessed at 07.08.2022). (Ukr)
13. The Instructions for Aggregation and Applying the Hourly Power Outage Schedules. Order of the Ministry of Energy and Coal Industry of the Ukraine on October 15, 2015. No 654. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0153-16#top/> (accessed at 07.08.2022). (Ukr)
14. Kotsar O.V., Rasko Y.O. Formation of the informational supporting for management of power generation and delivery on the cogeneration power plant in the liberalized electricity market. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 2. Pp. 67-76. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.067>. (Ukr)

Надійшла 08.08.2022

Остаточний варіант 13.02.2023

**ЄМНІСНИЙ СЕНСОР З СИСТЕМОЮ ПАРАЛЕЛЬНИХ КОМПЛАНАРНИХ ЕЛЕКТРОДІВ
ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ПОВІТРЯНОГО ЗАЗОРУ В ГІДРОГЕНЕРАТОРАХ**

А.С. Левицький^{1*}, докт.техн.наук, В.Л. Рассовський², Є.О. Зайцев^{1**}, докт.техн.наук.

¹Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: levitskiyanatoliy@mail@gmail.com, zaitsev@i.ua.

²ПрАТ "Укргідроенерго",

Київська обл., м. Вишгород, 07300, Україна.

E-mail: v.rassovskiy@uhe.gov.ua.

У роботі запропоновано та досліджено ємнісний сенсор для вимірювання повітряного зазору між розточенням осердя статора і полюсами ротора в потужному гідрогенераторі. Сенсор складається з системи рівних за шириною стрічкових паралельних компланарних високопотенціальних та низькопотенціальних електродів, між якими розміщуються заземлені електроди. Співвідношення між шириною високопотенціального, низькопотенціального та заземленого електродів вибираються в залежності від величини номінального зазору. Електроди сформовані на діелектричній підкладці, встановленій на розточенні осердя статора. Задля зменшення впливу крайових ефектів на коротких сторонах високопотенціальних електродів довжина низькопотенціальних електродів вибирається меншою, ніж довжина високопотенціальних електродів на величину, яка визначається номінальним зазором. Запропоновано, для зменшення похибки вимірювання, зумовленої впливом кривизни полюсів ротора, розмістити всі електроди за довжиною перпендикулярно твірній розточення осердя. Вимірюється електрична ємність між системою паралельно з'єднаних між собою високопотенціальних електродів і системою паралельно з'єднаних між собою низькопотенціальних електродів, яка функціонально залежить від величини повітряного зазору. Визначено аналітичні та графічні залежності для функції перетворення сенсора, призначеного для використання на капсульному гідрогенераторі типу СГК538/160-70М. Розраховано величину похибки, зумовленої кривизною полюсів ротора в цьому гідрогенераторі. Сенсор в порівнянні з аналогами має вищу точність вимірювання. Сенсор або система сенсорів можуть бути використані як окремий прилад, так і як складова частин систем моніторингу та діагностики. Бібл. 19, рис. 6.

Ключові слова: гідрогенератор, розточення осердя статора, полюс ротора, повітряний зазор, вимірювання, ємнісний сенсор.

Вступ. Повітряний зазор між ротором і статором є одним з найважливіших параметрів потужного гідрогенератора (ГГ) і в значній мірі визначає характеристики машини та її роботу в процесі експлуатації [1], а також істотно впливає і на ряд інших характеристик ГГ: на значення торцевих магнітних потоків і втрат, що викликаються ними в крайніх пакетах осердя та натискних плитах статора, на значення й розподіл втрат на поверхні полюсів ротора, а також на області допустимих режимів роботи генераторів [2].

У відповідності до чинних державних та міжнародних нормативних документів [3–5] повітряні зазори в ГГ є відносно невеликими в порівнянні з діаметрами розточення осердя статора та в діаметрально протилежних точках можуть відрізнятися один від одного не більше, ніж на $\pm 20\%$, якщо заводськими інструкціями не передбачено більш жорсткі норми.

Як відомо [6] повітряний зазор в гідрогенераторах може вимірюватися в статичному режимі під час монтажу на ГЕС або на зупиненій машині під час проведення капітальних ремонтів. Проте дані, отримані з застосуванням статичних вимірювань, не являються якісною основою для оцінки дійсної величини й нерівномірності повітряного зазору машини і, ясна річ, не можуть бути використані в системах моніторингу та діагностики задля визначення фактичного технічного стану машини. Це пов'язано, насамперед з тим, що в динаміці через набір обертів і роботу під навантаженням відбуваються процеси, які впливають на величину та форму зазору [7]. Це зумовлено дією відцентрових сил, викликаних нерівноваженістю обертювих мас ротора, тепловим і динамічним

прогином вала тощо [7–10]. Саме тому контроль в онлайн режимі (в динаміці) дає змогу одержати достовірні та повніші дані щодо відхилення повітряного зазору від їхніх нормованих значень. Отримані в онлайн режимі дані про значення зазору із використанням систем, запропонованих в [1, 11], дають змогу контролювати зміщення та бій окремих полюсів ротора, деформацію ободу ротора, годограф траєкторії руху центру ротора та інші критично важливі експлуатаційні параметри, які характеризують роботу ГГ.

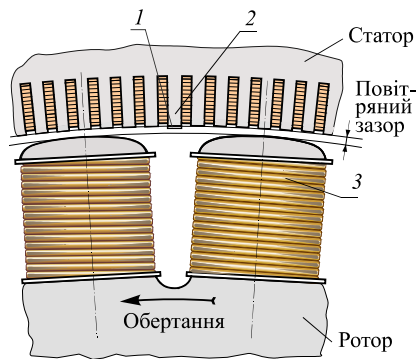


Рис. 1

Як первинне джерело даних задля вирішення завдання достовірного контролю повітряного зазору в гідрогенераторах на даний час найбільшого поширення набули автоматизовані вимірювачі на базі емнісних сенсорів, які виконано в формі пластини, що закріплюється на розточенні осердя статора. Електрична ємність сенсорів залежить від значення повітряного зазору, тобто від відстані між обвідною полюсів ротора та поверхнею розточення осердя статора. На рис. 1 наведено схему встановлення сенсорів на поверхні розточення осердя статора ГГ, де показано: 1 – емнісний сенсор; 2 – зубець осердя статора; 3 – полюс ротора.

Ємнісним сенсорам зазору притаманні специфічні похибки. До них відносяться: похибки, зумовлені впливом крайових ефектів, характер зміни яких та їхні значення залежать від геометрії електродів; технологічні похибки виготовлення електродів та похибки від неточності встановлення сенсорів на машині; похибки від конструктивних параметрів елементів машини. Під час створення сенсорів зазору задля забезпечення точності вимірювання вплив зазначених похибок необхідно мінімізувати.

На сьогодні емнісні вимірювачі повітряного зазору розробляють і виготовляють відомі світові компанії VibroSystm (Канада) [12], Bently Nevada (США) [13], Iris Power (Канада, США) [14], Mikrotrend (Хорватія) [15], Meggitt SA (Швейцарія) [16], Brüel & Kjaer Vibro (Данія, Німеччина) [17]. Аналіз науково-технічних джерел показав, що зазначені компанії не публікують даних про геометрію електродів емнісних сенсорів і даних з оцінки впливу на функції перетворення геометричних параметрів гідрогенераторів, насамперед радіуса кривизни полюса ротора. В ІЕД НАН України було створено ряд емнісних сенсорів зазору в ГГ, для яких було проведено розрахунки похибок вимірювання, зумовлених кривизною полюса ротора [6]. Встановлено, що зазначена похибка зростає зі збільшенням поперечного розміру сенсора (перпендикулярному твірній розточення осердя) і зменшенням радіусу полюсу ротора. За мінімальних зазорів відносна похибка вимірювання може досягати десятих долей процента.

Метою даної роботи є визначення характеристик ємнісного сенсора зазору в гідрогенераторах, в якому мінімізовано похибку вимірювання, зумовлену кривизною полюсів ротора.

У роботах [1, 6] розглядається емнісний сенсор для вимірювання повітряного зазору між поверхнею розточення осердя статора і полюсом ротора в ГГ, що містить стрічкові високопотенціальний та низькопотенціальний електроди, довші сторони яких паралельні між собою та твірній розточення осердя статора. За такої конструкції похибка, зумовлена кривизною полюсів ротора, може досягати також десятих долей процента. Задля зменшення похибки було розроблено конструкцію сенсора, що являє собою діелектричну пластину, на якій в одній площині розміщено систему електродів ємнісного сенсора (рис. 2). До складу сенсора входять стрічкові, паралельні між собою і перпендикулярні твірній розточення осердя статора високопотенціальні електроди 1, низькопотенціальні електроди 2 та додатковий заземлений електрод 3, який розташований навколо високопотенціальних і низькопотенціальних електродів та між ними. Електроди 1, 2 і 3

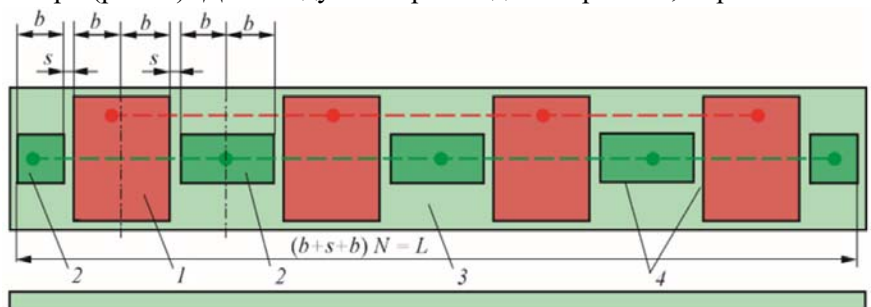


Рис. 2

відокремлені один від одного діелектричними проміжками 4.

Всі високопотенціальні електроди 1 та низькопотенціальні електроди 2 з'єднані між собою таким чином, що утворюють систему електродів нового ємнісного сенсора.

Розміри електродів: l_1, l_2 – довжина високопотенціального та низькопотенціального електродів 1 і 2 відповідно; $2b$ – ширина високопотенціального електрода 1; b – ширина низькопотенціального електрода 2; s – ширина додаткового електрода 3 між електродами 1 і 2; h – ширина діелектричного проміжку 4 (на рис. 1 не показано).

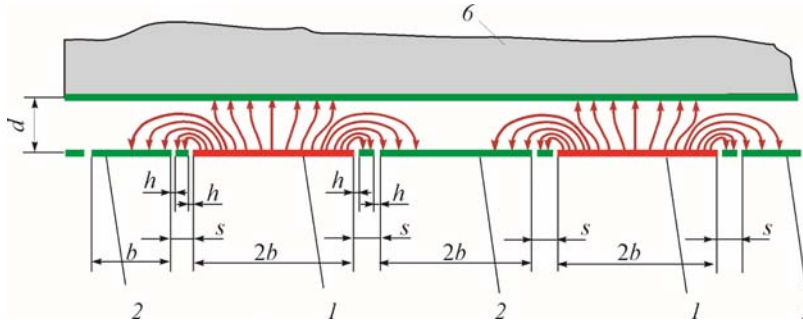


Рис. 3

сторонах b електрода 2.

Для зменшення нелінійності функції перетворення $C_{12\Sigma} = f(d)$ ширина s частини додаткового електрода поміж високопотенціального та низькопотенціального вибрана із умови $b/s \geq 6$, $d_{\max}/s \leq 10$ (d_{\max} – максимальний зазор в гідрогенераторі) [18].

Визначимо ємність C_{12} одного елементарного сенсора в залежності від зазору та геометричних розмірів. Для цього використаємо результати досліджень [18, 19] з допущенням, що радіус полюса ротора є нескінченно великим, а товщина провідного шару електродів сенсора – нескінченно мала

$$C_{12} = l_2 \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \frac{\left(\operatorname{th} \frac{\pi s}{4d} + \operatorname{th} \frac{\pi(s+2b)}{4d} \right)^2}{4 \operatorname{th} \frac{\pi(s+2b)}{4d} \operatorname{th} \frac{\pi s}{4d}}, \quad (1)$$

де $\varepsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – діелектрична проникність вакууму; $\varepsilon_r = 1,00056$ – відносна діелектрична проникність повітря; b – ширина високопотенціального та низькопотенціального електродів; s – відстань між електродами 1 і електродами 2; l_2 – довжина низькопотенціального електрода 2; d – зазор між загальною площиною електродів 1, 2, 3 і полюсом ротора.

З паралельного з'єднання N елементарних сенсорів загальна ємність $C_{12\Sigma}$ сенсора складе

$$C_{12\Sigma} = N \cdot l_2 \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \frac{\left(\operatorname{th} \frac{\pi s}{4d} + \operatorname{th} \frac{\pi(s+2b)}{4d} \right)^2}{4 \operatorname{th} \frac{\pi(s+2b)}{4d} \operatorname{th} \frac{\pi s}{4d}}. \quad (2)$$

З аналізу формули (2) видно, що коли: а) $d \rightarrow 0$, то $C_{12\Sigma}|_{d=0} = 0$; б) ширина s охоронного заземленого електрода між електродами 1 і 2 є нескінченно малою ($s = 0$), то $C_{12\Sigma}|_{d=0} = 0$; в) зазор між площиною електродів 1 і 2 є нескінченно великим ($d \rightarrow \infty$), то

$$C_{12\Sigma}|_{d \rightarrow \infty} = N l_2 \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \frac{(s+b)^2}{s(s+2b)}.$$

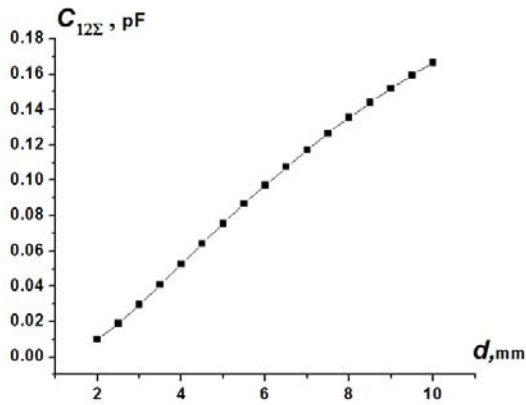


Рис. 4

Визначимо функцію перетворення сенсора зазору, що призначений для використання на капсульному гідрогенераторі типу СГК 538/160-70М, в якому повітряний зазор d між статором і ротором змінюється в діапазоні від 2 до 10 мм. Використовуючи результати [18, 19] встановимо, що оптимальними розмірами електродів сенсора будуть: $l_2=10$ мм; $b=12$ мм; $s=2$ мм. На рис. 4 наведено графік функції перетворення $C_{12\Sigma} = f(d)$.

Формула (1) для функції перетворення не враховує того, що в реальних умовах зазор в машині визначається не до плоскої поверхні, а до поверхні полюса, що має кривизну. Визначимо похибку, зумовлену цією обставиною. Для цього створимо розрахункову схему, на якій зображено окремий елементарний сенсор (рис. 5), що є складовою частиною всього сенсора. Похибка від кривизни полюса ротора окремого сенсора буде такою ж, як і похибка системи паралельних сенсорів.

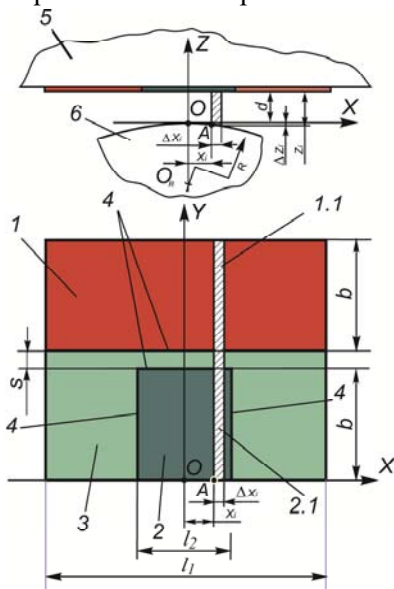


Рис. 5

Введемо систему координат XYZ і виділимо в площині електродів площадку нескінченно малої ширини Δx_i , яка перебуває на відстані $x_i = OA$ від осі Y . На елементарній площадці утворюються два компланарні електроди 1.1 і 2.1. Ємність ΔC_{12i} між ними в залежності від їхніх розмірів і координати z_i визначиться як

$$\Delta C_{12i} = \Delta x_i \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \frac{\left(\operatorname{th} \frac{\pi s}{4z_i} + \operatorname{th} \frac{\pi(s+2b)}{4z_i} \right)^2}{4 \operatorname{th} \frac{\pi(s+2b)}{4z_i} \operatorname{th} \frac{\pi s}{4z_i}}. \quad (3)$$

З урахуванням геометричних співвідношень між радіусом кривизни полюса R , відстанню x_i і зазору d координата z_i складе

$$z_i = d + R - \sqrt{R^2 - x_i^2}. \quad (4)$$

З урахуванням (4) отримаємо $\Delta z_i = R - \sqrt{R^2 - x_i^2}$.

Загальна ємність окремого сенсора з урахуванням R визначиться за формулою

$$C_{12Cur} = \sum_{i=0}^{\infty} \Delta C_{12i} = 2 \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \int_0^{l_2/2} \ln \frac{\left(\operatorname{th} \frac{\pi s}{4(d+R-\sqrt{R^2-x^2})} + \operatorname{th} \frac{\pi(s+2b)}{4(d+R-\sqrt{R^2-x^2})} \right)^2}{4 \operatorname{th} \frac{\pi(s+2b)}{4(d+R-\sqrt{R^2-x^2})} \operatorname{th} \frac{\pi s}{4(d+R-\sqrt{R^2-x^2})}} dx. \quad (5)$$

Похибка сенсора, зумовлена кривизною полюсів ротора, з урахуванням (1) і (5) дорівнює

$$\delta_{Cur} = \left(1 - \frac{C_{12Cur}}{C_{12}} \right) \cdot 100\%. \quad (6)$$

Графік залежності $\delta_{Cur} = f(d)$ показано на рис. 6.

Як видно з цього графіка, застосування запропонованого ємнісного сенсора з системою паралельних компланарних електродів зменшує похибку вимірювання, зумовлену кривизною полюсів ротора ГГ, приблизно в три рази в порівнянні з аналогічною похибкою подібних сенсорів з такими ж габаритними розмірами [6].

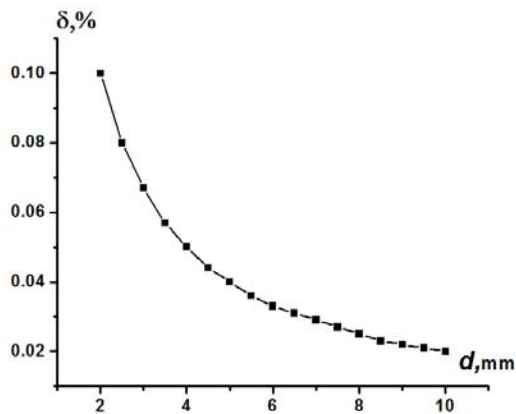


Рис. 6

для вимірювання повітряного зазору в гідрогенераторах різних типів з урахуванням їхніх конструктивних особливостей.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розширення функціональних можливостей та підвищення метрологічних характеристик засобів вимірювання в системах моніторингу і діагностування в електроенергетиці» (шифр «Параметр-Д»), КПКВК6541030 та в рамках іменної стипендії Верховної Ради України для молодих учених – докторів наук за 2022 рік (Постанова Верховної Ради України від 01.12.2022 № 2791-IX).

A CAPACITIVE SENSOR WITH PARALLEL COMPLANARE ELECTRODES SYSTEM FOR MEASUREMENT OF AIR GAP IN HYDROGENERATORS

A.S. Levitsky¹, V.L. Rassovsky², Ie.O. Zaitsev¹

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Peremohy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: levitskiyanatoliy@mail@gmail.com, zaitsev@i.ua.

² PJSC "Ukrhydroenergo",

Kyiv region, Vyshgorod, 07300, Ukraine.

E-mail: v.rassovsky@uhe.gov.ua.

A capacitive sensor for measuring the air gap between the boring of the stator core and the poles of the rotor in a powerful hydrogenerator is proposed and investigated. The sensor consists of a system of equal in width tape parallel coplanar high-potential and low-potential electrodes, between which grounded electrodes are placed. The ratios between the width of the high-potential, low-potential and grounded electrodes are selected depending on the size of the nominal gap. The electrodes are formed on a dielectric substrate mounted on the boring of the stator core. To reduce the effect of edge effects on the short sides of high-potential electrodes, the length of the low-potential electrodes is chosen to be smaller than the length of the high-potential electrodes by a value determined by the nominal gap. It is proposed to place all electrodes along the length perpendicular to the boring core generatrix to reduce the measurement error due to the influence of the rotor pole curvature. The electrical capacitance between the system of high-potential electrodes connected in parallel and the system of low-potential electrodes connected in parallel, which functionally depends on the size of the air gap, is measured. Analytical and graphical dependences for the sensor conversion function intended for use on a SGK538 / 160-70M bulb hydrogenerator have been determined. The value of the error caused by the curvature of the rotor poles in this hydrogen generator was calculated. The sensor in comparison with analogs has higher accuracy of measurement. The sensor or sensor system can be used as a stand-alone device or as part of monitoring and diagnostic systems. References 19, figures 6.

Keywords: hydrogen generator, stator core boring, rotor pole, air gap, measurement, capacitive sensor.

1. Zaitsev Ie., Levytskyi A. Hybrid electro-optic capacitive sensors for the fault diagnostic system of power hydrogenerator. In: Clean Generators – Advances in Modeling of Hydro and Wind Generators. IntechOpen, 2020. Pp. 25-42. DOI: <https://doi.org/10.5772/intechopen.77988>.

2. Glebov I.A., Dombrovsky V.V., Dukshtau A.A., Paper A.S., Pinsky G.B., Shkolnik E.V. Hydrogenerators. Moskva: Energoizdat, 1982. 368 p. (Rus)
3. Condition monitoring and diagnostics of machines – Hydroelectric generating units. ISO 19283:2020 (E). ISO copyright office: Geneva, Switzerland, 2020. 70 p.
4. Norms of electrical equipment testing. SOU-N EE 20.302:2020. Ministry of Energy and Environmental Protection of Ukraine. officer kind. PJSC NEC Ukrenergo. 238 p. URL: <https://docs.dtkr.ua/download/pdf/1225.943.1> (accessed date 13.07.2022). (Ukr)
5. Mechanical vibration – Measurement and evaluation of machine vibration – Part 5: Machine sets in hydraulic power generating and pump-storage plants. ISO 20816-5:2018. ISO copyright office: Geneva, Switzerland, 2018. 53 p.
6. Levitsky A.S., Fedorenko H.M., Gruboy O.P. Control of the state of powerful hydro- and turbogenerators with the help of capacitive meters of parameters of mechanical defects. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2011. 242 p. (Ukr)
7. Overview of Typical Factors Affecting the Air Gap of a Hydrogenerator. URL: https://library.vibrosystem.com/en/Application_Notes/AN006-a.pdf (accessed at 13.07.2022).
8. Xu B., Chen D., Zhang H., Li C., Zhou J. Shaft mis-alignment induced vibration of a hydraulic turbine generating system considering parametric uncertainties. *Journal of Sound and Vibration*. 2018. No 435. Pp. 74-90. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jsv.2018.08.008>.
9. Wu Q., Zhang L., Ma Z. A model establishment and numerical simulation of dynamic coupled hydraulic-mechanical-electric-structural system for hydropower station. *Nonlinear Dynamics*. 2017. No 87(1). Pp. 459-474. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11071-016-3053-1>.
10. Zhanga J., Zhanga L., Ma Z., Wanga X., Wuc Q., Fand Z. Coupled bending-torsional vibration analysis for rotor-bearing system with rub-impact of hydraulic generating set under both dynamic and static eccentric electromagnetic excitation. *Chaos, Solitons & Fractals*. 2021. No 147. Pp. 1-13. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2021.110960>.
11. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Sydorhuk V.E. Air gap control system for hydrogenerators. *Devices and Methods of Measurements*. 2017. No 8(2). Pp.122-130. DOI: <https://doi.org/10.21122/2220-9506-2017-8-2-122-130>.
12. Air Gap monitoring (Rotor/Stator). VMTM Air Gap. URL: https://www.vibrosystem.com/en/product/vm_air_gap/ (accessed at 13.07.2022).
13. 4000 Series Air Gap Sensor System. URL: <https://dam.bakerhughesds.com/m/4dfdaa01abf81f67/original/4000-Series-Air-Gap-Sensor-System-Datasheet-167885-pdf.pdf> (accessed at 13.07.2022).
14. Iris Power Capacitive Air Gap Sensor. URL: <https://www.veski.hr/brochures/Iris%20Power%20CGS%20Brochure%20Capacitive%20Gap%20Sensor.pdf> (accessed at 13.07.2022).
15. Mikrotrend. URL: <https://www.mikrotrend.com/ags-air-gap-sensor.htm> (accessed at 13.07.2022).
16. Air-gap measuring system LS 120 transducer and ILS 730 signal conditioner. URL: https://tsisl.es/tsi/wp-content/uploads/2015/07/DS_LS120_ILS730-en.pdf (accessed at 13.07.2022).
17. Air Gap Sensor EQ 2431-A. URL: <https://www.bkvibro.com/product/eq2431-a2-air-gap-sensors/> (accessed at 13.07.2022).
18. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Characteristic of capacitive sensor for the air gap control system in the hydrogenerator. Proc. 2017 IEEE First Ukraine Conference *On Electrical And Computer Engineering (UKRCON)*. Kyiv, Ukraine, May 29 – June 2, 2017. Pp. 390-394. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100516>.
19. Gorbova G.M., Gorbov M. M., Meijer G. C. M. Analysis capacitance and linearity gauge characteristic of coplanar micro-displacement sensor. Proc. XVII *IMECO World Congress*. Dubrovnic, Croatia, June 22-27, 2003. TC15. Pp. 1965-1968.

Надійшла 11.01.2023
Остаточний варіант 25.02.2023

ОБЧИСЛЕННЯ ПОПРАВОК ДИФЕРЕНЦІЙНИХ ДВОХЕЛЕКТРОДНИХ КОНДУКТОМЕТРИЧНИХ КОМІРОК ІЗ РОЗРАХУНКОВОЮ КОНСТАНТОЮ

О.О. Міхаль^{1*}, докт. техн. наук, Д.В. Мелешук^{1**}, канд. техн. наук, О.Ю. Стеннік^{2***}

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

E-mail: a_mikhal@ukr.net.

² ДП «Укрметртестстандарт»,

вул. Метрологічна, 4, Київ, 03143, Україна.

Об'єктом дослідження є диференційна двохелектродна кондуктометрична комірка із розрахунковою константою, що призначена для відтворення одиниці довжини – метра в національних еталонах одиниці електролітичної провідності рідин. Диференційна комірка складається з двох трубок однакового діаметра але різної довжини. В статті приведена ідеалізована модель обчислення констант комірок та визначення електролітичної провідності. Наявність отворів для заповнення комірки, що спотворює рівномірність розподілу щільності струму в середині комірки та значна діелектрична провідність водних розчинів призводить до суттєвих похибок вимірювання опору стовпів рідини. Наведено математичні вирази для обчислення двох типів поправок. По-перше, поправка, що зумовлена порушенням рівномірності поля від впускних та випускних отворів комірки. По-друге, поправка, що зумовлена наявністю струмів зміщення в водних розчинах електролітів. Наведено зовнішній вигляд макету комірки на двох трубках діаметром 9 мм і довжиною 50 та 100 мм відповідно, що проходить апробацію в складі національного еталона України. Бібл. 7, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: кондуктометрія, кондуктометрична комірка, електролітична провідність, вимірювання, похибка, диференційний метод.

Вступ. Для відтворення одиниці фізичної величини електролітичної провідності рідин (далі - ЕПР) національними еталонами держав використовується "прямий" метод відтворення фізичної величини [1]. Метод має три основні конструктивні рішення кондуктометричних комірок: комірки поршневого типу (piston type), комірки із змінною центральною подовжувальною трубкою (with removable central extension tube) та диференційні комірки, що складаються із двох окремих двохелектродних комірок різної довжини. Комірки першого типу використовуються в національних метрологічних інститутах (НМІ) Німеччини та Бразилії. Комірки другого типу використовуються в НМІ США, Данії, Італії, Словаччини та Японії. Принципи їхньої побудови та варіанти зовнішнього вигляду докладно розглянуто у [2, 3]. Найбільш простими за конструкцією залишаються комірки третього типу. Вони були застосовані в державному еталоні РФ [4]. В основі принципу дії комірки покладено формування стовпа рідини ідеального профілю за допомогою рухомих верхніх електродів. Але під час міжнародних звірень ССQM К-36 [5] в результатах еталона було виявлено неприпустимо велику похибку. В той же час можливості таких комірок далеко не вичерпані. Тому дослідження саме таких (простих) варіантів конструкції, що можуть привести до створення сучасних еталонних комірок із покращеними метрологічними характеристиками, можуть бути фінансово обгрунтовані та виступати як актуальна задача державного рівня.

Відзначимо, що принцип дії еталонних кондуктометричних комірок всіх відомих типів практично однаковий і заснований на вимірюванні опору віртуального стовпа рідини, що виникає як результат диференційного методу вимірювання. Ефективність диференційного методу очевидно напряму залежить від декількох факторів, зокрема: від точності компенсації електрохімічних явищ на межі електрод\розчин, від особливостей вимірювання опору змінному струму, зокрема наявності струмів зміщення у водних розчинах електролітів, та нерівномірності поля а саме щільності струму, що зумовлено конструкцією комірки. Тому **мета** роботи полягає у розгляді принципу дії диференційної комірки, що складається із двох окремих двохелектродних комірок, та розробці методів корекції до опору змінному струму стовпа розчину із ідеальним профілем у вигляді відповідних поправок.

Принцип дії диференційної двохелектродної комірки. Складність реалізації диференційного методу в кондуктометричних вимірюваннях полягає в особливості моделі інтерфейсу комірки з гальванічним контактом. Докладно імпедансна модель і характер частотних залежностей були розглянуті

© Міхаль О.О., Мелешук Д.В., Стеннік О.Ю., 2023

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0001-7816-8880>; ** <https://orcid.org/0000-0003-2591-1583>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-2351-3381>

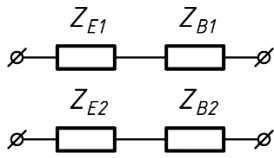


Рис. 1

в [6]. Проблеми точних вимірювань створюють невизначеність положення межі між електрохімічним та об'ємним імпедансами і відсутність точки доступу для зняття падіння напруг на відповідних імпедансах. Задля покращення ефективності диференційного методу звернемося до електричної моделі диференційної комірки. Виходячи із імпедансної моделі кондуктометричного інтерфейсу [5], електрична модель диференційної комірки (Z_{C1} , Z_{C2}) повинна складатися із двох послідовно включених імпедансів: електрохімічних Z_{E1} , Z_{E2} та об'ємних Z_{B1} , Z_{B2} , як це представлено на рис. 1.

Оскільки опір комірки в загальному вигляді є комплексною величиною, то основне рівняння диференційного методу має вигляд

$$Z_{C1} - Z_{C2} = \operatorname{Re}(Z_{C1} - Z_{C2}) + j \operatorname{Im}(Z_{C1} - Z_{C2}). \quad (1)$$

Вектормірні засоби вимірювання дають змогу отримувати результат окремо для активної та реактивної складових комірки, а саме параметри послідовної схеми заміщення $R_{E,S}$ та $R_{B,S}$. Саме ці параметри відповідають принципу адитивності. Тож маємо право записати

$$\operatorname{Re}(Z_{C1} - Z_{C2}) = (R_{E,S1} - R_{E,S2}) + (R_{B,S1} - R_{B,S2}). \quad (2)$$

Ефективність диференційного методу залежить від того, наскільки можна вважати рівним нулю вираз в першій круглій скобці. Задля досягнення цієї мети необхідно забезпечити декілька умов. Складові електрохімічного імпедансу кожної комірки $R_{E,S1}$ та $R_{E,S2}$ повинні мати мінімальні значення, бути температурно незалежними, однаковими або стабільними у часі на інтервалі двох вимірювань. Перша умова досягається шляхом збільшення робочої частоти. В цій частині треба бути обережними, оскільки вибираючи частоту 10 кГц і більше можна погіршити метрологічні характеристики як комірки, так і засобів вимірювання. Друга умова залежить від характеристик термостата (а саме стабільності температури). Зважаючи на значний температурний коефіцієнт опору розчину (для хлориду калію він складає 2,6 % на один градус Цельсія) стабільність температури повинна бути не гірше 0,01°C. Третя умова пов'язана з вибором типу метала, з якого виготовляють електроди. Найбільш стабільний та мінімальний за розміром електрохімічний імпеданс має електрод із платини. Але таке рішення потребує спеціальних дозволів та значних фінансових затрат. Тож виходом може бути використання інших типів металів, збільшення ефективної площі електродів або нанесення платини на металеві чи кварцові електроди. Врахування всіх цих умов дає змогу вважати першу складову у круглих скобках рівняння (2) рівною нулю з похибкою до одиниці найменшого розряду прецизійного засобу вимірювання. Але остаточне підтвердження цього висновку має бути перевірено експериментально. Виходячи із наведеного, можемо записати

$$\operatorname{Re}(Z_{C1} - Z_{C2}) = (R_{B,S1} - R_{B,S2}) \stackrel{\text{def}}{=} R_1 - R_2. \quad (3)$$

В подальшому, аби не ускладнювати роботу з формулами, індекси В та S не будемо записувати. Але всюди, де під параметрами R_1 та R_2 мають на увазі результати вимірювання, необхідно пам'ятати, що мова йде про активну складову об'ємного імпедансу у двохелементній послідовній схемі заміщення.

Конструктивно диференційна комірка (рис. 2) складається із двох окремих двохелектродних комірок, які в свою чергу складаються із кварцових трубок 1, 2, що мають однакову площу перетину S , але різну довжину L_1 і L_2 , і металевих електродів 3, 4, що розташовуються на торцях трубок.

Математичний вираз для обчислення опорів рідин в середині двохелектродних комірок представлений системою (4). Це ідеалізована модель, яка справедлива за умов, що поле всередині двохелектродної комірки є однорідним, а лінії щільності струму – колінеарні

$$\begin{cases} R_1 = k^{-1}(L_1 / S) \\ R_2 = k^{-1}(L_2 / S) \end{cases}. \quad (4)$$

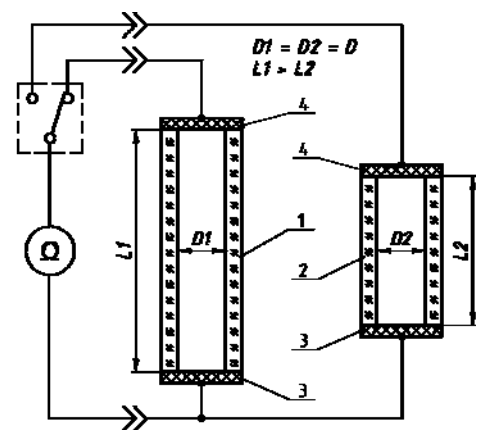


Рис. 2

Первинна кондуктометрична комірка є прецизійним вимірювальним перетворювачем. Відношення вхідної фізичної величини ЕПР k до вихідної електричної провідності $G=1/R$ (що обернена опору) в кондуктометрії називають константою комірки. Константа є параметром обернено пропорційним до коефіцієнту перетворення вимірювального перетворювача. Але, так історично склалося, що саме параметр "константа" широко використовується в кондуктометрії. Тож константа ідеалізованої комірки K , виходячи із системи (4), буде за визначенням обраховуватися за наступною формулою:

$$K = \frac{L}{S} = \frac{4L}{\pi D^2} \quad (5)$$

Останнє рівняння справедливе для комірки з формфактором у вигляді прямого кругового циліндра, тобто циліндричної трубки з внутрішнім діаметром D .

Якщо знайти параметр k , використовуючи систему (4), то неважко отримати математичний вираз диференційного методу визначення ЕПР, що використовується в більшості національних еталонів провідних держав світу

$$k = \frac{(L_1 - L_2)}{(R_1 - R_2)} \frac{1}{S} \quad (6)$$

В термінах константи комірки останнє рівняння виглядає наступним чином:

$$k = \frac{K_1 - K_2}{R_1 - R_2} \quad (7)$$

Обчислення поправки, що зумовлена порушенням рівномірності поля від наявності впускних та випускних отворів комірки. Диференційна комірка на рис. 2 має суттєвий недолік, пов'язаний із процедурою заповнення комірки розчином. Тож в конструкції з постійно закріпленими електродами повинні бути передбачені отвори для заповнення комірки розчином електроліту. На рис. 3 наведено схематичне зображення двохелектродної кондуктометричної комірки з боковими отворами у перерізі, що є однією частиною диференційної комірки. Друга частина, за аналогією із рис. 2, буде відрізнятися лише довжиною L .

Геометричні параметри (рис. 3) можуть, з одного боку, набувати варіацій і впливати на розрахунок константи та систематичну похибку вимірювання, а з іншого боку можуть бути чітко виміряні. Вплив цих параметрів на зміну опору може бути теоретично оцінений і врахований, застосовуючи поправку. В основі конструкції двохелектродної комірки кварцова трубка 1 довжиною L та внутрішнім діаметром D . На торцях трубки закріплені дискові металеві електроди 2 з виводами 5 для під'єднання вимірювача опору b , що дає змогу вимірювати активну складову повного імпедансу стовпа рідини $\text{Re}(Z)$ у відповідності до рівнянь (2, 3). На боковій поверхні трубки зроблено два отвори 3 діаметром d та вклеєні два патрубкі 4, що розташовані від краю трубки на відстані x . Під час обчислення опору стовпа рідини в середині трубки будемо вважати, що об'єкт є однорідним за складом (з постійною концентрацією електроліту) та ізотропним середовищем i , отже в системі рівнянь (4) параметр $k = \text{const}$.

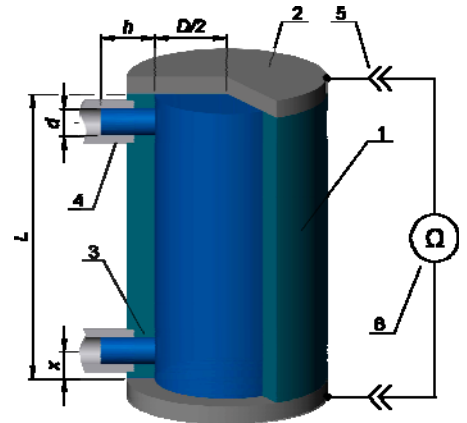


Рис. 3

Наявність отворів призводить до збільшення ефективної площі перетину. Відповідно опір заповненої комірки R_{Ci} із боковими отворами буде меншим для кожної трубки від опору ідеалізованої моделі R_i без бокових отворів на відносну величину (зсув), яку можна вважати відносною систематичною похибкою. Цей зсув за визначенням можна обчислити за формулою

$$\delta_i^{\text{def}} = (R_{Ci} - R_i) R_i^{-1}, \quad (8)$$

де i – відповідає номеру трубки.

Очевидно бокові отвори викривлюють електричне поле в певній частині внутрішнього об'єму. Вони зумовлюють тривимірний характер розтікання змінних електричних струмів у трубках комірки,

що, в свою чергу, вимагає розгляду тривимірної польової електромагнітної задачі. Обчислення зсуву опору стовпа рідини (8) основане на тому, що фактор нерівномірності щільності струму, який зумовлений наявністю отворів 3 (рис. 3), може бути повністю врахований завдяки точному вимірюванню діаметра отвору d та його відстані від краю трубки x .

Результати обчислень (отримані в середовищі програмного забезпечення Comsol Multiphysics) та зсув значення опору відносно ідеалізованої моделі для комірки, заповненої розчином хлориду калію з ЕПР $0,1 \text{ См} \cdot \text{м}^{-1}$ діелектричною проникністю розчину $\epsilon_r = 78$ [7] і конкретними геометричними параметрами, наведено у табл. 1.

Таблиця 1

Геометричні параметри комірки, мм	Опір комірки без отворів R_i , Ом	Опір комірки з отворами та стовпами рідини довжиною h у патрубках комірки R_{Ci} , Ом				Відносний зсув опору спричинений наявністю отворів δ_i , долі одиниці
		$h = 0,5$ мм	$h = 1$ мм	$h = 2$ мм	$h = 5$ мм	
$L_1 = 100$, $D_1 = 9$, $d_1 = 2$, $x_1 = 2$	15719,0067	15715,060	15714,413	15714,291	15714,286	-0,000300
$L_2 = 50$, $D_2 = 9$, $d_2 = 2$, $x_2 = 2$	7859,50336	7855,5562	7854,9116	7854,7875	7854,7830	-0,000601

Як видно із табл. 1, за довжин стовпів рідини у патрубках (рис. 3) $h > d$ (більше 2 мм) опір комірки вже змінюється лише в сьомому знаку, що відповідає відносному відхиленню на рівні 10^{-5} %. Розмір зсуву знаходиться на межі чутливості методу обчислення польової задачі, тому варіаціями зсуву, зумовленими довжиною патрубків більше $h = d$, можна знехтувати. Але зсув від наявності бокових отворів є суттєвим. Для трубки довжиною 50 мм він складає мінус 0,06 %, а для трубки довжиною 100 мм він складає мінус 0,03 %.

Відносний зсув – це систематична похибка, яка теоретично розраховується і тому може використовуватися задля зменшення невилученої систематичної похибки константи комірки або невизначеності типу В результатів вимірювання ЕПР. Задля врахування поправки визначимо опір R_i комірки без отворів, використовуючи визначення (8), та підставимо в ідеалізовану модель (7)

$$k = \frac{K_1 - K_2}{R_{C1}/(1 + \delta_1) - R_{C2}/(1 + \delta_2)}, \quad (9)$$

де δ_1 – відносний зсув опору від нерівномірності поля довгої трубки; δ_2 – відносний зсув опору від нерівномірності поля короткої трубки.

Розкладемо функцію $1/(1+\delta_i)$ в ряд, візьмемо тільки лінійну складову. Тоді наближений вираз для оцінки поправки з похибкою меншою за δ_i^2 набуде вигляду

$$k \approx \frac{K_1 - K_2}{R_{C1}(1 - \delta_1) - R_{C2}(1 - \delta_2)}. \quad (10)$$

Після нескладних перетворень отримаємо

$$k = \frac{K_1 - K_2}{(R_{C1} - R_{C2})(1 + \delta_d)}, \quad (11a)$$

де δ_d – узагальнений відносний зсув різниці опорів, що обраховується за формулою

$$\delta_d = \frac{\delta_2 R_{C2} - \delta_1 R_{C1}}{R_{C1} - R_{C2}}. \quad (11b)$$

Очевидно, коефіцієнт $(1+\delta_d)$ можна віднести як до результатів вимірювання опорів R_{Ci} , так і до результату обчислень різниці констант диференційної комірки і вважати її поправкою до ідеалізованої моделі.

Обчислення поправки, що зумовлена наявністю струмів зміщення від наявності діелектричної проникності розчинів електролітів. Об'єктом вимірювання в кондуктометрії є рідина, що

проводить електричний струм. Такою рідиною виступають розчини сильних кислот або основ, що у воді повністю дисоціюють на окремі іони. Для прецизійних вимірювань, як правило, використовують хлорид калію. Провідники із іонним типом провідності називають провідниками другого роду. За електролітичною (питомою) провідністю провідники другого роду займають проміжне положення між металами та діелектриками. Але вода як розчинник є тим середовищем, в якому поряд із іонами речовин, що дисоціюють, та іонами від авто дисоціації самої води, присутні також молекули води (не дисоційовані). А вони, як відомо, мають дипольний момент. Тому у воді або її розчинах як рідкому середовищі, що проводить електричний струм, існує зсув фази між струмом провідності та струмом зміщення. Задля оцінки цього явища звернемося до закону повного струму

$$\text{rot}\dot{H} = \dot{j}_{total} = \dot{j}_{cond} + \dot{j}_{bias} = k\dot{E} + \frac{\partial\dot{D}}{\partial t}, \quad (12)$$

де k – ЕПР, за умов однорідного середовища є константою, що не залежить від просторових координат.

За умов гармонічного збудження маємо

$$\dot{D} = \varepsilon_r \varepsilon_0 \dot{E} = \varepsilon_r \varepsilon_0 \vec{E}_m e^{j\omega t}, \quad (13)$$

де ε_0 – діелектрична проникність вакууму; ε_r – діелектрична проникність розчину, за умов однорідного середовища є константою, що не залежить від просторових координат; ω – частота джерела, що збуджує поле; \vec{E}_m – амплітуда напруженості електричного поля, що є функцією просторових координат але не залежить від часу (індекс m надалі опускається).

Якщо підставимо рівняння (13) у (12), то отримаємо

$$\dot{j}_{total} = (k + j\omega\varepsilon_r\varepsilon_0)\vec{E} = \vec{k}\vec{E}. \quad (14)$$

Перехід від диференціальних характеристик поля (j , E , k , ε_r) до інтегральних характеристик електричних кіл (I , U , R , C) можна розглядати як коло-польову задачу з обчислення об'ємного імпедансу стовпа рідини з урахуванням компенсації електрохімічного імпедансу (1-3)

$$Z_B = U_{12}/I_{12}, \quad (15)$$

де напруга та струм між електродами комірки обчислюються за наступними формулами:

$$\dot{U}_{12} = -\int_1^2 \text{grad}\phi dl, \quad \dot{I}_{12} = \int_S (J_{cond} + J_{bias}) ds = (k + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r) \int_S \vec{E} ds. \quad (16)$$

Але для ділянки прямолінійного циліндричного провідника довжиною L_i та площею перетину S з урахуванням отриманого раніше [6] безіндукційного наближення (коли для провідників другого роду можна знехтувати впливом векторного магнітного потенціалу) та рівномірного й однорідного поля можемо вважати, що в будь-якому поперечному перетині стовпа розчину електроліту маємо постійним градієнт скалярного електричного потенціалу $\text{grad}\phi = \text{const}$. За цих умов для рівнянь (14) є очевидними наступні перетворення:

$$\dot{I}_{12} = \int_S (k + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r) \vec{E} ds = \int_S (k + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r) (-\text{grad}\phi) ds = -(k + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r) \cdot \text{grad}\phi \cdot S. \quad (17a)$$

$$\dot{U}_{12} = -\int_1^2 \text{grad}\phi dl = -\text{grad}\phi \cdot L_i. \quad (17b)$$

Тоді, підставивши останні вирази в рівняння (14), для дійсної частини об'ємного імпедансу отримаємо

$$R_B = \text{real} \left(\frac{-\text{grad}\phi \cdot L_i}{-(k + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r) \cdot \text{grad}\phi \cdot S} \right) = R_i \cdot \text{real} \left(\frac{1}{1 + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r/k} \right), \quad (18)$$

де $R_i = L_i/kS$ – опір стовпа електроліту ідеальної моделі без впливу будь-яких факторів, для кожної трубки окремо відповідає системі (4).

Якщо співвідношення $\omega\varepsilon_0\varepsilon_r/k = tg\phi$ – можна вважати тангенсом фазового кута між струмами провідності та зміщення, то вираз для похибки, що зумовлена наявністю струмів зміщення або кінцевого значення діелектричної проникності в імпедансній моделі (14), буде мати наступний вигляд:

$$\delta_\varepsilon = \frac{R_{Bi} - R_i}{R_i} = \frac{-tg^2\phi}{(1 + tg^2\phi)} \approx -tg^2\phi = -\left(\frac{\omega\varepsilon_0\varepsilon}{k} \right)^2. \quad (19)$$

Наближене рівняння має місце для малих значень тангенса. Похибка δ_ϵ є методичною похибкою. Вона зумовлена тим, що в середовищі водних розчинів електролітів складаються саме два струми: провідності та зміщення. Відповідно об'ємний імпеданс представлений двоелементною паралельною ємнісною схемою заміщення. Якщо під час моделювання або вимірювання користуватися не імпедансною (15), а адмітансною формою представлення результатів, тобто вимірювати не складові комплексного опору, а складові комплексної провідності, то похибка δ_ϵ буде відсутньою. Але ж за умов адмітансного представлення не можна виділити окремо об'ємний та електрохімічний імпеданс, як в рівняннях (1, 2). Тому придушення електрохімічного імпедансу в диференційному методі (3) для адмітансної моделі буде не повним. Тож альтернативи імпедансній моделі (15) нема. Похибка δ_ϵ може досягати суттєвих значень. Наприклад, для дистильованої води ($k \approx 2$ мкСм/см) на робочій частоті 1 кГц вона складає 0,05 %. Аби отримати результат наближений до ідеального, необхідно вносити поправку до результатів вимірювання опору, величина якої визначається за аналогією з раніше отриманою моделлю (9). Оскільки похибка δ_ϵ залежить від властивостей розчину та частоти і не залежить від довжин трубки, то вона буде однаковою для обох трубок. З урахуванням поправки на наявність струмів зміщення ідеалізоване рівняння (7) набуде вигляду

$$k = \frac{(K_1 - K_2)(1 + \delta_\epsilon)}{(R_{B1} - R_{B2})}, \quad (20)$$

де R_{B1} – вимірний опір довгої двоелектродної комірки; R_{B2} – вимірний опір короткої двоелектродної комірки.

Реалізація досліджень. Формули (5-20) були використані для обчислення і корекції константи комірки та результатів вимірювання. З метою підтвердження результатів дослідження виготовлено макет диференційної двоелектродної кондуктометричної комірки із розрахунковою константою. Її зовнішній вигляд представлений на рис. 4.



Рис. 4



Рис. 5

Габаритні розміри диференційної комірки (д×ш×в): 320мм×120мм×52мм. В основі конструкції комірки лежать дві прецизійно оброблені трубки із оптичного кварцового скла із номінальним внутрішнім діаметром 9 мм та довжинами 50 мм та 100 мм відповідно. Трубки розміщено в спеціально спроектованому герметичному корпусі із модифікованого поліетилен-терефталату (матеріал PETG), який був виготовлений методом друку за технологією пошарового наплавлення (FDM). Конструкція корпусу розроблена таким чином, що кожний кінець трубок розміщується в окремій герметизованій порожнині корпусу, де приклеюються патрубки, платиновані електроди і під'єднуються дроти роз'єму для підключення вимірювача опору. Вимірювання геометричних розмірів трубок проводилося на

вимірювальному мікроскопі та прецизійному вимірювачі довжини Precimar 828-500 СІМ фірми Mahr GmbH в лабораторії вимірювань довжин Науково-виробничого інституту геометричних вимірювань ДП «УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ».

Номінальні геометричні розміри кварцових трубок, з яких побудована диференційна комірка, а також розраховані значення констант комірок і поправки до них наведено у табл. 2.

Таблиця 2

Номінальні параметри комірки, мм	Константа комірки без отворів $K_i, \text{м}^{-1}$	Різниця констант $(K_1 - K_2), \text{м}^{-1}$	Відносний зсув опору, спричинений наявністю отворів δ_i , долі одиниці	Відносний зсув різниці опорів δ_d долі одиниці
$L_1=100, D_1=9, d_1=2, x_1=2$	1572,70	786,349	-0,000300	$1,80000 \cdot 10^{-7}$
$L_2=50, D_2=9, d_2=2, x_2=2$	786,349		-0,000601	

Макет виготовленої диференційної кондуктометричної комірки проходить апробацію в складі державного еталона одиниці ЕПР ДЕГУ 05-02-04 (рис. 5).

Висновки. Розглянуто принципи побудови диференційної комірки із розрахунковою константою, що включають ідеалізовану модель комірки та два математичні вирази для обчислення поправки, що зумовлені: неоднорідністю поля від наявності впускних та випускних отворів та наявністю струму зміщення і діелектричної проникності розчинів електролітів дають змогу суттєво зменшити рівень основних складових невилученої систематичної похибки вимірювання ЕПР. Зокрема:

– поправки на нерівномірність розподілу щільності струму, яка зумовлена боковими отворами, залежать від довжини трубки. Для нашої КДК вона складає мінус 0,03 % для трубки довжиною 100 мм і мінус 0,06 % – для трубки довжиною 50 мм;

– поправка, що зумовлена наявністю струму зміщення розчинів електролітів залежить від ЕП розчинів електролітів. Для мало концентрованих розчинів або дистильованої води вона може сягати 0,05 %.

Роботу виконано за проектом "Розробка та дослідження кондуктометричної диференційної комірки Джонса для державного еталона одиниці електролітичної провідності рідин" та договором між ІЕД НАН України та ДП "УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ" № 20/547-21 від 01 лютого 2021 р.

1. Wu Y.C., Koch W.F., Pratt K.W. Proposed New Electrolytic Conductivity Primary Standards for KCl Solutions. *J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol.* 1991. Vol. 96. Pp. 191–201.
2. Brinkmann F., N. Ebbe Dam, Deák E., Durbiano F., Ferrara E., Fükö J., Jensen H.D., Máriássy M., Shreiner R.H., Spitzer P., Sudmeier U., Surdu M., Vyskočil L. General paper: Primary methods for the measurement of electrolytic conductivity. *Accred Qual Assur.* 2003. No 8. Pp. 346–353. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00769-003-0645-5>
3. Asakai T., Maksimov I., Onuma S., Suzuki T., Miura T., Hioki A. *New Japanese certified reference materials for electrolytic conductivity measurements. Accreditation and Quality Assurance.* 2017. Vol. 22(2). Pp. 73–81. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00769-017-1253-0>
4. Ovchinnikov Yu.A., Suvorov V.I., Levstov V.I. State Primary Standard and State Verification Scheme for Instruments for Measuring the Electrical Conductivity of Liquids. *Measure technique.* 2000. No. 9. P. 18. (Rus)
5. Jensen H.D. Final Report of Key Comparison CCQM-K36. *Metrologia.* 2010. No 47(1A):8025–08025. DOI: <https://doi.org/10.1088/0026-1394/47/1A/08025>
6. Mikhal A.A., Meleshchuk D.V., Analysis of the impedance model of a two-electrode contact conductometric chamber. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2020. No. 1. Pp. 78–86. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.01.078>
7. Chen T., Hefter G., Buchner R. Dielectric Spectroscopy of Aqueous Solutions of KCl and CsCl. *The Journal of Physical Chemistry A.* 2003. Vol. 107 (20). Pp. 4025–4031. DOI: <https://doi.org/10.1021/jp026429p>

CALCULATION OF CORRECTIONS OF DIFFERENTIAL TWO-ELECTRODE CONDUCTIVITY CELLS WITH CALCULATED CONSTANT

O.O. Mikhal¹, D.V. Meleshchuk¹, O.Y. Stennik²

¹Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Peremohy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: a_mikhal@ukr.net.

²SE "Ukrmetrteststandart", Metrolohichna str., 4, Kyiv, 03143, Ukraine.

The object of study is a differential two-electrode conductivity cell with a calculated constant, designed for the practical realization of the unit of length – a meter in national measurement standards of electrolytic conductivity of liquids. The differential cell consists of two tubes of the same diameter but different lengths. The article presents an idealized model for calculating cell constants and determining electrolytic conductivity. The presence of holes for filling the cell, causing a distortion of the uniformity of the current density distribution in the middle of the cell, and a significant dielectric permeability of aqueous solutions lead to significant errors when measuring the resistance of liquid columns. The article presents mathematical expressions for calculating two types of corrections. First, the correction caused by the distortion of the field uniformity due to the presence of the inlet and outlet holes of the cell. Secondly, the correction caused by the presence of bias currents in aqueous solutions of electrolytes. The appearance of a differential cell based on two tubes with a diameter of 9 mm and a length of 50 and 100 mm, respectively, which is being tested as a part of the national measurement standard of Ukraine, is given. References 7, figures 5, tables 2.

Key words: conductometry, conductivity cell, electrolytic conductivity, measurement, error, differential method.

Надійшла 07.12.2022
Остаточний варіант 23.03.2023