



ISSN 1607-7970
E-ISSN 2218-1903

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

№ 6
2022

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>

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М., ЧЕРКАСЬКИЙ О.П. Особливості перехідних процесів у колах другого порядку з нелінійною моделлю іскроерозійного навантаження в умовах примусового обмеження їхньої тривалості.....3

Перетворення параметрів електричної енергії

РУДЕНКО Ю.В. Аналіз процесів у перетворювачі Кука з ізолюючою структурою з використанням метода усереднення13

Електромеханічне перетворення енергії

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., ТАТАРІНОВ К.М. Зовнішня демпферна система ротора явнополюсної синхронної машини19

РОРОВОУСН О.М., GOLOVAN I.V. Specification of determination the induction motor torque by the magnetic core modes in the saturated area26

МАЗУРЕНКО Л.І., БІБІК О.В., ШИХНЕНКО М.О. Дослідження способів керування вентильно-індукторним приводом насосного обладнання з циклічним навантаженням.....36

Електроенергетичні системи та устаткування

БУТКЕВИЧ О.Ф., ГУРСЄВА Т.М., ЧИЖЕВСЬКИЙ В.В., ЮНСЄВА Н.Т. Про деякі впливи складу генеруючих потужностей на динамічні властивості енергосистем42

БАСОК Б.І., ДУБОВСЬКИЙ С.В., КУДЕЛЯ П.П. Сучасні проблеми функціонування ТЕС України52

ШПОЛЯНСЬКИЙ О.Г. Аналіз перехідних процесів при постановці ЛЕП змінного струму під напругу в гібридних енергосистемах58

ЯГУП В.Г., ЯГУП К.В. Дослідження режимів компенсації реактивної потужності в узагальненій системі електропостачання63

ВОЛОШКО А.В. Узагальнений ідентифікатор наявності спотворень якості електричної енергії72

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

МІКНАЛ О.О. A four terminal axial-bishielded networks77

До 100-річчя від дня народження академіка НАН України Ф.Б. Гриневича.86

ПОКАЖЧИК статей за 2022 рік.....88

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

SHYDLOVSKA N.A., ZAKHARCHENKO S.M., CHERKASKYI O.P. Features of transients in second-order circuits with a nonlinear model of spark-erosion load under conditions of forced limitation of their duration.....3

Conversion of electric energy parameters

RUDENKO Yu.V. Analysis of processes in a CUK converter with isolated structure using the averaging method.....13

Electromechanical energy conversion

VASKOVSKY Yu.M., TATARINOV K.M. External damper system of the salient pole synchronous machine19

POPOVYCH O.M., GOLOVAN I.V. Specification of determination the induction motor torque by the magnetic core modes in the saturated area26

MAZURENKO L.I., BIBIK O.V., SHYKHENENKO M.O. The study of control principles of the switched reluctance pumping equipment drive with cyclic load.....36

Electric power systems and installations

BUTKEVYCH O.F., HURIEIEVA T.M., CHYZHEVSKYI V.V., YUNIEIEVA N.T. On some influences of the composition of generating capacities on dynamic properties of power systems42

BASOK B.I., DUBOVSKYI S.V., KUDELYA P.P. Modern problems of CHP functioning in Ukraine52

SHPOLIANSKII O.G. Analysis of transient processes during energisation of the AC overhauled transmission line in the hybrid power systems.....58

YAGUP V.G., YAGUP K.V. Power compensation modes research in generalized electrical supply system63

VOLOSHKO A.V. Generalized identifier of the presence of distortions of quality of electricity72

Information-measuring systems in power engineering

MIKHAL O.O. A four terminal axial-bishielded networks77

To the 100th anniversary of the birth of Academician

of the National Academy of Sciences of Ukraine **F.B. HRYNEVYCH**86

INDEX for papers 202288

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ

Редактор І.О. БРАГІНЕЦЬ

ОСОБЛИВОСТІ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ У КОЛАХ ДРУГОГО ПОРЯДКУ З НЕЛІНІЙНОЮ МОДЕЛЛЮ ІСКРОЕРОЗІЙНОГО НАВАНТАЖЕННЯ В УМОВАХ ПРИМУСОВОГО ОБМЕЖЕННЯ ЇХНЬОЇ ТРИВАЛОСТІ

Н.А. Шидловська*, чл.-кор. НАН України, С.М. Захарченко**, докт.техн.наук,

О.П. Черкаський***, канд.техн.наук

Інститут електродинаміки НАН України,

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

E-mail: shydlovska@ied.org.ua, snzakhar@ukr.net, cherkassky_a@ukr.net,

В програмному середовищі Matlab Simulink створено модель розрядно-імпульсної системи другого порядку з нелінійним описом еквівалентного електричного опору іскроерозійного навантаження. В умовах примусового обмеження тривалості розрядних імпульсів для низки значень індуктивності та ємності розрядного контуру і початкових умов на них розраховано перехідні електромагнітні процеси в системі. В групах режимів з фіксованими значеннями початкової напруги на робочому конденсаторі та в групах режимів з фіксованими значеннями амплітуди напруги вільних розрядів на навантаженні побудовано і проаналізовано залежності від тривалості розрядних імпульсів їхньої енергії, імпульсної потужності у навантаженні та швидкості її зміни. Показано, що в обох групах режимів для кожного набору значень параметрів: тривалості розрядних імпульсів, ємності робочого конденсатора і початкової напруги на ньому існує значення індуктивності розрядного контуру, яке забезпечує найбільші значення швидкості змін імпульсної потужності у навантаженні. У групах режимів з фіксованими значеннями амплітуди напруги вільних розрядів на навантаженні для описаного вище набору параметрів також існують значення індуктивності розрядного контуру, які забезпечують найбільші значення енергії та імпульсної потужності у навантаженні. Для трьох значень індуктивності розрядного контуру графічно вирішені задачі підвищення вказаних вище параметрів імпульсів. Бібл. 27, рис. 11.

Ключові слова: іскроерозійне навантаження, нелінійна модель, розрядно-імпульсні системи, перехідний процес, тривалість імпульсів.

Вступ. Методи імпульсного іскро- та плазмоерозійного оброблення шарів гранул металів і сплавів у робочих рідинах є основою технологічних процесів виробництва їхніх мікродисперсних порошків із заданими властивостями: магнітною пам'яттю форми [1], високою густиною енергії [2], жароміцних [3], з аморфною структурою [4], а також нанодисперсних гідрозолів біологічно активних металів [5], очищення [6] і знезараження [7] природних і стічних вод, в тому числі і для потреб енергетики. Широке застосування цих методів можливе, зокрема, завдяки здатності керування дисперсністю ерозійних частинок шляхом зміни параметрів розрядних імпульсів [8]. Підвищення ефективності такого керування і розширення його діапазонів неможливі без всебічного дослідження впливу структури вихідних кіл розрядно-імпульсних систем (РІС) [9], які реалізують ці процеси, ємності [10, 11] та індуктивності їхніх розрядних контурів [12] і граничних умов на них [13, 14] на параметри перехідних електромагнітних процесів у навантаженні [15].

Моделювання перехідних процесів у вихідних колах РІС, іскроерозійне навантаження (ІЕН) яких спрощено представлено еквівалентним постійним активним опором, а також дослідження впливу параметрів реактивних елементів цих кіл на параметри перехідних процесів описано у багатьох публікаціях [16–18]. У роботах [19, 20] представлено аналогічні дослідження за примусового обмеження тривалості розрядних імпульсів. Такий підхід дає змогу підвищити середні за час протікання τ розрядного струму $i(t)$ значення швидкості його зростання $di(t)/dt$, швидкості зростання напруги на навантаженні $du(t)/dt$, середньої потужності у навантаженні $\bar{P} = (1/\tau) \int_0^{\tau} i(t)u(t)dt$ та ін. [11] і сприяє зменшенню середніх розмірів ерозійних частинок [8]. Це, в свою чергу, підвищує енерго- та матеріа-

лоєфективність процесів отримання стійких до седиментації гідрозолів біологічно активних металів, а також очищення поверхневих і стічних вод.

Проте, такі спрощені моделі еквівалентного електричного опору (ЕЕО) ІЕН не враховують його нелінійні [21] і параметричні [22] властивості, а також стохастичні зміни [23] внаслідок високо-частотних міграцій великої кількості одночасно існуючих плазмових каналів по поверхні металевих гранул у їх шарі [16], через що не є точними. Нелінійні моделі ЕЕО таких навантажень є компромісом між складністю і точністю відтворення електрофізичних процесів у них. З використанням деяких з них проведено дослідження електромагнітних процесів у вихідних колах РІС без примусового обмеження тривалості розрядних імпульсів [8, 21]. Метою роботи є дослідження впливу параметрів реактивних елементів вихідного кола РІС з нелінійною моделлю ЕЕО ІЕН і граничних умов у них на параметри перехідного процесу в умовах примусового обмеження тривалості розрядних імпульсів.

Методика і умови проведення чисельного експерименту. Дослідження проводилися шляхом чисельного моделювання перехідних процесів у програмному пакеті Mathlab Simulink. Налаштування моделі ЕЕО ІЕН відповідали наступним реальним умовам проведення експерименту: 1) гранули алюмінію сферичної форми діаметром 4 мм; 2) висота і ширина їх шару в розрядній камері з вертикальними електродами, яка мала форму прямокутного паралелепіпеду, 50 і 22 мм відповідно, відстань між електродами 56 мм, а їхня висота – 78 мм; 3) робоча рідина – водопровідна вода з питомим електричним опором 25 Ом·м. Електродні потенціали, які при цьому виникають, враховувалися за методикою, описаною в [24].

Для 11 дискретних значень початкової напруги U_{C0} на робочому конденсаторі C у діапазоні від 48 до 400 В [24] проводилися розрахунки перехідних процесів у вихідному колі РІС. Для кожного значення U_{C0} тривалість розрядних імпульсів у навантаженні τ примусово обмежувалася у діапазоні від 1 до 20 мкс з кроком 1 мкс. Нижня межа діапазону близька до мінімального часу відключення потужного біполярного транзистора з ізольованим затвором в реальній РІС [10]. Верхня межа діапазону приблизно на 30% перевищує мінімально можливе значення, яке можна досягти в реальній тиристорній РІС [5]. Моделювання для кожного значення U_{C0} проводилося для трьох найбільш поширених на практиці значень індуктивності розрядного контуру L_w : 0,5, 1,8 і 10 мкГн і для трьох значень ємності робочого конденсатора C : 50, 100 і 400 мкФ.

Схему заміщення ЕЕО ІЕН, яка використовувалася, наведено у [25]. Там же розраховано залежності параметрів її реактивних елементів від розмірів гранул і плазмових каналів між ними у робочому діапазоні частот. Активна складова ЕЕО ІЕН R описувалася нелінійною моделлю на основі степеневі функції від миттєвих значень струму $i(t)$, який протікає в ньому: $R(i) = R_F (R_1 + E_1 |i|^{-1}) / (R_1 + E_1 |i|^{-1} + R_F)$ [24]. Поясненню фізичного змісту її параметрів і розрахунку їх значень в умовах експерименту для 11 дискретних значень U_{C0} присвячено окрему публікацію [24]. Тут лише зазначимо, що R_F моделює за різних значень прикладеної напруги активну складову ЕЕО води у двох зонах розрядної камери: зона 1 – над шаром гранул і зона 2 – між гранулами; R_1 – активну складову опору шару алюмінієвих гранул з плазмовими каналами між ними; E_1 – проти-ЕРС джерела, яке моделює відповідну складову падіння напруги на плазмових каналах [24].

Simulink-модель вихідного кола РІС з іскроерозійним навантаженням наведено на рис. 1. Робочий конденсатор РІС у моделі рис. 1 представлено ідеальним елементом з ємністю C . Сумарний активний опір замкнутого розрядного ключа і з'єднувальних кабелів представлено ідеальним елементом з постійним активним опором R_p . Індуктивність кабелів і елементів вихідного контуру РІС враховано ідеальним елементом з індуктивністю L_w . Опір шунта розрядної камери (6 Ом) представлено ідеальним резистором R_{shunt} . Лінійну складову активного опору моделі навантаження представлено ідеальним елементом R_l . Джерело $E1$ схеми заміщення навантаження моделюється за допомогою керованого джерела напруги, позначеного $CVS Spark$, та модулем задання функції керування ним $f(u) E1$.

Схема заміщення опору заповненої водою зони 1 моделюється лінійною складовою R_{FL01} і керованим джерелом напруги $CVS FL1$ з модулем функції керування $RFL1(u)$, які враховують особливості електродних процесів, викликані зміною прикладеної напруги [24]. Аналогічно, схема заміщення опору заповненої водою зони 2 моделюється лінійною складовою R_{FL02} і керованим джерелом напруги $CVS FL2$ з модулем функції керування $RFL2(u)$, які враховують особливості електродних процесів, викликані зміною прикладеної напруги [24, 26]. Індуктивність схеми заміщення ЕЕО [25] навантаження представлено ідеальним елементом L_S , а ємність – C_S .

Для представлення залежностей від часу величин, що моделюються, в табличному вигляді використовуються стандартні блоки *ToWorkspace* бібліотеки Simulink/Sinks з наступними позначеннями: u, i, P, W, R – відповідно напруга на навантаженні, струм, потужність та енергія в ньому, а також його опору відповідно; $iF, iF1, iF2, iS, iCS, iSh, iS_Div_iSh$ – сумарного струму у воді, струму у воді, що заповнює зони 1 та 2, струму плазмових каналів, струму ємності C_s , струму шунта і відношення струму плазмових каналів до струму шунта відповідно; $Qf, Qf1, Qf2, Qs, Qs_Div_Qf$ – зарядів, які пройшли через всю воду, через воду, що заповнює зони 1 та 2, через плазмові канали та відношення заряду, що пройшов через плазмові канали до заряду, що пройшов через всю воду; du, di, dP, dR – похідних напруги на навантаженні, струму і потужності в ньому, а також його опору відповідно [24, 26].

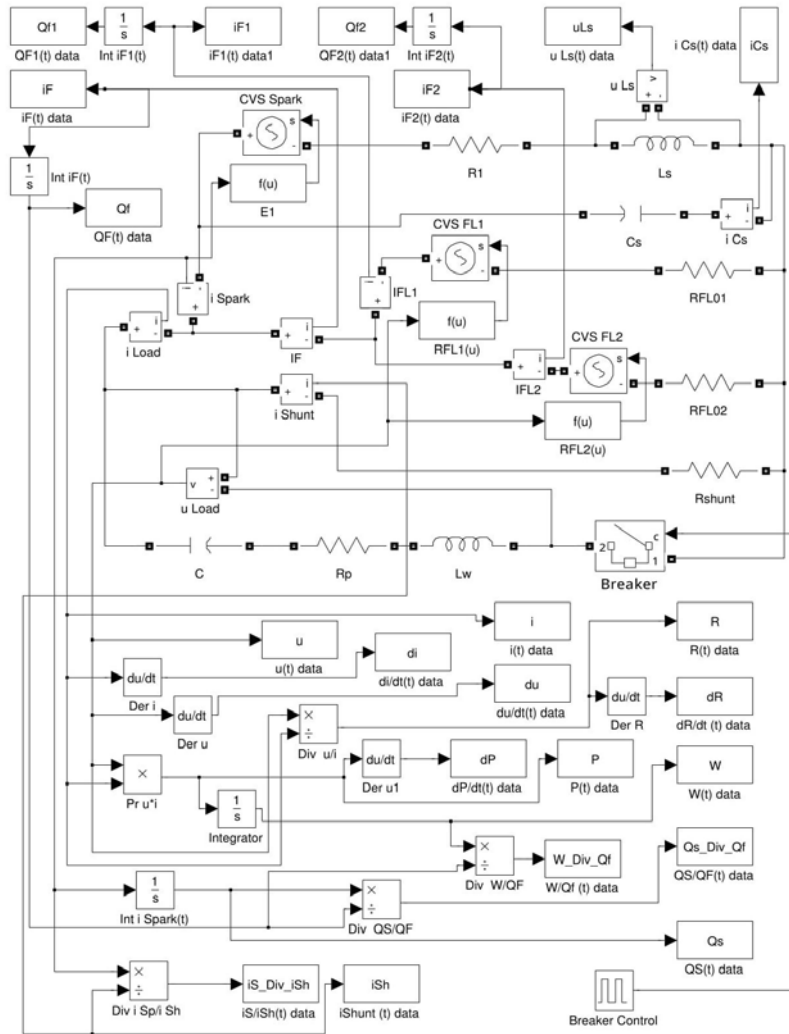


Рис. 1

і нульовому початковому струму дроселя L_w представлено на рис. 2 – 4 відповідно. Саме цей режим за $L_w=1,8$ мкГн забезпечував амплітуду імпульсів напруги на навантаженні $U_m=110$ В і був близьким до оптимального для очищення природних вод іскроерозійною коагуляцією [6]. Результати, отримані за інших значення ємності робочого конденсатора C та початкової напруги на ньому U_{C0} , за браком місця тут не наводяться, а їх аналіз може становити предмет окремих досліджень. Суцільними кривими на рис. 2 – 4 та рис. 7 – 9 представлено залежності, отримані для індуктивності розрядного контуру $L_w=0,5$ мкГн, точками – для 1,8 мкГн, а штриховими – для 10 мкГн.

З підвищенням тривалості розрядних імпульсів τ їхня енергія W монотонно збільшується (рис. 2). Найбільші її значення та швидкості зростання спостерігаються за найменшого значення індуктивності L_w . На ділянці малої тривалості імпульсів (приблизно до 1 мкс для $L_w=0,5$ мкГн та до приблизно 6 мкс для 10 мкГн) швидкість зростання W найменша. На середній ділянці вона найбільша, а наприкінці розглянутого діапазону змін τ знову уповільнюється. Найкраще це видно для малих

Модулі, за допомогою яких здійснюються операції взяття похідних, позначені *Der*, інтегрування – *Int*, ділення – *Div*, множення – *Pr*. Керування тривалістю розрядного імпульсу виконується за допомогою керovanого вимикача, який позначено *Breaker*. Сигнал керування ним формується блоком *Breaker Control* на основі наперед заданого значення тривалості імпульсу.

Результати моделювання та обговорення. Залежності від часу струму у навантаженні, напруги на ньому, миттєвої потужності, їхніх похідних, а також заряду мали вид, аналогічний відповідним залежностям [26] і [8] на тих же ділянках зміни аргументу, оскільки в цих роботах використовувалася така ж сама модель ЕЕО ІЕН, але тривалість розрядних імпульсів не обмежувалася. Тому на цих залежностях зупинятися не будемо.

Результати розрахунків залежностей від тривалості розрядних імпульсів τ енергії у навантаженні

$$W = \int_0^{\tau} i(t)u(t)dt, \text{ середніх за час } \tau$$

імпulsної потужності \bar{P} та швидкості її зростання dP/dt_{cp} для $C=\text{const}=50$ мкФ, $U_{C0}=\text{const}=121,6$ В

значень L_W , за яких найбільша частка енергії конденсатора передається у навантаження у розглянутому діапазоні тривалості імпульсів. Для забезпечення прийнятної продуктивності процесу бажано, щоб імпульси обмежувалися не раніше, ніж наприкінці другої ділянки залежностей рис. 2. Але відносно великі значення L_W не дають змогу ефективно передавати енергію робочого конденсатора у навантаження у таких умовах і для роботи з імпульсами, тривалість яких обмежується 10 мкс, бажано, щоб L_W не перевищувала 0,5 мкГн, що доволі складно забезпечити на практиці [27].

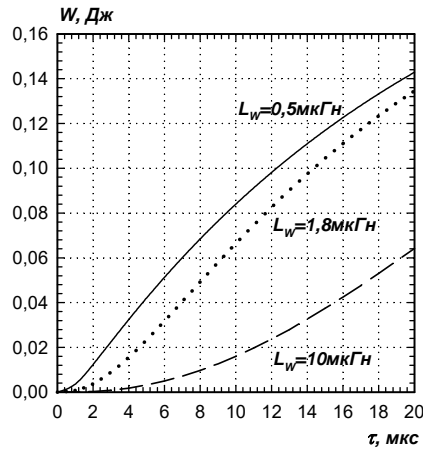


Рис. 2

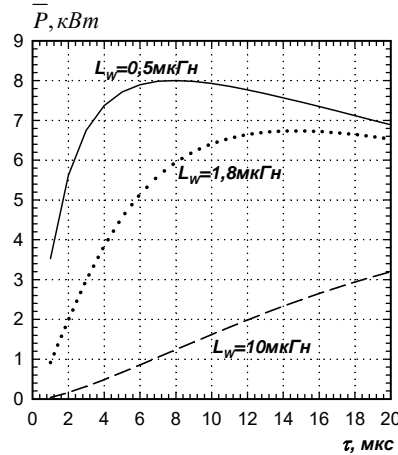


Рис. 3

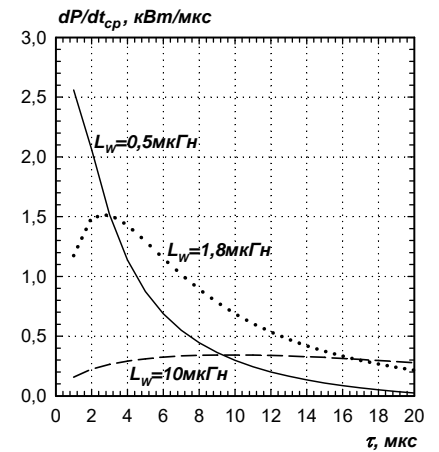


Рис. 4

У разі збільшення початкової напруги на конденсаторі U_{C0} збільшуються значення W за тих же самих значень τ , що призводить до збільшення куту нахилу $W(\tau)$ до осі абсцис. Це узгоджується з результатами моделювання перехідних процесів з використанням лінійних моделей ЕЕО ІЕН. Деякі розбіжності в цих залежностях для лінійних і нелінійних моделей ЕЕО ІЕН можуть бути предметом подальших досліджень.

Залежності середньої імпульсної потужності у навантаженні \bar{P} від тривалості імпульсу за $L_W=0,5$ та $1,8$ мкГн, представлені на рис. 3, мають екстремуми. Залежність $\bar{P}(\tau)$ за $L_W=10$ мкГн також має екстремум, але він знаходиться поза межами діапазону тривалості імпульсів, який наведено на рис. 3. Значення абсцис цих екстремумів збільшуються із збільшенням значень L_W , а ординат, навпаки, зменшуються. Крім того, ширина піків залежностей збільшується із збільшенням L_W . Тобто, для кожного набору значень C , L_W та ЕЕО навантаження в його лінійній моделі за критерієм максимуму \bar{P} існує оптимальне значення тривалості розрядного імпульсу τ . Якщо використовується нелінійна модель ЕЕО навантаження, то треба ще брати до уваги початкові умови на реактивних елементах розрядного контуру. У разі збільшення початкової напруги на конденсаторі значення імпульсної потужності у навантаженні, а також кут нахилу залежності $\bar{P}(\tau)$ до осі абсцис збільшуються. У разі збільшення ємності робочого конденсатора збільшуються як ординати, так і абсциси екстремумів $\bar{P}(\tau)$ для всіх L_W , крім того, збільшується ширина піків цих залежностей.

Залежності середньої швидкості зміни потужності у навантаженні dP/dt_{cp} від τ (рис. 4) також мають екстремуми. Значення їхніх абсцис збільшуються із збільшенням значень L_W , а ординат – зменшуються. Ширина піків залежностей dP/dt_{cp} від τ збільшується із збільшенням L_W . Ці особливості залежностей рис. 4 і 3 спільні, хоча їхні графіки мають різний вигляд. Істотною відмінністю залежностей рис. 4 від залежностей рис. 3 є наявність точок перетину кривих, отриманих за різних значень L_W . Це вказує на існування задачі пошуку оптимального значення індуктивності контуру, за якого середнє значення швидкості зміни потужності досягає свого максимуму за умов примусового обмеження тривалості імпульсів, фіксованих значень ємності робочого конденсатора і початкової напруги на ньому.

Отриману за результатами, наведеними на рис. 4, та за розрахунками за інших значень U_m залежність тривалості імпульсів в точках перетину пари залежностей dP/dt_{cp} від τ для $L_W=0,5$ мкГн та $L_W=10$ мкГн при $C=50$ мкФ представлено на рис. 5 трикутниками, які з'єднано штриховою лінією. Вище цієї лінії значення dP/dt_{cp} для $L_W=10$ мкГн будуть більшими, ніж для $L_W=0,5$ мкГн. Тобто, для пари значень $L_W=0,5$ та 10 мкГн графічно вирішено задачу вибору режимів з більшим або меншим

значенням dP/dt_{cp} у разі зміни амплітуди імпульсів навантаженні U_m . Як випливає з аналізу рис. 5, для імпульсів, чия тривалість становить більше приблизно 13 мкс (для $U_m=40$ та 350 В), більші значення dP/dt_{cp} спостерігаються для $L_W=10$ мкГн, ніж для $L_W=0,5$ мкГн. Для $U_m=110$ В ордината точки рівності значень dP/dt_{cp} для $L_W=10$ мкГн та $L_W=0,5$ мкГн становить приблизно 9 мкс. Отже, у випадку обмеження тривалості імпульсів значенням 9 мкс і менше, для забезпечення більшого середнього значення похідної потужності з двох наведених вище значень L_W потрібно вибирати менше (у нашому випадку 0,5 мкГн).

Отримані на основі аналізу точок перетину пар залежностей рис. 4 для $L_W=0,5$ і 1,8 мкГн, а також для $L_W=1,8$ і 10 мкГн та розрахунків за інших значеннях U_m залежності від них тривалості імпульсів в точках перетину цих ліній наведені на рис. 6. Всі розрахунки, результати яких представлено на рис. 6, виконувалися для $C=50$ мкФ. Точками позначено границю, вище якої значення dP/dt_{cp} будуть більші для $L_W=10$ мкГн, ніж для $L_W=1,8$ мкГн. Суцільною лінією позначено границю, вище якої значення dP/dt_{cp} будуть більші для $L_W=1,8$ мкГн, ніж для $L_W=0,5$ мкГн. Таким чином, всю площину графіка рис. 6 розбито на три зони, для кожної з яких одне з трьох розглянутих значень L_W забезпечує більші значення dP/dt_{cp} . Отже, для кожної тривалості імпульсів за кожного значення амплітуди їх напруги і ємності робочого конденсатора існує значення індуктивності розрядного контуру, для якого значення dP/dt_{cp} найбільші. Зі зменшенням τ значення L_W , за яких dP/dt_{cp} досягає максимальних значень, також зменшуються.

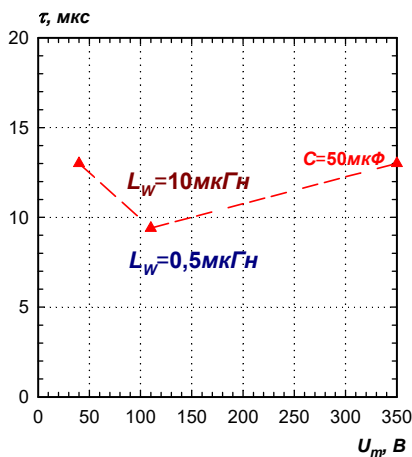


Рис. 5

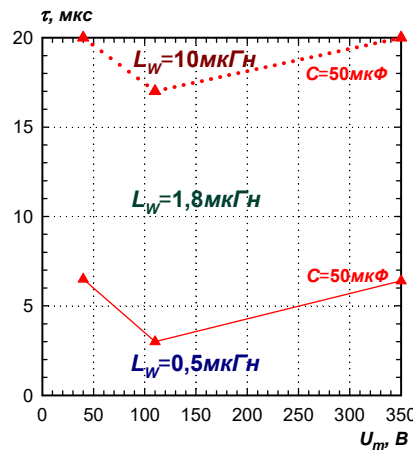


Рис. 6

Постійне значення U_{C0} за постійній C та зміні значень L_W забезпечує однакову енергію в системі на початку перехідного процесу. Але в умовах примусового обмеження τ , використання нелінійної моделі ЕЕО ІЕН і наявності опору втрат в розрядному контурі РІС для різних L_W енергія, яка передається у навантаження, буде різною. Фіксація значень амплітуди напруги вільних розрядів на навантаженні U_m , так само, як і фіксація значень U_{C0} , не забезпечує однако-

вих значень енергії, яка передається у навантаження у таких умовах для різних значень L_W . Але, як показала практика, в реальних технологічних процесах більший вплив на властивості продукції, яка отримується, має не початкова напруга на робочому конденсаторі U_{C0} , а амплітуда імпульсів напруги на навантаженні. Тому описані вище серії чисельних експериментів було повторено за умов однакових значень U_m , а не U_{C0} , як у попередніх серіях.

Задля можливості порівняння результатів, отриманих в обох серіях чисельних експериментів, значення U_{C0} у другій серії підбиралися таким чином, щоб значення U_m для $L_W=1,8$ мкГн (найбільш поширене на практиці значення) співпадали із значеннями $U_m=110$ В попередньої серії. Звісно, для $L_W=0,5$ мкГн значення U_m у новій серії експериментів були нижчі за відповідні значення попередньої серії, а для $L_W=10$ мкГн, навпаки – вищі, що обумовило деякі відмінності отриманих нових залежностей від попередніх. На рис. 7 – 9 наведено отримані для $U_m=\text{const}=110$ В нові залежності $W(\tau)$, $\bar{P}(\tau)$ та $dP/dt_{cp}(\tau)$ відповідно. Багато в чому їх характери схожі на характери відповідних залежностей попередньої серії чисельних експериментів, проведеної за умови $U_{C0}=\text{const}=121,6$ В, що відповідає $U_m=110$ В для $L_W=1,8$ мкГн. Тому зосередимося лише на відмінностях.

Оскільки значення напруги на навантаженні в новій серії експериментів для $L_W=0,5$ мкГн були нижчими за відповідні значення у попередній серії за тих же значень аргументу, а для $L_W=10$ мкГн – вищими, то і значення енергії імпульсів на рис. 7 для $L_W=0,5$ мкГн були нижчими, а для $L_W=10$ мкГн – вищими, ніж відповідні значення на рис. 2. Це спричинило перетин залежностей $W(\tau)$ на рис. 7, отриманих для різних значень L_W , чого не спостерігалося на рис. 2. Тобто, в умовах фіксованих значень U_m для кожного значення тривалості розрядних імпульсів у разі її примусового обмеження існує

значення індуктивності розрядного контуру, яке забезпечує максимальне значення енергії імпульсу у навантаженні. На рис. 7 графічно вирішено задачу вибору L_W з двох запропонованих значень (0,5 та 1,8 мкГн), яка забезпечує більші значення W за заданій τ . В описаних умовах для імпульсів, тривалість яких менше приблизно 13 мкс, більші значення W забезпечує $L_W=0,5$ мкГн, ніж $L_W=1,8$ мкГн, а для імпульсів з тривалістю більше 13 мкс – навпаки. Вирішення аналогічної задачі для інших пар значень L_W виходить за рамки розглянутих на рис. 7 діапазонів змін τ . Судячи з рис. 7, в умовах $U_m=\text{const}$ значення L_W , яке забезпечує найбільше значення W , зменшується у разі зменшення τ . Збільшення ємності робочого конденсатора C призводить до зменшення кривизни залежностей $W(\tau)$, збільшення їх куту нахилу до осі абсцис та значень енергії.

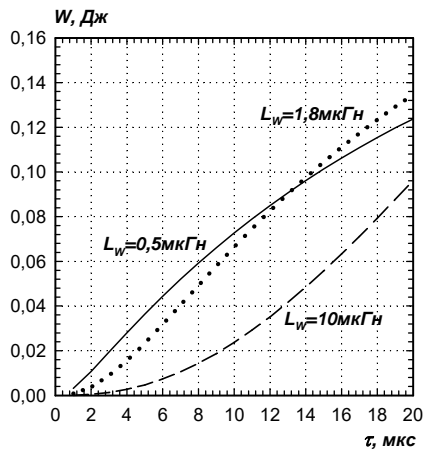


Рис. 7

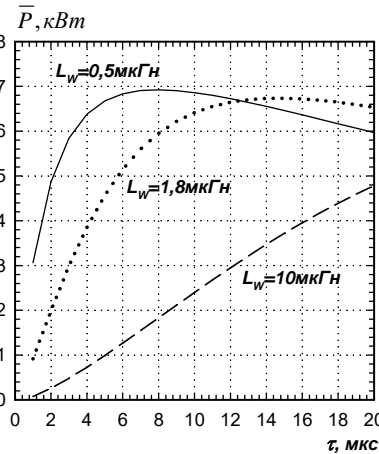


Рис. 8

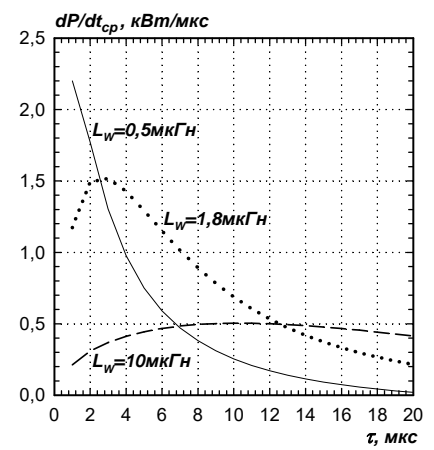


Рис. 9

Внаслідок описаних вище особливостей, спричинених умовою $U_m=\text{const}$, представлені на рис. 8 залежності $\bar{P}(\tau)$ для $L_W=0,5$ мкГн мають менші значення за тих же самих значень аргументу, ніж на рис. 3, а для $L_W=10$ мкГн – більші. Крім того, залежності $\bar{P}(\tau)$ для різних значень L_W на рис. 8 мають точки перетину на відміну від залежностей на рис. 3. Діапазон змін τ на рис. 8 дає змогу графічно вирішити задачу вибору L_W для підвищення значень \bar{P} лише для однієї пари значень L_W : 0,5 та $L_W=1,8$ мкГн. Її вирішенням є $\tau \approx 12,5$ мкс. Якщо тривалість імпульсів менше цього значення, то більші значення \bar{P} будуть спостерігатися для $L_W=0,5$ мкГн, а якщо $\tau > 12,5$ мкс, то – для $L_W=1,8$ мкГн. Розширення діапазону зміни τ дасть змогу вирішити цю задачу для інших пар значень L_W . Як і у попередньому випадку, із зменшенням значень τ зменшуються значення L_W , за яких \bar{P} максимальна.

Через особливості умови $U_m=\text{const}$ значення $dP/dt_{cp}(\tau)$ для $L_W=0,5$ мкГн на рис. 9 менші, ніж на рис. 4 для однакових значень аргументу, а для $L_W=10$ мкГн – більші. Це спричинило зсув точок перетину пар залежностей $dP/dt_{cp}(\tau)$, отриманих для різних значень L_W , в область менших значень τ порівняно з рис. 4, особливо для відносно великих значень L_W .

Отримані за результатами, наведеними на рис. 9, і розрахунками за інших значеннях U_m та C залежності тривалості імпульсів в точках перетину пари залежностей dP/dt_{cp} від τ для $L_W=0,5$ мкГн та $L_W=10$ мкГн представлені на рис. 10 для $C=50$ мкФ трикутниками, для $C=100$ мкФ – ромбами, а для $C=400$ мкФ – колами та з'єднані штриховими лініями. Аналогічні залежності для пар значень $L_W=0,5$ і 1,8 мкГн, та $L_W=1,8$ і 10 мкГн представлені на рис. 11, з'єднані суцільними лініями і точками відповідно.

Форми залежностей від U_m значень тривалості імпульсів, за якої спостерігаються однакові значення dP/dt_{cp} для різних пар значень L_W (рис. 10, рис. 11) нагадують віддзеркалену відносно осі абсцис форму залежності параметра R_I від U_m математичної нелінійної моделі ЕЕО ІЕН [24], яку було покладено в основу simulink-моделі, зображення якої представлено на рис. 1. Отже, саме залежність основної компоненти активної складової ЕЕО ІЕН від U_m в основному зумовлює залежність від U_m значень тривалості імпульсів, за якої спостерігаються однакові значення dP/dt_{cp} для різних пар значень L_W . Найбільші значення R_I спостерігаються при $U_m=250$ В [24], що відповідає найменшим значенням цієї тривалості імпульсів. Збільшення значень C зумовлює зростання зазначеної вище тривалості імпульсів для всіх досліджених пар значень L_W . Особливо це помітно для великих значень L_W .

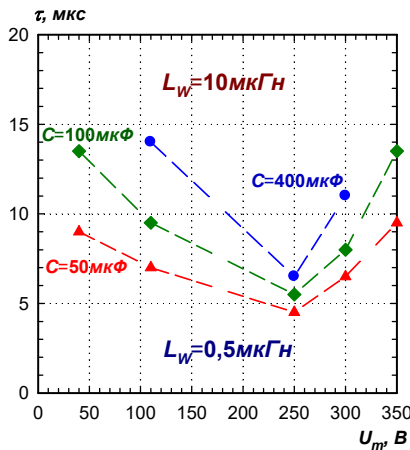


Рис. 10

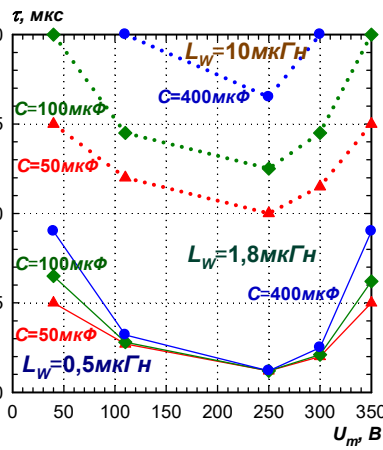


Рис. 11

Отже, для кожного набору значень C , L_w , U_m та залежної від U_m активної складової ЕЕО навантаження існує оптимальне значення тривалості розрядного імпульсу τ , яке забезпечує найбільше значення dP/dt_{cp} .

Узагальнення, висновки та рекомендації. 1. В усіх режимах, що досліджувалися, найбільший кут нахилу до осі абсцис залежностей енергії імпульсів від їхньої тривалості спостерігався на середній ділянці розглянутого діапазону змін аргументу.

2. Для кожного значення ємності робочого конденсатора в групах режимів з фіксацією значень амплітуди напруги вільних розрядів на навантаженні, на відміну від груп режимів з фіксацією початкової напруги на робочому конденсаторі, кожному значенню тривалості розрядних імпульсів при її примусовому обмеженні відповідає значення індуктивності розрядного контуру, яке забезпечує максимальне значення енергії імпульсів у навантаженні.

3. Для кожного набору значень ємності робочого конденсатора, початкової напруги на ньому, індуктивності розрядного контуру та еквівалентного електричного опору навантаження за критерієм максимуму середньої імпульсної потужності існує оптимальне значення тривалості розрядного імпульсу. Особливо яскраво це видно в групах режимів з фіксацією значень амплітуди напруги вільних розрядів на навантаженні. Значення цієї тривалості імпульсів збільшуються із збільшенням індуктивності розрядного контуру, ємності робочого конденсатора і зменшенням активної складової еквівалентного активного опору навантаження.

4. Залежності середньої швидкості зміни потужності у навантаженні від тривалості імпульсів мають екстремуми. Значення їх абсцис збільшуються із збільшенням значень індуктивності розрядного контуру, а ординат – зменшуються. Ширина піків цих залежностей збільшується із збільшенням індуктивності контуру. Для кожного набору значень ємності робочого конденсатора, індуктивності розрядного контуру, напруги розрядних імпульсів та залежної від неї активної складової еквівалентного електричного опору навантаження існує оптимальне значення тривалості розрядного імпульсу, яке забезпечує найбільше значення середньої швидкості зміни потужності у навантаженні. Значення цієї тривалості імпульсів збільшуються із збільшенням індуктивності розрядного контуру, ємності робочого конденсатора і зменшенням активної складової еквівалентного активного опору навантаження.

5. Для трьох розглянутих значень індуктивності розрядного контуру графічно вирішено задачу вибору значення, яке забезпечує найбільшу середню швидкість зміни імпульсної потужності у досліджених діапазонах змін примусово обмеженої тривалості розрядних імпульсів, їх напруги та ємності робочого конденсатора.

Роботу виконано за бюджетною темою «Розробити нові математичні моделі та методи дослідження електрофізичних процесів і полів в електротехнічному обладнанні для вирішення задач його надійної експлуатації та діагностування» (шифр «Комплекс-5»). Державний реєстраційний номер 0121U107443, КПКВК 6541030.

1. Perekos A.E., Chernenko V.A., Bunayev S.A., Zalutskiy V.P., Ruzhitskaya T.V., Boitsov O.F., Kakazei G.N. Structure and Magnetic Properties of Highly Dispersed Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark-Erosion. *Journal of Applied Physics*. 2012. Vol. 112. Pp. 093909-1 – 093909-7. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4764017>

2. Nguyen P.K., Jin S., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *Journal of Applied Physics*. 2014. Vol. 115. Pp. 17A756-1 – 17A756-3. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4868330>
3. Асанов У.А., Цой А.Д., Щерба А.А., Казекин В.И. Электроэрозионная технология соединений и порошков металлов. Фрунзе: Илим, 1990. 256 с.
4. Aur S., Egami T., Berkowitz A.E., Walter J.L. Atomic Structure of Amorphous Particles Produced by Spark Erosion. *Physical Review B*. 1982. Vol. 26. No 12. Pp. 6355–6361. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.26.6355>
5. Lopatko K.G., Melnichuk M.G., Aftandilyants Y.G., Gonchar E.N., Boretskij V.F., Veklich A.N., Zakharchenko S.N., Tugay T.I., Tugay A.V., Trach V.V. Obtaining of metallic nanoparticles by plasma-erosion electrical discharges in liquid mediums for biological application. *Annals of Warsaw University of Life Sciences – SGGW Agriculture*. 2013. Vol. 61. Pp. 105–115.
6. Шидловский А.К., Щерба А.А., Захарченко С.Н. Перспективы применения искроэрозионной коагуляции в системах водоподготовки тепловых сетей. *Энергетика и электрификация*. 2002. № 12. С. 34–40.
7. Гончарук В.В., Щерба А.А., Захарченко С.Н., Савлук О.С., Потапченко Н.Г., Косинова В.Н. Дезинфицирующее действие объемного электроискрового разряда в воде. *Химия и технология воды*. 1999. Т. 21. №3. С. 328 – 336.
8. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Анализ электромагнитных процессов в выходной цепи генератора разрядных импульсов с нелинейной моделью плазмоэрозионной нагрузки при изменении их параметров в широких диапазонах. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 87–95. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.087>
9. Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Peretyatko Yu.V., Roziskulov S.S. Decrease of Transients Durations and Improvement of Dynamic Characteristics of Electrical Discharge Installations by Changing the Structure of their Discharge Circuit. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 4. С. 15–18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.015>
10. Щерба А.А., Супруновська Н.І., Ломко М.О. Вплив ємності конденсатора розрядного кола напівпровідникових електророзрядних установок на їхні вихідні струми обмеженої тривалості. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2021. Вип. 58. С. 5–13. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.005>
11. Супруновская Н.И., Щерба А.А., Розискулов С.С., Перетятко Ю.В. Особенности повышения скорости нарастания токов в нагрузке полупроводниковых электроразрядных установок. *Праці ІЕД НАНУ*. 2017. Вип. 47. С. 77–85.
12. Щерба А.А., Супруновская Н.И. Влияние индуктивности и ёмкости разрядной цепи конденсаторов полупроводниковых электроимпульсных установок на их выходные токи ограниченной длительности. *Энергосбережение, энергетика, энергоаудит*. 2014. Спец. выпуск. Т. 1. № 9 (128). С. 60–67.
13. Шидловский А.К., Супруновская Н.И. Энергетические процессы в электрических цепях разрядно-импульсных установок с емкостным накопителем энергии при ограничении длительности его разряда на электроискровую нагрузку и ненулевых условиях его заряда. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 1. С. 42–48.
14. Шидловский А.К., Щерба А.А., Супруновская Н.И. Энергетические процессы в электроимпульсных установках с емкостными накопителями энергии. К.: Интерконтиненталь-Украина, 2009. 208 с.
15. Щерба А.А., Супруновская Н.И. Закономерности повышения скорости нарастания разрядных токов в нагрузке при ограничении их максимальных значений. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 5. С. 3–9.
16. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Features of the Formation of Multi-Channel Pulse Currents and Fast-Migrating Electric Sparks in the Layer of Current-Conducting Granules of Electric-Discharge Installations. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 3–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.003>
17. Листовский Д.И., Петриченко С.В. Оптимизация режимов электроискрового диспергирования металлических гранул в жидкости по распределению энергии, выделившейся в элементах разрядной цепи. *Вісник НТУ «ХПИ»*. 2016. № 36 (1208). С. 58–65.
18. Петриченко С.В., Кускова Н.И., Листовский Д.И. Сравнение электрических характеристик искровых разрядов в слое металлических и графитовых гранул, погруженных в жидкость. *Электронная обработка материалов*. 2015. № 51(3). С. 38–43.
19. Супруновская Н.И. Переходные процессы при разряде конденсатора на электроискровую нагрузку и ограничении длительности протекающих в ней импульсных токов. *Технічна електродинаміка*. 2008. № 5. С. 20–26.
20. Щерба А.А., Супруновская Н.И., Сеницын В.К. Пути повышения скорости нарастания тока в нагрузке электроразрядных установок. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 6. С. 3–10. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.003>
21. Супруновская Н.И. Моделирование и анализ процессов в электрических цепях полупроводниковых электроразрядных установок с нелинейной электроискровой нагрузкой. *Энергосбережение, энергетика, энергоаудит*. 2014. Спец. выпуск. Т. 1. №9 (128). С. 34–44.
22. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Параметрична модель опору плазмоерозійного навантаження, адекватна в широкому діапазоні змін прикладеної напруги. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 3–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.003>

23. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing Probabilistic Properties of Electrical Characteristics in the Circuits Containing Stochastic Load. *Proc. IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems IEPS-2016*. Kyiv, Ukraine, June 7–11, 2016. Pp. 45–48. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521887>
24. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Нелинейно-параметрическая модель электрического сопротивления гранулированных токопроводящих сред для широкого диапазона изменений приложенного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 6. С. 3–17.
25. Захарченко С.Н. Физическая модель гранулированной токопроводящей среды. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 6. С. 19–26.
26. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Модель выходной цепи генератора разрядных импульсов с плазмозерозионной нагрузкой адекватная в широких диапазонах изменений их параметров. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 6. С. 69–77.
27. Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Roziskulov S.S., Synytsyn V.K. Improving the Dynamic Characteristics of Electric Discharge Installations, which are Significantly Distant from the Spark-erosion Load. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 3. С. 16–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.03.016>

FEATURES OF TRANSIENTS IN SECOND-ORDER CIRCUITS WITH A NONLINEAR MODEL OF SPARK-EROSION LOAD UNDER CONDITIONS OF FORCED LIMITATION OF THEIR DURATION

N.A. Shydlovska, S.M. Zakharchenko, O.P. Cherkaskyi

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: shydlovska@ied.org.ua, snzakhar@ukr.net, cherkassky_a@ukr.net

In the Matlab Simulink software environment a model of a second-order discharge-pulse system with a nonlinear description of the equivalent electrical resistance of a spark-erosion load was created. Under conditions of forced limitation of the duration of discharge pulses for a series of values of the inductance and capacitance of the discharge circuit, as well as the initial conditions in them, transients in the system are calculated. In groups of modes with fixed values of the initial voltage on the working capacitor and in groups of modes with fixed values of voltage amplitude of the free discharges on load, the dependences on duration of the discharge pulses of their energy, pulse power in the load, and the rate of its change are plotted and analyzed. It is shown that in both groups of modes for each set of parameter values of: the duration of the discharge pulses, the capacitance of the working capacitor and the initial voltage on it, there is a value of the inductance of the discharge circuit, which provides the highest values of the rate of change of the pulse power in the load. In the groups of modes with fixed values of the voltage amplitude of free discharges on the load, for the set of parameters described above, there are also values of the discharge circuit inductance that provide the highest values of energy and pulse power in the load. For three values of the inductance of the discharge circuit, the problems of increasing the above pulse parameters are graphically solved. References 27, figures 11.

Keywords: spark-erosion load, nonlinear model, discharge-pulse systems, transients, pulse duration.

1. Perekos A.E., Chernenko V.A., Bunayev S.A., Zalutskiy V.P., Ruzhitskaya T.V., Boitsov O.F., Kakazei G.N. Structure and Magnetic Properties of Highly Dispersed Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark-Erosion. *Journal of Applied Physics*. 2012. Vol. 112. Pp. 093909-1 – 093909-7. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4764017>
2. Nguyen P.K., Jin S., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *Journal of Applied Physics*. 2014. Vol. 115. Pp. 17A756-1 – 17A756-3. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4868330>
3. Asanov U.A., Tsoj A.D., Shcherba A.A., Kazekin V.I. Electroerosive technology of interconnections and powders of metals. Frunze: Ilym, 1990. 256 p. (Rus)
4. Aur S., Egami T., Berkowitz A.E., Walter J.L. Atomic Structure of Amorphous Particles Produced by Spark Erosion. *Physical Review B*. 1982. Vol. 26. No 12. Pp. 6355–6361. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.26.6355>
5. Lopatko K.G., Melnichuk M.G., Aftandilyants Y.G., Gonchar E.N., Boretskij V.F., Veklich A.N., Zakharchenko S.N., Tugay T.I., Tugay A.V., Trach V.V. Obtaining of metallic nanoparticles by plasma-erosion electrical discharges in liquid mediums for biological application. *Annals of Warsaw University of Life Sciences – SGGW Agriculture*. 2013. Vol. 61. Pp. 105–115.
6. Shidlovskiy A.K., Shcherba A.A., Zakharchenko S.N. Prospects for the use of spark erosion coagulation in water treatment systems of heat networks. *Energetika i elektrifikatsiya*. 2002. No 12. Pp. 34–40. (Rus)
7. Goncharuk V.V., Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Savluk O.S., Potapchenko N.G., Kosinova V.N. Disinfectant action of the volume electrospark discharges in water. *Khimiia i tehnologiiia vody*. 1999. Vol. 21. No 3. Pp. 328 – 336. (Rus)
8. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkassky O.P. The Analysis of Electromagnetic Processes in Output Circuit of the Generator of Discharge Pulses with Non-linear Model of Plasma-erosive Load at Change Their Parameters in Wide Ranges. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 87–95. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.087>

9. Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Peretyatko Yu.V., Roziskulov S.S. Decrease of Transients Durations and Improvement of Dynamic Characteristics of Electrical Discharge Installations by Changing the Structure of their Discharge Circuit. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 15–18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.015>
10. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Lomko M.O. Influence of the Capacitance of the Capacitor of the Discharge Circuit of Semiconductor Electric Discharge Installations on their Output Currents of Limited Duration. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2021. Issue 58. Pp. 5–13. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.005>
11. Suprunovska N.I., Shcherba A.A., Roziskulov S.S., Peretyatko Yu.V. Features of rate of current raise in the load of semi-conductor electro-discharge installations. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2017. Issue 47. Pp. 77–85. (Rus)
12. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Influence of Inductance and Capacitance of Discharge Circuit of Capacitors of Semiconductor Pulse Installations on its Output Currents with Limited Duration. *Energy saving, Power engineering, Energy audit*. 2014. No 9 (128). Special Issue. Vol. 1. Pp. 60–67. (Rus)
13. Shidlovskiy A.K., Suprunovskaya N.I. Energy processes in electrical circuits of discharge-pulse installations with a capacitive energy storage device with limited duration of its discharge to an electric-spark load and non-zero conditions of its charge. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 1. Pp. 42–48. (Rus)
14. Shydlovskiy A.K., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Power Processes in Electrical Pulse Devices with Capacitive Energy Storages. Kyiv: Intercontinental-Ukraine, 2009. 208 p. (Rus)
15. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Increasing Regularities of Rate of Current Rise in the Load at Limiting its Maximal Values. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 5. Pp. 3–9. (Rus)
16. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A.. Features of the Formation of Multi-Channel Pulse Currents and Fast-Migrating Electric Sparks in the Layer of Current-Conducting Granules of Electric-Discharge Installations. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 3–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.003>
17. Listovskii D.I., Petrichenko S.V. Electrosark dispersion of metal granules regimes' optimization on distribution of energy released in discharge circuit elements. *Bulletin of NTU "KhPI"*. 2016. No 36 (1208). Pp. 58–65. (Rus)
18. Petrichenko S.V., Kuskova N.I., Listovskii D.I. Comparison of electrical characteristics of spark discharges in a layer of metal and graphite granules loaded in a liquid. *Elektronnaya obrabotka materialov*. 2015. No 51(3). Pp. 38–43. (Rus)
19. Suprunovskaya N.I. Transients during the discharge of a capacitor on an electrosark load and limitation of the duration of pulsed currents flowing in it. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2008. No 5. Pp. 20–26. (Rus)
20. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Synytsyn V.K., Ways to Increase the Rate of Current Rise in the Load of Electric Discharge Installations. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 6. Pp. 3–10. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.003> (Rus)
21. Suprunovska N.I. Modeling and Transient Analysis in Electric Circuits of Semi-conductor Electro-Discharge Installations with Nonlinear Electro-spark Load. *Energy saving, Power engineering, Energy audit*. 2014. No 9 (128). Special Issue. Vol. 1. Pp. 34–44.
22. Shydlovskaya N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskiy O.P. Parametric Model of Resistance of Plasma-erosive Load, Adequate in the Wide Range of Change of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 3–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.003>
23. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing Probabilistic Properties of Electrical Characteristics in the Circuits Containing Stochastic Load. *Proc. IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems IEPS-2016*. Kyiv, Ukraine, June 7–11, 2016. Pp. 45–48. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521887>
24. Shydlovskaya N.A., Zakharchenko S.N., Cherkasskyi A.P. Nonlinear-parametrical Model of Electrical Resistance of Current-Carrying Granulated Mediums for a Wide Range of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 6. Pp. 3–17. (Rus)
25. Zakharchenko S.M. Physical Model of the Granulated Current-carrying Medium. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 6. Pp. 19–26. (Rus)
26. Shydlovskaya N.A., Zakharchenko S.M., Cherkassky O.P. Model of an Output Circuit of the Discharge Pulses Generator with a Plasma-erosive Load Adequate in Wide Range of Changes of Their Parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 6. Pp. 69–77. (Rus)
27. Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Roziskulov S.S., Synytsyn V.K. Improving the Dynamic Characteristics of Electric Discharge Installations, which are Significantly Distant from the Spark-erosion Load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 3. Pp. 16–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.03.016>

Надійшла 17.06.2022

АНАЛІЗ ПРОЦЕСІВ У ПЕРЕТВОРЮВАЧІ КУКА З ІЗОЛЮЮЧОЮ СТРУКТУРОЮ
З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДА УСЕРЕДНЕННЯ

Ю.В. Руденко*, докт. техн. наук

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

E-mail: rudenko@ied.org.ua

Досліджено процеси у перетворювачі Кука з ізолюючим трансформатором за допомогою метода усереднення на основі теорем Лагранжа в режимі безперервних струмів та напруг у накопичувальних реактивних елементах. Розроблено математичну модель пристрою в базисі відносних змінних. На основі розробленої моделі отримано аналітичні співвідношення для розрахунку пульсацій струму у вхідному та вихідному дроселі, а також напруги у накопичувальних конденсаторах. Розроблено аналітичні залежності для визначення максимальних значень струмів та напруг у перемикаючих елементах перетворювача у всьому діапазоні комутації, що дає змогу обґрунтовано обирати ці елементи пристрою з допустимими параметрами на етапі його проектування. Показано, що нехтування величиною індуктивності розсіювання ізолюючого трансформатора у перетворювачі Кука під час користування виразами на основі розробленої математичної моделі в певних межах коефіцієнта трансформації значно спрощує їхній аналітичний вигляд та використання і не призводить до значних (більше 4 %) відхилень в точності розрахунку. Бібл. 10, рис. 3.

Ключові слова: методи розрахунку напівпровідникових перетворювачів, метод усереднення в просторі станів, перетворювач постійної напруги, перетворювач Кука з ізолюючим трансформатором.

Перетворювач Кука є одним із найпоширеніших однотактних перетворювачів постійної напруги, що широко використовується в системах живлення електротехнічного обладнання завдяки можливості значного зменшення пульсацій вхідного і вихідного струмів [1-4]. Включення в його структуру ізолюючого трансформатора дає можливість вирішення нових завдань, а саме – полегшення узгодження рівнів вхідної та вихідної напруги за їхньої великої розбіжності, оптимізації встановлених потужностей елементів перетворювача, реалізації структури перетворювача з декількома гальванічно ізольованими вихідними напругами. Проте, незважаючи на існування великої кількості досліджень напівпровідникових перетворювачів, та зокрема перетворювачів Кука з ізолюючим трансформатором [1-3, 5-7], їхній розрахунок за існуючими результатами вимагає застосування трудомістких проміжних перетворень. Значному спрощенню розрахунку перетворювача Кука з ізолюючим трансформатором сприяє метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа [8-10]. У зв'язку з цим метою даної роботи є розробка за допомогою вказаного методу зручних аналітичних виразів для розрахунку основних параметрів даного перетворювача, включаючи розрахунок границь режимів безперервності струмів і напруг в реактивних елементах та визначення максимальних струмів і напруг на перемикаючих елементах, що є відсутнім у відомих на даний час роботах із даної тематики.

Розглянемо структуру ізолюючого перетворювача Кука, схему якого зображено на рис. 1. В схемі позначено силові перемикаючі елементи $VT1$, $VD1$, вхідний і вихідний дроселі $L1$, $L2$ накопичувальні конденсатори $C1$, $C2$, вихідний конденсатор $C3$, ізолюючий трансформатор $TV1$.

Аналіз процесів в перетворювачі розглянемо у режимі безперервних струмів та напруг у реактивних елементах. Прийнемо наступні припущення. Силові перемикаючі елементи перетворювача є ідеальними ключами з нульовими опорами у відкритому стані, час їхнього перемикання дорівнює нулю. Активні опори обмоток дроселів та трансформатора дорівнюють нулю. В схемі заміщення трансформатора $TV1$ прийнемо, що вся сумарна паразитна індуктивність розсіювання обмоток визначається її величиною по первинній стороні. Задля ефективної роботи

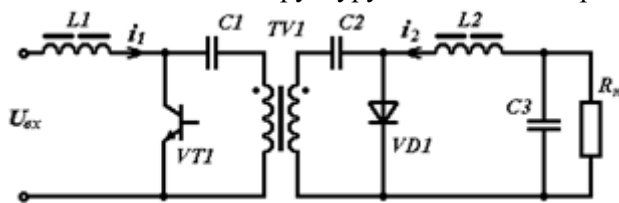


Рис. 1

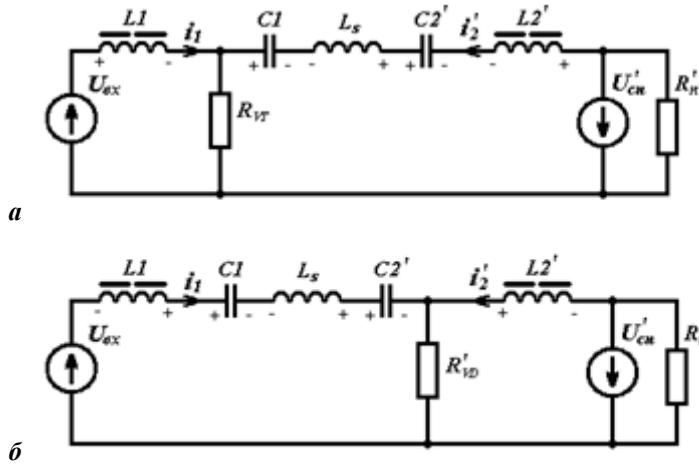


Рис. 2

стану. Перший інтервал – відкритий стан транзистора $VT1$ і закритий стан діода $VD1$, що відповідає тривалості імпульсу керування транзистором T_i ; другий – закритий стан транзистора $VT1$ і відкритий стан діода $VD1$. Вказаним інтервалам роботи перетворювача відповідають еквівалентні схеми заміщення, які зображено на рис. 2. На рис. 2, *a* представлено схему заміщення за відкритого транзистора, який еквівалентовано резистором R_{VT} з нульовим опором. На рис. 2, *б* – схема заміщення за відкритого діода, який еквівалентовано резистором R'_{VD} з нульовим опором. Як показано у роботі [9], задля спрощення розрахунків процесів доцільною є заміна конденсатора в контурі навантаження схеми заміщення перетворювача джерелом постійної ЕРС, що відповідає реалізації припущення про нехтування пульсаціями та приростами напруги на ньому на інтервалах комутації в разі достатньо великих значень ємності цього конденсатора. Тому в контурі навантаження схем заміщення перетворювача конденсатор $C3$ замінено джерелом постійної ЕРС з величиною напруги U'_{cn} . В наведених схемах позначено параметри, які належать до первинної та вторинної сторони трансформатора, причому величини параметрів вторинної сторони є приведеними до первинної сторони з урахуванням коефіцієнта трансформації K_{TP} реального трансформатора: $L2' = L2K_{TP}^2$, $R'_n = R_n K_{TP}^2$, $i'_2 = i_2 / K_{TP}$, $U'_{cn} = U_{cn} K_{TP}$, $C2' = C2 / K_{TP}^2$.

На інтервалі відкритого транзистора і закритого діода тривалістю T_i маємо

$$L1 \frac{di_1}{dt} = U_{ox}; \quad C3 \frac{du_{c3}}{dt} = i'_2; \quad L2' \frac{di_2'}{dt} + Ls \frac{di_2'}{dt} = u_{c3} - U'_{cn}. \text{ На інтервалі закритого транзистора і відкритого}$$

діода тривалістю $T - T_i$ запишемо: $L1 \frac{di_1}{dt} + Ls \frac{di_1}{dt} = u_{c3} - U_{ox}$; $C3 \frac{du_{c3}}{dt} = i_1$; $L2' \frac{di_2'}{dt} = U'_{cn}$, де u_{c3} – сумарна напруга на послідовно з'єднаних конденсаторах $C1$, $C2'$, які замінено загальним конденсатором $C3 = C1C2' / (C1 + C2')$.

Перейдемо до системи алгебраїчних рівнянь з усередненими змінними відносно струмів i_1 , i_2 , напруги u_{c3} , враховуючи знак приросту функцій змінних станів на інтервалах комутації перетворювача і використовуючи метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа [9]

$$L1 \frac{\Delta I_1}{T_i} = U_{ox}; \quad C3 \frac{\Delta U_{c3}}{T_i} = I'_{ncp}; \quad L1 \frac{\Delta I_1}{T - T_i} + Ls \frac{\Delta I_1}{T - T_i} = U'_{c3} - U_{ox};$$

$$L1 \frac{\Delta I_1}{T - T_i} + Ls \frac{\Delta I_1}{T - T_i} = U'_{c3} - U_{ox}; \quad C3 \frac{\Delta U_{c3}}{T - T_i} = I_{1cp}; \quad L2' \frac{\Delta I_2'}{T - T_i} = U'_{cn},$$

де ΔI_1 , $\Delta I_2'$, ΔU_{c3} – прирости відповідних функцій змінних станів на інтервалах комутації перетворювача; U_{c3} – середнє значення напруги на конденсаторі $C3$ за період комутації; I_{1cp} – середнє значення струму дроселя $L1$, I'_{ncp} – середнє значення струму навантаження, що дорівнює середньому струму I_{2cp} дроселя $L2$ за період комутації.

ізолюючого трансформатора його струм намагнічування має бути значно меншим за струм навантаження, що зазвичай виконується в грамотно спроектованих трансформаторах з високим ККД і дає змогу нехтування струмом намагнічування [1]. Такі припущення дозволяють відобразити схему заміщення трансформатора лише одним поздовжнім паразитним елементом – індуктивністю розсіювання.

За наявності режиму безперервних струмів та напруг у реактивних елементах періодичний усталений процес в перетворювачі з періодом комутації T містить в собі два інтервали

Отримана система з шістьох алгебраїчних рівнянь за інших заданих параметрах має шість невідомих незалежних змінних ΔI_1 , ΔI_2 , ΔU_{c3} , I_{1cp} , I'_{ncp} , U_{c3cp} з урахуванням, що $U'_{cn} = I'_{ncp} R'_n$. Тому дана система є повною та має єдиний розв'язок.

Задля подальшого аналізу перетворимо отримані алгебраїчні рівняння в систему з відносними змінними. Перепишемо всі члени цих рівнянь відносно вихідної напруги U'_{cn} та відносно середнього вихідного струму I'_{ncp} у рівняннях. Введемо також наступні позначення: $\gamma = T_i/T$ – відносна тривалість інтервалу відкритого стану транзистора; $\tau_1^* = L1/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $L1$ і R_n ; $\tau_2^* = L2/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $L2$ і R_n ; $\tau_s^* = L_s/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами L_s і R_n ; $\tau_c^* = C_3 R_n / T$ – відносна постійна часу контуру з елементами C_3 і R_n . Позначимо також відносні змінні: $\Delta I_1^* = \Delta I_1 / I'_{ncp}$, $\Delta I_2^* = \Delta I_2 / I'_{ncp}$, $\Delta U_{c3}^* = \Delta U_{c3} / U_{cn}$, $I_{1cp}^* = I_{1cp} / I'_{ncp}$, $U_{c3cp}^* = U_{c3cp} / U_{cn}$, $U_{II}^* = U_{ex} / U_{cn}$. Введені позначення дають можливість записати систему в базисі відносних змінних

$$\begin{aligned} \tau_1^* \frac{\Delta I_1^*}{\gamma} = U_{II}^*; \quad \tau_c^* \frac{K_{TP} \Delta U_{c3}^*}{\gamma} = 1; \quad (\tau_2^* + \tau_s^* / K_{TP}^2) \frac{\Delta I_2^*}{\gamma} = U_{c3cp}^* / K_{TP} - 1; \\ (\tau_2^* + \tau_s^*) \frac{\Delta I_1^*}{1 - \gamma} = U_{c3cp}^* - U_{II}^*; \quad \tau_c^* \frac{\Delta U_{c3}^*}{1 - \gamma} = I_{1cp}^*; \quad \tau_2^* \frac{\Delta I_2^*}{1 - \gamma} = 1. \end{aligned} \quad (1)$$

Отримана система рівнянь (1) є математичною моделлю перетворювача Кука з ізолюючим трансформатором в режимі безперервних струмів та напруги у реактивних елементах, що відображає взаємозалежність параметрів у просторі відносних змінних. Ця модель дає змогу розраховувати середні та пульсаційні складові процесів з кусочно-лінійним характером функцій змінних станів у даному перетворювачі, визначати його регульовальні та навантажувальні характеристики, розраховувати параметри струмів і напруг в перемикаючих елементах, а також граничні параметри існування режиму безперервних струмів й напруг в реактивних елементах. Для реалізації вказаних розрахунків необхідним є розв'язання отриманої системи алгебраїчних рівнянь відносно незалежних змінних. Розв'язком цієї системи є наступні вирази:

$$\begin{aligned} \Delta I_1^* = \frac{\Delta I_1}{I'_{ncp}} = \frac{K_{TP}(1-\gamma)}{\tau_1^*} \cdot \frac{A(1-\gamma)+\gamma}{B\gamma+1-\gamma}; \quad \Delta I_2^* = \frac{\Delta I_2}{I'_{ncp}} = \frac{1-\gamma}{\tau_2^*}; \quad \Delta U_{c3}^* = \frac{\Delta U_{c3}}{U_{cn}} = \frac{\gamma}{\tau_c^* K_{TP}}; \\ U_{c3cp}^* = \frac{U_{c3cp}}{U_{cn}} = \left(A \frac{1-\gamma}{\gamma} + 1 \right) K_{TP}; \quad I_{1cp}^* = \frac{I_{1cp}}{I'_{ncp}} = \frac{\gamma}{K_{TP}(1-\gamma)}; \quad U_{II}^* = \frac{U_{ex}}{U_{cn}} = \frac{K_{TP}(1-\gamma)}{\gamma} \frac{A(1-\gamma)+\gamma}{B\gamma+1-\gamma}, \end{aligned} \quad (2)$$

де $A = 1 + \tau_s^* / (\tau_2^* K_{TP}^2)$, $B = 1 + \tau_s^* / \tau_1^*$.

Вирази (2) доповнимо формулами для розрахунку середніх та пульсаційних значень напруг на конденсаторах $C1$ та $C2'$, які на кожному з двох послідовно з'єднаних конденсаторах $C1$ та $C2'$ схеми заміщення визначаються наступним чином:

$$U_{c1cp} = U_{c3cp} - U'_{c2cp}, \quad U'_{c2cp} = U_{c3cp} \rho, \quad \text{де } \rho = C1 / (C1 + C2').$$

Перепишучи дані вирази у відносних одиницях з урахуванням (2), отримаємо

$$U_{c1cp}^* = U_{c1cp} / U_{cn} = (A(1-\gamma)\gamma^{-1} + 1) K_{TP} (1-\rho), \quad U'_{c2cp} = U_{c2cp} / U_{cn} = (A(1-\gamma)\gamma^{-1} + 1) \rho. \quad (3)$$

Пульсаційні значення напруг на конденсаторах $C1$ та $C2'$ схеми заміщення визначаються приростами напруги на інтервалах комутації перетворювача: $\Delta U_{c1} = I'_{ncp} T_i / C1$, $\Delta U_{c2} = I'_{ncp} T_i / C2'$, звідки отримаємо у відносних змінних

$$\Delta U_{c1}^* = \frac{\Delta U_{c1}}{U_{cn}} = \frac{\gamma}{K_{TP} \tau_{c1}^*}, \quad \Delta U_{c2}^* = \frac{\Delta U_{c2}}{U_{cn}} = \frac{\gamma}{\tau_{c2}^*}, \quad \text{де } \tau_{c1}^* = C1 R_n / T, \quad \tau_{c2}^* = C2 R_n / T. \quad (4)$$

Під час аналізу процесів за допомогою розробленої математичної моделі перетворювача важливим фактором є визначення границі області безперервних режимів струмів та напруг в реактивних елементах, в межах якої отримані вирази (2) – (4) є актуальними.

Задля цього розглянемо граничні режими, коли середні значення струмів та напруг в даних елементах дорівнюють половині їхньої величини приросту (пульсації) на інтервалі комутації.

Для струму дроселя $L1$ граничний режим визначається виразом $I_{1cp} = \Delta I_1 / 2$. Підставляючи в даний вираз значення з формул (2), отримуємо умову для визначення граничного режиму, припускаючи нехтування величиною індуктивності розсіювання L_s та прирівнюючи її до нуля

$$\tau_{1cp}^* = \frac{K_{TP}^2 (1-\gamma)^2}{2\gamma}. \quad (5)$$

Граничний режим струму дроселя $L2$ визначається таким чином $I_{ncp} = \Delta I_2 / 2$. Тому, з урахуванням формул (2), запишемо умову для розрахунку граничного режиму

$$\tau_{2cp}^* = \frac{1-\gamma}{2}. \quad (6)$$

Знайдемо граничні умови безперервності напруги на конденсаторах $C1$ та $C2$, виходячи з залежностей $U_{c1cp} = \Delta U_{c1} / 2$, $U_{c2cp} = \Delta U_{c2} / 2$. Підставляючи в дані залежності формули з (3), (4), отримаємо

$$\tau_{c1cp}^* = \frac{\gamma^2}{2(1-\rho)K_{TP}^2}, \quad \tau_{c2cp}^* = \frac{\gamma^2}{2\rho}. \quad (7)$$

Важливою характеристикою процесів в перетворювачі є величина коефіцієнта пульсацій струму в дроселях $L1, L2$, яку визначимо відповідним чином:

$$K_{П1} = \frac{\Delta I_1}{I_{1cp}}, \quad K_{П2} = \frac{\Delta I_2}{I_{ncp}}.$$

Використовуючи формули (2) для вище приведених виразів, отримаємо

$$K_{П1} = \frac{(1-\gamma)^2 K_{TP}^2}{\tau_1^* \gamma} \cdot \frac{A(1-\gamma) + \gamma}{B\gamma + 1 - \gamma}, \quad K_{П2} = \frac{1-\gamma}{\tau_2^*}. \quad (8)$$

На етапі проектування та розрахунку перетворювача необхідним кроком є вибір перемикаючих елементів, максимально допустимі параметри яких задовольняли би максимальним струмам у відповідних гілках перетворювача та максимальним напругам між його відповідними вузлами. Тому розглянемо вирази, що дають змогу розрахувати вказані максимальні параметри у колах перетворювача.

Згідно еквівалентних схем заміщення перетворювача, в усталеному режимі миттєві значення струмів через перемикаючі елементи дорівнюють сумі миттєвих струмів i_1 та i_2' на обох інтервалах комутації. Таким чином, запишемо формули для визначення максимальних струмів транзистора I_{vrm} та діода I'_{vdm} : $I_{vrm} = I'_{vdm} = I_{1cp} + \Delta I_1 / 2 + I'_{ncp} + \Delta I_2' / 2$.

Переходячи від параметрів трансформатора, приведених до первинної сторони, до параметрів з реальним трансформатором з коефіцієнтом трансформації K_{TP} та припускаючи $L_s = 0$, запишемо остаточні вирази для максимальних струмів перемикаючих елементів в базисі відносних змінних

$$I_{vrm}^* = \frac{I_{vrm}}{I_{ncp}} = \frac{1 + \alpha(1-\gamma)^2}{(1-\gamma)K_{TP}}, \quad I'_{vdm} = \frac{I'_{vdm}}{I_{ncp}} = \frac{1 + \alpha(1-\gamma)^2}{1-\gamma}, \quad \text{де } \alpha = \frac{\tau_1^* + \tau_2^* K_{TP}^2}{2\tau_1^* \tau_2^*}. \quad (9)$$

У відповідності до схем заміщення перетворювача, напруги на запертих транзисторі U_{vrm} і діоді U'_{vdm} визначаються напругою u_{c3} на послідовно з'єднаних конденсаторах $C1, C2'$ та напругою на індуктивності розсіювання u_{Ls} на відповідних інтервалах комутації. Запишемо

$$U_{vrm} = U_{c3cp} + \frac{\Delta U_{c3}}{2} - L_s \frac{\Delta I_1}{T - T_i}, \quad U'_{vdm} = U_{c3cp} + \frac{\Delta U_{c3}}{2} - L_s \frac{\Delta I_2}{T_i}.$$

Враховуючи параметри реального трансформатора та нехтуючи індуктивністю розсіювання трансформатора, запишемо вирази для визначення максимальних напруг на перемикаючих елементах перетворювача в базисі відносних змінних

$$U_{vfm}^* = \frac{U_{vfm}}{U_{сн}} = \frac{2\tau_c^* K_{TP}^2 + \gamma^2}{2\gamma\tau_c^* K_{TP}}, \quad U_{vdm}^* = \frac{U_{vdm}}{U_{сн}} = \frac{2\tau_c^* K_{TP}^2 + \gamma^2}{2\gamma\tau_c^* K_{TP}^2}. \quad (10)$$

У разі розрахунків за отриманими формулами (5) та (8)–(10) варто проаналізувати коректність нехтуванням в них величиною індуктивності розсіювання трансформатора. Як показує аналіз, одним з компонентів даних формул, які враховують індуктивність розсіювання, є наступне співвідношення:

$$F = \frac{A(1-\gamma) + \gamma}{B\gamma + 1 - \gamma}. \quad \text{На рис. 3 показано розрахунок значень цього співвідношення в залежності від}$$

індуктивності розсіювання в діапазоні 0...100 мкГн за $\tau_1^* = \tau_2^* = 2$, $\tau_c^* = 0,36$, $\gamma_{\min} = 0,1$ та $\gamma_{\max} = 0,9$ з урахуванням змінення коефіцієнта трансформації K_{TP} . Аналіз співвідношення F показує, що за $L_s = 0$ величина функції F дорівнює одиниці, що значно спрощує формули (5) та (8)–(10) без втрати точності розрахунку. Проте, за значних величин індуктивності розсіювання, наприклад, до $L_s = 100$ мкГн, відмінність функції F від одиниці складає певні величини за різних коефіцієнтах трансформації. Якщо за $K_{TP} = 0,5$ максимальне відхилення функції F від одиниці в зоні регулювання за $L_s = 100$ мкГн складає 18%, то у разі збільшення коефіцієнта трансформації від 1 до 10 максимальне відхилення зменшується до 4%. Тобто, навіть за значних величин індуктивності розсіювання до 100 мкГн при $1 < K_{TP} < 10$ нехтування її величиною у вищезгаданих формулах призводить до похибки розрахунку лише до 4%. Цей факт підтверджує допустимість спрощень під час отримання формул (5), (8)–(10) в межах значень $1 < K_{TP} < 10$ шляхом нехтування індуктивністю розсіювання трансформатора з урахуванням незначної похибки розрахунку.

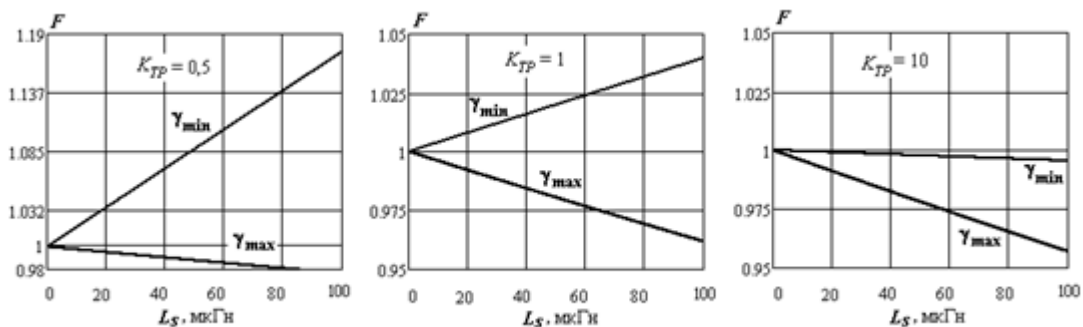


Рис. 3

Важливою перевагою розробленої математичної моделі перетворювача (1) є отримання аналітичного інструменту для розв'язання багатьох задач дослідження параметрів пристрою. Такими задачами є: розрахунок регульовальних, навантажувальних характеристик перетворювача, визначення максимальних, пульсаційних та середніх значень напруг і струмів в його елементах та інші.

Достовірність отриманих результатів розрахунків підтверджено за допомогою імітаційного моделювання процесів у перетворювачі в указаних режимах з використанням пакету PSim. Як приклад розглянуто розрахунок процесів у перетворювачі Кука з ізолюючим трансформатором згідно з отриманими співвідношеннями (13)–(20) за умови наступних параметрів перетворювача: $U_{вх} = 100$ В, $T = 50$ мкс, $L1 = L2 = 2$ мГн, $L_s = 1$ мкГн, $C1 = 10$ мкФ, $C2 = 1$ мкФ, $K_{TP} = 1$, $R_n = 20$ Ом в діапазоні $\gamma = 0,2...0,7$. Розбіжність між результатами імітаційного моделювання та розрахунками згідно розробленої математичної моделі склала не більше 2,5%.

Висновки.

1. Проілюстровано шлях використання методу усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа для аналізу процесів в перетворювачі Кука з ізолюючим трансформатором з урахуванням його параметрів в режимах безперервного струму у реактивних елементах, який спрощує розрахунок перетворювача завдяки скороченню кількості обчислень.

2. Отримано зручні аналітичні співвідношення для розрахунку постійних та пульсаційних складових процесів, що включають в себе основні параметри ізолюючого трансформатора – індуктивність розсіювання та коефіцієнт трансформації. На їхній основі розроблено вирази для розрахунку границь режимів безперервності струмів та напруг у реактивних елементах, а також максимальних струмів та напруг у перемикаючих елементах перетворювача Кука з ізолюваною структурою. Отримані аналітичні співвідношення дають змогу застосувати методи математичного аналізу кількісних та якісних характеристик процесів, що сприяє підвищенню ефективності розрахунку перетворювача на етапі його проектування.

3. Показано, що нехтування величиною індуктивності розсіювання ізолюючого трансформатора у перетворювачі Кука у разі користування виразами на основі розробленої математичної моделі в певних межах коефіцієнта трансформації значно спрощує їх аналітичний вигляд та використання і не призводить до значних (більше 4 %) відхилень в точності розрахунку.

Роботу виконано за держбюджетною темою "Розвиток теорії та наукове обґрунтування принципів побудови потужних імпульсних напівпровідникових перетворювачів з нелінійним динамічним навантаженням модульної структури" (Джерело-3), державний реєстраційний номер роботи 0119U001289, КПКВК 6541030.

ANALYSIS OF PROCESSES IN A CUK CONVERTER WITH ISOLATED STRUCTURE USING THE AVERAGING METHOD

Yu.V. Rudenko

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: rudenko@ied.org.ua**

The processes in the Cook converter with an isolated transformer have been studied using the averaging method based on Lagrange's theorems in the mode of continuous currents and voltages in accumulating reactive elements. A mathematical model of the device based on relative variables is developed. Based on the developed model, analytical relations were obtained for the calculation of current ripple in the input and output chokes, as well as the voltage in the storage capacitors. Analytical dependences have been developed to determine the maximum values of currents and voltages in the switching elements of the converter in the entire switching range, which allows to reasonably select these elements of the device with acceptable parameters at the design stage. It is shown that neglecting the leakage inductance of the isolated transformer in the Cook converter when using expressions based on the developed mathematical model within certain limits of the transformation coefficient greatly simplifies their analytical appearance and use and does not lead to significant (more than 4-5%) deviations in calculation accuracy. References 10, figures 3.

Keywords: calculation methods for semiconductor converters, state-space averaging method, DC voltage converter, Cuk converter with isolated transformer.

1. Erickson R.W., Maximovich D. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition. Springer, 2001. 904 p.
2. Artemenko M.E., Zhuikov V.Ya., Yakimenko Yu.I. Matrix-topological synthesis of valve converters. Kyiv: Politehnika, 2001. 224 p. (Rus)
3. Kazimierzczuk M.K. Pulse-width modulated DC-DC power converters. Chichester: John Wiley&Sons, 2008. 782 p.
4. Chen Z. PI and sliding mode control of a Cuk converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012. Vol. 27. Issue 8. Pp. 3695–3703.
5. Bist V., Singh B. A Unity Power Factor Bridgeless Isolated Cuk Converter-Fed Brushless DC Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2015. Vol. 62. Issue 7. Pp. 4118-4129.
6. Gangavarapu S., Rathore A.K., Fulwani D.M. Three-Phase Single-Stage-Isolated Cuk-Based PFC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2019. Vol. 34. Issue 2. Pp. 1798-1808. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2829080>.
7. Anand A., Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Isolated Cuk Converter with Two Symmetrical Output voltages For SRM Drive. *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. Montreal, QC, Canada, June 03-07, 2018. Vol. 1. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/WPT.2018.8639257>.
8. Rudenko Yu.V. Mode of averaging of pulse DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 42–48. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.042>
9. Rudenko Yu.V., Shcherba A.A. Analysis of multi-interval processes in semiconductor converters. Kyiv: Pro Format, 2020. 352 p. (Ukr)
10. Rudenko Yu. Analysis of DC-DC Converters by Averaging Method based on Lagrange Theorems. *IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine, September 12-17, 2021. Pp. 367–370.

Надійшла 01.06.2022

Остаточний варіант 04.08.2022

ЗОВНІШНЯ ДЕМПФЕРНА СИСТЕМА РОТОРА ЯВНОПОЛЮСНОЇ СИНХРОННОЇ МАШИНИ

Ю.М. Васьковський*, докт. техн. наук, **К.М. Татарінов**
Національний технічний університет України «КПІ ім. І. Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: yun157@gmail.com, tarantino@gmail.com

Методами математичного моделювання проведено порівняльний аналіз характеристик явнополюсної синхронної машини для двох варіантів конструкції демпферної системи ротора. В першому варіанті використовується традиційна (внутрішня) демпферна система ротора, що виконується з електропровідних стрижнів, занурених в поверхню полюсів. В другому варіанті зовнішня демпферна система ротора виконується у вигляді електропровідних листів, закріплених на поверхні полюсів. Відмічено, що зовнішня демпферна система ротора забезпечує кращі асинхронні характеристики і характеризується більш рівномірним нагрівом, що зменшує термомеханічні навантаження елементів конструкції. Така конструкція підвищує надійність машини не тільки у разі виникнення короткочасних асинхронних режимів роботи, але й у разі появи нерівномірності повітряного проміжку між статором і ротором, який зазвичай виникає в процесі тривалої експлуатації потужних явнополюсних синхронних машин, наприклад, гідрогенераторів. Бібл. 10, рис. 6.

Ключові слова: явнополюсна синхронна машина, демпферна система ротора, асинхронний режим, ексцентриситет ротора, температура і термомеханічні напруження.

Постановка задачі. Традиційна конструкція демпферної системи ротора (ДСР) явнополюсної синхронної машини (ЯСМ) виконується по типу короткозамкненої “білячої клітки” і складається з занурених в полюсні наконечники електропровідних стрижнів, з’єднаних між собою на торцях полюсів коротко замикаючими сегментами. Такі системи на окремих полюсах можуть з’єднуватися міжполюсними з’єднаннями, утворюючи суцільну демпферну обмотку ротора. Таку обмотку будемо називати внутрішньою демпферною системою (ВДС) ротора.

Вважається, що така конструкція є досить простою і надійною та за правильного вибору параметрів стрижнів забезпечує задані асинхронні характеристики ЯСМ. Але останнім часом в потужних ЯСМ спостерігається збільшення числа випадків ушкодження конструкції ДСР зі значними техніко-економічними втратами. Відірвані елементи ДСР – стрижні або торцеві короткозамикаючі сегменти під дією відцентрових сил зміщуються в повітряний проміжок та ушкоджують конструкцію статора. Ці випадки зокрема спостерігаються в потужних ЯСМ, наприклад, гідрогенераторах (ГГ) [1].

Збільшення таких аварій пов’язують з поступовою деградацією ДСР внаслідок тривалої експлуатації ЯСМ й відпрацюванням гарантійних термінів їхньої роботи, зокрема, з появою ексцентриситету ротора. ЯСМ є тихохідними синхронними машинами, які характеризуються великим діаметром ротора і відносно невеликим повітряним проміжком між статором і ротором. Наприклад, в потужних ГГ відношення висоти повітряного проміжку до діаметру розтки статора складає усього 0,1...0,3%. Так в ГГ типу СВ 1230/140 - 56 потужністю 130,6 МВА діаметр розтки статора дорівнює 11600 мм, а висота повітряного проміжку – 20 мм. Для капсульного ГГ типу СГК 538/160 - 70М потужністю 23 МВА ці розміри дорівнюють відповідно 6100 мм і 6 мм. Такі особливості конструкції ГГ обумовлюють появу в процесі тривалої експлуатації ГГ нерівномірності повітряного проміжку уздовж кола розтки статора. Нерівномірність може виникати внаслідок появи ексцентриситету ротора або втрати циліндричності форм осердя статора або ротора. Практика експлуатації показує, що відомі технічні заходи для підтримки рівномірності повітряного проміжку ГГ не є достатньо ефективними.

Як наслідок нерівномірності повітряного проміжку під час обертання ротора в його полюсах виникають пульсації основного магнітного потоку. В свою чергу пульсації потоку призводять до появи ЕРС і струмів, які замикаються в стрижнях ДСР. Очевидно, що виникнення цих струмів не

пов'язано з роботою ЯСМ в асинхронних і несиметричних режимах, а обумовлено виключно появою дефектів в ЯСМ, що призводять до порушення рівномірності повітряного проміжку. Зазначене явище було детально досліджено в роботах [2, 3], а також розглядалося в роботах іноземних авторів [4 – 9]. Доведено, що хоча частота пульсацій (1...2 Гц) і величина ЕРС є невеликими, але внаслідок малого опору ДСР величини струмів сягають небезпечних значень і протікають вони тривало. Розподіл струмів між різними стрижнями ДСР і відповідний їхній нагрів є дуже нерівномірним [2, 7], що призводить до значних внутрішніх термомеханічних деформацій в ДСР та подальшого її ушкодження. Слід підкреслити, що в існуючих ЯСМ конструкція ДСР створювалася без урахування наслідків появи нерівномірності повітряного проміжку. Тому існує нагальна потреба в подальшому удосконаленні ДСР, зокрема введени на етапі проектування в їхню конструкцію певних технічних рішень, що забезпечують стійкість ДСР до нерівномірності повітряного проміжку.

Одним з ефективних технічних рішень є застосування на роторі ЯСМ зовнішньої демпферної системи (ЗДС). Ідею ЗДС ротора синхронної машини було запропоновано на прикладі турбогенератора нового типу – синхронно-асинхронного турбогенератора (САТ) з покращеними асинхронними характеристиками [10].

ЗДС ротора САТ є конструкцією, яка концентрично охоплює бочку ротора турбогенератора по всій зовнішній поверхні і в поперечному перерізі зображена на рис. 1. Ця конструкція влаштована

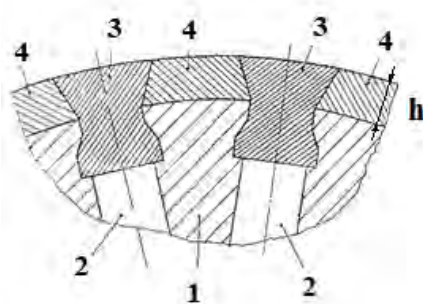


Рис. 1

в такий спосіб. Поверхня масивного ротора містить феромагнітні зубці 1 і пази 2 з обмоткою збудження. Пази ротора закриваються фігурними клинами 3, які спираються на плечики зубців. Фігурні клини виконані з немагнітного електропровідного матеріалу та мають фігурні гребінці, що виступають над поверхнею ротора на висоту h . При цьому ширина клинових гребінців більша, ніж ширина пазів ротора. Простір між фігурними клинами щільно заповнюють вставками 4, також виконаними з немагнітного матеріалу з високою електропровідністю. Фігурні клини виконують такі функції: утримують у пазах 2 обмотку збудження турбогенератора; утримують вставки 4; створюють разом із вставками на поверхні ротора єдиний короткозамкнений електропровідний шар для

поліпшення параметрів турбогенераторів в асинхронних режимах роботи.

У своїй сукупності елементи описаної конструкції утворюють симетричну демпферну систему ротора. У синхронному режимі САТ "не відчуває" наявності демпферної системи, оскільки її виконано з немагнітних матеріалів, що мають таку ж магнітну проникність, як і повітряний проміжок. При цьому генератор має оптимальні значення синхронних індуктивних опорів X_d , X_q і достатній запас статичної та динамічної стійкості і може тривало працювати в синхронному режимі. У разі асинхронного режиму в ЗДС індуються вихрові струми. Оскільки ЗДС має більший діаметр у порівнянні з діаметром масивного ротора, то у разі переходу до асинхронного режиму спостерігається відносно "зменшення повітряного проміжку" турбогенератора. Це веде до підвищення коефіцієнта потужності. Під час переходу в асинхронний режим розглянутий САТ розвиває на 15...20% більший асинхронний момент за меншого в 1,5...1,7 разів ковзання, ніж за традиційної конструкції ротора синхронного турбогенератора.

Таким чином, дана конструкція реалізує ідею "регульованого повітряного проміжку" генератора, який автоматично змінюється в залежності від режиму його роботи. ЗДС суттєво зменшує

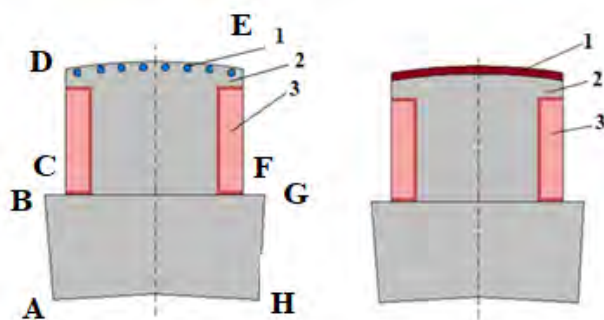


Рис. 2

втрати та нагрівання ротора у несиметричних режимах роботи, в яких ЗДС екранує струми частоти 100 Гц, що індуються в роторних контурах. Важливим параметром, що характеризує ЗДС, є її висота. Оскільки сучасні потужні турбогенератори мають досить великий запас по висоті проміжку, встановлення ЗДС не ускладнює технологічних операцій із вставці ротора в статор.

Зазначена ідея виконання демпферної системи ротора може бути перенесена на конструкцію демпферних систем ротора потужних ГГ. На рис. 2 показано два варіанти конструкції полюса

ГГ: лівий – ВДС, правий – ЗДС. ВДС виконується у вигляді окремих стрижнів 1, занурених у поверхню полюса 2, на якому розташовано обмотку збудження 3. ЗДС являє собою виконаний з міді суцільний лист 1 висотою h , накладений і закріплений на поверхні полюса 2 з обмоткою збудження 3. При цьому потрібно обґрунтувати доцільний вибір висоти ЗДС з точки зору вимог до її асинхронних характеристик і обмежень щодо мінімально допустимої технологічної висоти повітряного проміжку

Очікувані переваги ЗДС у порівнянні з внутрішньою ВДС є наступними:

1) з огляду на майже рівномірний нагрів елементів ЗДС, відсутні значні локальні термомеханічні напруження, які спричиняють поступову її деградацію і ушкодження;

2) внаслідок “зменшення” повітряного проміжку між статором і ротором збільшується асинхронний електромагнітний момент в асинхронному режимі роботи ГГ і за коливань швидкості ротора, що підвищує стабілізуючу дію демпферної системи. При цьому в синхронному режимі роботи ГГ зберігає незмінним синхронні індуктивні опори і розрахункові синхронні характеристики;

3) також внаслідок “зменшення” повітряного проміжку зростає $\cos(\varphi)$ в асинхронному режимі роботи ГГ, що зменшує реактивну складову струму обмотки статора та її нагрів. Це сприяє збільшенню допустимого часу роботи ГГ в асинхронному режимі, який у даний час обмежується вимогами інструкцій по експлуатації ГГ величиною 15 с;

4) суцільний електропровідний масив ЗДС на поверхні полюса виконує екрануючі функції, захищаючи обмотку збудження і внутрішню конструкцію полюса від негативного впливу струмів частоти 100 Гц в несиметричних режимах роботи ГГ та від пульсацій зубцевих гармонік магнітного поля, викликаних зубцями статора.

Метою роботи є порівняльний аналіз характеристик ЗДС з аналогічною по параметрам ВДС та перевірка зазначених вище очікуваних переваг ЗДС.

Математична модель. Під час дослідження фізичних процесів в ЗДС і ВДС електромагнітне і температурне поле аналізуються у двовимірному наближенні у поперечному перерізі активної зони. Мету досліджень можна досягнути з врахуванням періодичного характеру розподілу поля вздовж повітряного проміжку під час використання розрахункової області, яка містить одну пару полюсів. При цьому вважається, що окремі полюси ротора з’єднані між собою торцевими міжполюсними елементами, утворюючи суцільну короткозамкнену систему ротора. Аналіз поля ведеться для сталого асинхронного обертання ротора за наявності ковзання s . Оскільки осердя статора і ротора виконані шихтованими, впливом вихрових струмів в тонких листах шихтовки на розподіл поля можна знехтувати. Електромагнітне поле в межах поперечного перерізу ЯСМ відносно комплексної амплітуди векторного магнітного потенціалу описується в декартових координатах наступним квазістаціонарним рівнянням:

$$\frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial y^2} - j\omega_1 s \mu \gamma \dot{A}_z = -\mu \dot{J}_{zcm}, \quad (1)$$

де $\omega_1 = 2\pi f_1$ – кутова частота струму статора; s – ковзання ротора; μ – магнітна проникність; γ – електропровідність; J_{zcm} – густина сторонніх струмів (густина струмів в пазах статора, які задаються у відповідності до схеми обмотки, густина струмів в обмотці збудження). Величина μ в кожній точці розрахункової області, де знаходяться феромагнітні магнітопроводи, визначається під час чисельного розв’язання рівняння (1) ітераційним методом за заданими кривими намагнічування. Електропровідність задається тільки в елементах демпферної системи ротора – в пазах, в яких розташовано електропровідні стержні ВДС або в зоні електропровідного листа ЗДС. Електропровідність в пазах статора приймається рівною нулю, але при цьому в пазах задається стороння густина струмів, яка для різних фаз задається формулами

$$\begin{aligned} \dot{J}_{A \text{ стор}} &= I_m u_{\Pi} / S_{\Pi}, \\ \dot{J}_{B \text{ стор}} &= I_m u_{\Pi} [\cos(-2\pi/3) - j\sin(-2\pi/3)] / S_{\Pi}, \\ \dot{J}_{C \text{ стор}} &= I_m u_{\Pi} [\cos(-4\pi/3) - j\sin(-4\pi/3)] / S_{\Pi}, \end{aligned} \quad (2)$$

де I_m – амплітуда струму в фазі обмотки статора; u_{Π} – число послідовно з’єднаних провідників в пазу статора; S_{Π} – площа перерізу паза статора. Постійні струми в обмотці збудження 3 відсутні, оскільки

в асинхронних режимах потужних ГГ обмотка збудження зазвичай відключається (за наявності струму збудження в асинхронному режимі спостерігаються великі коливання струму обмотки статора і електромагнітного моменту ГГ). Також треба підкреслити, що умова відсутності струму збудження в обмотці 3 приймається однаковою для обох варіантів ДСР, що розглядаються, що у цілому не впливає на результати порівняльного аналізу асинхронних та інших характеристик ГГ.

Рівняння (2) доповнюється граничними умовами – значенням векторного магнітного потенціалу на границях розрахункової області. На зовнішніх границях осердь статора і ротора G_1 і G_2 зазвичай задаються однорідні граничні умови першого роду, що означає припущення щодо відсутності магнітних потоків розсіювання через зазначені границі розрахункової області

$$A|_{G_1} = A|_{G_2} = 0. \quad (3)$$

На бокових границях розрахункової області G_3 і G_4 задаються умови періодичності

$$A|_{G_3} = A|_{G_4}. \quad (4)$$

Індукована в електропровідних елементах ротора густина струму визначається на підставі першого рівняння Максвелла наступним виразом:

$$\dot{J}_z = (\partial \dot{B}_y / \partial x - \partial \dot{B}_x / \partial y) / \mu_0, \quad (5)$$

де складові магнітної індукції знаходяться після розрахунку векторного магнітного потенціалу $\dot{B}_x = \partial \dot{A}_z / \partial y$, $\dot{B}_y = \partial \dot{A}_z / \partial x$.

Електромагнітний момент визначається як добуток тангенціальної (дотичної до поверхні) складової електромагнітної сили, що прикладена до поверхні ротора, на плече сили – радіус ротора R_2 . Повний електромагнітний момент між статором і ротором за допомогою тензора магнітного натягу визначається наступною формулою:

$$M_{EM} = 2 \cdot p \cdot F_\tau \cdot R_2 = \frac{2 \cdot p \cdot R_2 \cdot l_{II}}{\mu_0} \cdot \int_0^\tau B_n \cdot B_\tau \cdot dl, \quad (6)$$

де p , τ , l_{II} – число пар полюсів, полюсна поділка і активна довжина ротора; B_n , B_τ – нормальна (направлена уздовж вектора нормалі до поверхні ротора) та тангенціальна (направлена уздовж вектора дотичної до поверхні ротора) складові вектора магнітної індукції. Диференційне рівняння для розрахунку нестационарного температурного поля T в полюсі ГГ в декартових координатах має наступний вигляд:

$$\lambda \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \lambda \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} - c\rho \frac{\partial T}{\partial t} = Q_v, \quad (7)$$

де λ – коефіцієнт теплопровідності; c – теплоємність; ρ – питома густина; Q_v – сумарні питомі об'ємні втрати, які складаються з питомих об'ємних втрат в обмотці збудження, демпферній обмотці та додаткових втрат на поверхні полюсу від вищих гармонік магнітного поля в проміжку.

Початковими умовами є однорідний розподіл температури в полюсі, що дорівнює температурі навколишнього середовища (прийнято $T_0 = 40^\circ\text{C}$). Розподіл температури є однакоим для кожного полюсу ГГ, що дає змогу розглядати теплову задачу в межах одного полюсу. Такий підхід до аналізу температурного поля достатній для проведення порівняльного аналізу нагріву ВДС і ЗДС.

Під час завдання на зовнішніх контурах полюсу граничних умов необхідно урахувати особливості системи вентиляції ГГ, для якої можна вважати, що теплообмін між охолоджуючим повітрям і поверхнями полюса вздовж контуру $BCDEFG$ (рис. 2) відповідає закону Ньютона – Ріхмана, тобто на цьому контурі можна задати граничну умову третього роду

$$\partial T / \partial n = -\alpha \lambda^{-1} (T - T_0), \quad (8)$$

де α – коефіцієнт тепловіддачі. Така ж умова третього роду задається на внутрішньому контурі AH ярма ротора. На поверхнях AB , GH задаються граничні умови другого роду

$$\partial T / \partial n = 0, \quad (9)$$

які характеризують відсутність теплообміну між сусідніми полюсами через ярмо ротора із-за симетрії розподілу температури в сусідніх полюсах. Коефіцієнти λ і α визначаються по довідковим літературним даним. Математична модель (1) – (9) реалізується чисельно методом скінченних елементів. **Об’єкт досліджень.** Дослідження проводяться на прикладі ГГ типу СВ 1230/140–56, який має

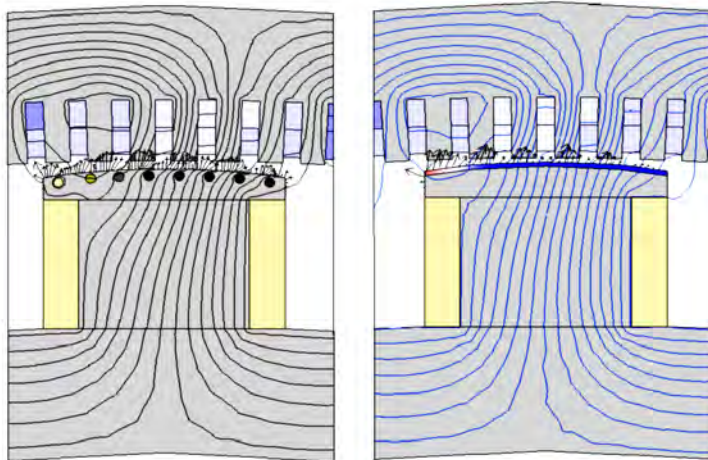


Рис. 3

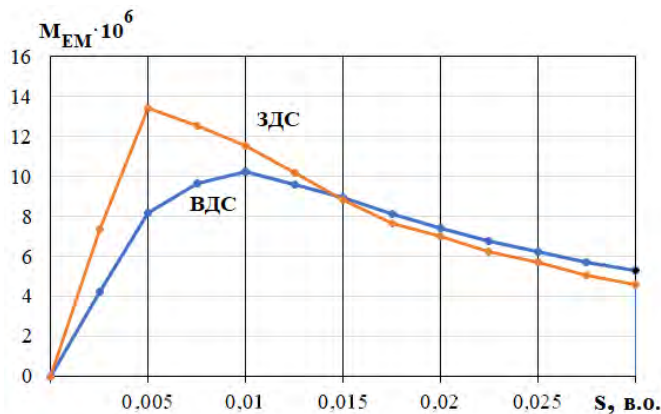


Рис. 4

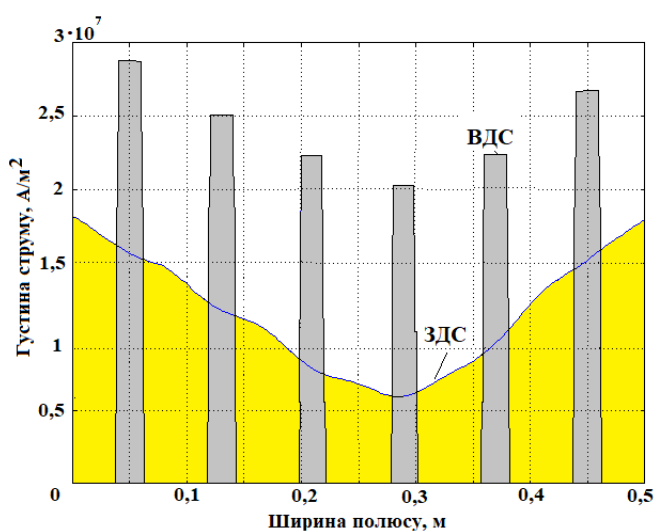


Рис. 5

наступні вихідні дані. Повна потужність 130,6 МВА; лінійна номінальна напруга 13,8 кВ; номінальний фазний струм 5,465 кА; $\cos(\varphi) = 0,85$; ККД = 0,979; число полюсів 56; діаметр розточки статора 11600 мм; повітряний проміжок 20 мм; число пазів статора 420; активна довжина статора 1400 мм; число стрижнів ВДС на одному полюсі ротора 8; діаметр стрижня 20 мм; висота полюса 290 мм; висота полюсного башмака 50 мм. Коефіцієнт тепловіддачі між повітрям і осердям полюсів 214 Вт/(м²°С), коефіцієнти теплопровідності сталі осердя полюсів 47 і міді стрижнів 384 Вт/(м°С).

Під час проектування ЗДС у першому наближенні висота мідного листа на поверхні полюсу h вибирається з умови *однаковості* сумарної площі перерізу усіх стрижнів відповідної ВДС і площі суцільного мідного електропровідного листа: $nS_{стр} = hb_p$, тобто $h = nS_{стр} / b_p$, де n – число стрижнів на полюсі; $S_{стр}$ – площа одного стрижня ВДС; b_p – ширина полюсу. Для даного ГГ отримаємо $h = 7$ мм. В результаті проміжок між полюсами ротора і розточкою статора “у світлі” дорівнює 13 мм. Допустимість прийняття такого проміжку потрібно обґрунтувати з огляду на особливості конструкції і експлуатації ГГ у цілому.

Результати дослідження. 1. Асинхронний режим. На рис. 3 показано розподіл поля в варіантах полюса ГГ, що мають ВДС і ЗДС в асинхронному режимі за ковзання ротора $s = 0,01$ в.о. і відсутності струму в обмотці збудження. Стрілками показано напрям вектора магнітного натягу (6).

На рис. 4 показано залежності електромагнітного асинхронного моменту ГГ від ковзання для двох зазначених варіантів виконання демпферної системи. Величини струму обмотки статора в обох варіантах для кожного ковзання є однаковими. Рис. 4 відображає кращі асинхронні характеристики ГГ у разі використання ЗДС у порівнянні з традиційним варіантом ВДС. Зокрема, максимальний момент ЗДС в 1,31 рази більше, ніж в ВДС. В діапазоні малих ковзань 0...0,015 в.о. момент ЗДС перевищує мо-

мент ВДС, а надалі вони практично зрівнюються. Але слід зауважити, що ковзання більше ніж 0,015 в.о. в ГГ даної потужності практично не відбувається.

На рис. 5 зображено дискретний розподіл густини струму в стрижнях ВДС і неперервний розподіл густини струму по ширині полюсу в ЗДС за ковзання $s = 0,01$ в.о. Максимальна густина струму в крайніх стрижнях ВДС суттєво (в 1,6 разів) більша, ніж на краях ЗДС. Втрати в крайніх стрижнях ВДС в 2,38 разів більші, ніж втрати в центральних стрижнях. При цьому сталий перепад температури між крайніми і центральними стрижнями дорівнює $\Delta T = 38^\circ\text{C}$, що призводить до різних теплових розширень довжини окремих стрижнів $\Delta L = \alpha_L \cdot L \cdot \Delta T$, (α_L – коефіцієнт лінійного розширення; L – довжина стрижня) і до значних несиметричних термомеханічних напружень на ділянках з'єднань стрижнів з торцевими коротко замикаючими сегментами [3]. На відміну від ВДС в ЗДС внаслідок суттєво кращого теплообміну між різними ділянками суцільного шару ЗДС і кращими умовами його охолодження перепад сталої температури по ширині ЗДС складає усього 7°C і тому неприпустимі термомеханічні напруження в листі ЗДС не виникають.

Таким чином, ЗДС у порівнянні з ВДС за рівних інших умов не тільки надає можливість більш тривалої роботи ГГ в короткочасному асинхронному режимі (до усунення причин появи асинхронного режиму), але й при цьому забезпечує більш рівномірний нагрів і більшу надійність функціонування конструкції демпферної системи ротора.

2. Наявність ексцентриситету ротора. Як відмічалось вище, у разі обертання ротора в нерівномірному повітряному проміжку ГГ, наприклад, під час появи статичного ексцентриситету (СЕ) ротора, внаслідок пульсацій основного магнітного потоку в синхронному режимі роботи ГГ в демпферній системі ротора постійно протікають струми [2, 4, 6]. Величина СЕ ротора характеризується коефіцієнтом відносного ексцентриситету, що описується формулою

$$\varepsilon = (\delta_{\max} - \delta_{\min})(\delta_{\max} + \delta_{\min})^{-1},$$

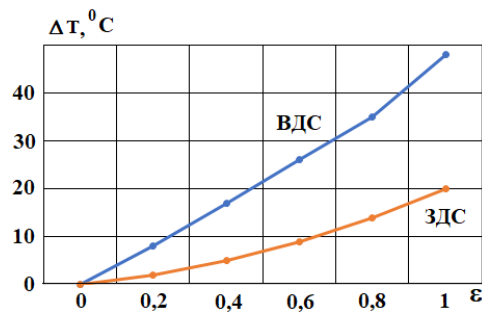


Рис. 6

де $\delta_{\max}, \delta_{\min}$ – максимальна і мінімальна величини повітряного проміжку відповідно. Коефіцієнт ε змінюється в межах від 0 ($\delta_{\max} = \delta_{\min}$ – відсутність ексцентриситету) до $\varepsilon = 1$. На рис. 6 показано залежність максимального перепаду температури між стрижнями ВДС або окремими ділянками листа ЗДС від величини СЕ ε за ковзання $s=0$ (синхронному обертанні ротора ГГ). Отримані результати засвідчують суттєво меншу нерівномірність нагріву окремих частин ЗДС у порівнянні з ВДС для широкого діапазону значень СЕ, що підтверджує

більшу термомеханічну стійкість і надійність ЗДС у випадку виникнення нерівномірності повітряного проміжку ГГ.

Очевидно, що застосування ЗДС ротора в ЯСМ призводить до зменшення фактичного повітряного проміжку між статором і ротором (проміжок у “світлі”) у порівнянні з аналогічною за параметрами ЯСМ з ВДС ротора. Це потребує певного конструктивно-технологічного аналізу можливості впровадження ЗДС в конкретній ЯСМ. Але можливе використання різних конструктивних рішень для вирішення цієї проблеми. Наприклад, можливе невелике збільшення немагнітного проміжку ЯСМ за одночасного збільшення струму (або числа витків) обмотки збудження задля забезпечення номінальної величини магнітного потоку збудження. Або збільшення повітряного проміжку у “світлі” ЯСМ можливе за рахунок певного зменшення висоти h суцільного листа ЗДС шляхом виконання на внутрішній оберненій до полюсу поверхні листа невеликих виступів, які закріплюються у відповідні виконані на поверхні полюсів пази, чим забезпечується необхідна сумарна площа поперечного перерізу ЗДС, тощо.

Висновки. Отримані результати математичного моделювання підтверджують переваги ЗДС у порівнянні з традиційною ВДС ротора як з точки зору покращення асинхронних характеристик ГГ за короткочасної роботи в асинхронному режимі, так і з точки зору підвищення надійності функціонування демпферної системи за рахунок більш рівномірного її нагріву. Такі особливості ЗДС особливо корисні в умовах виникнення нерівномірності повітряного проміжку ротора, яка з різних причин з'являється внаслідок тривалої експлуатації ЯСМ, оскільки при цьому суттєво зменшуються нерівномірні термомеханічні напруження в демпферній системі ротора, які є однією з головних причин її деградації та ушкодження.

1. Артюх С.Ф., Урманов О.Б. Статистический анализ отказов электрооборудования на гидроэлектростанциях каскада киевских ГЭС-ГАЭС. *Вісник ХІІІ*. 2011. № 41. С. 3–7.
2. Васковський Ю.М., Цивінський С.С., Титко О.І. Електромагнітні процеси у демпферній системі роторів гідрогенераторів при нерівномірності повітряного проміжку. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 1. С. 65–71.
3. Васковський Ю.М., Гераскін О.А. Вплив режимних і експлуатаційних факторів на демпферну систему ротора явнопольсної синхронної машини. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 2. С. 47–56. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.047>
4. Keller S., Xuan M.T., Simond J.J. Large low-speed hydro-generators – unbalanced magnetic pulls and additional damper losses in eccentricity conditions. *Electric Power Appl.* 2007. No 1(5). Pp. 657–664.
5. Traxler-Samek G., Lugand T., Schwery A. Additional losses in damper winding of large hydrogenators at open-circuit and load conditions. *IEEE Trans on Indust. Elect.* 2010. Vol. 57. No 1. Pp. 154–160.
6. Wallin M., Bladh J., Lundin U. Damper winding influence on unbalanced magnetic pull in salient pole generators with rotor eccentricity. *IEEE Trans on Magnetics*. 2013. Vol. 49. No 9. Pp. 5158–5165.
7. Hongbo Qiu, Xiaobin Fan, Ran Yi, Jianqin Feng, Jie Wu, Cunxiang Yang, Haiyang Zhao. Eddy current density asymmetric distribution of damper bars in bulb tubular turbine generator. *Archives of Electrical Engineering*. 2017. Vol. 66(3). Pp. 571–581.
8. Ehya H., Nysveen A., Nilssen R., Liu Y. Static and dynamic eccentricity fault diagnosis of large salient pole synchronous generators by means of external magnetic field. *IET Electric Power Applications*. 2021. Pp. 1–13. DOI: <https://doi.org/10.1049/elp2.12068>
9. Rahimian M., Butler-Purry K. Modeling of synchronous machines with damper windings for condition monitoring. IEEE International Electric Machines and Drives Conference. Miami, Florida, USA, 3-6 May 2009. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2009.5075264>
10. Титко А.И., Васковський Ю.Н. Синхронно-асинхронные турбогенераторы. Київ: Наукова думка, 2010. 248 с.

EXTERNAL DAMPHER SYSTEM OF THE SALIENT POLE SYNCHRONOUS MACHINE

Yu.M. Vaskovsky, K.M. Tatarinov

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

Peremohy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: yun157@gmail.com, tarantinco@gmail.com

A comparative analysis of the characteristics of the salient pole synchronous machine for two variants of the rotor damping system design was performed by mathematical modeling methods. In the first embodiment, a traditional (internal) damping rotor system is used, which is made of electrically conductive rods immersed in the surface of the poles. In the second embodiment, the external damping system of the rotor is made in the form of conductive sheets fixed to the surface of the poles. It is noted that the external damping system of the rotor provides better asynchronous characteristics and is characterized by more uniform heating, which reduces the thermomechanical loads of structural elements. This design increases the reliability of the machine not only in the event of short-term asynchronous modes of operation, but also in the event of uneven air gap between the stator and rotor, which usually occurs during long operation of high-pole synchronous machines, such as hydro generators. References 10, figures 6.

Keywords: salient pole synchronous machine, rotor damping system, asynchronous mode, rotor eccentricity, temperature and thermomechanical stresses.

1. Artyukh S.F., Uрманov O.B. Statistical analysis of electrical equipment failures at hydroelectric power stations of the Kiev HPP-PSP cascade. *Bulletin of the KhPI*. 2011. No 41. Pp. 3–7. (Rus)
2. Vaskovsky Yu.M., Tsyvinsky S.S., Titko O.I. Electromagnetic processes in the damper system of rotors of hydrogenators with uneven air gap. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 1. Pp. 65–71. (Ukr)
3. Vaskovsky Yu.M., Geraskin O.A. Influence of mode and operational factors on the damping system of the rotor of an open-pole synchronous machine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 2. Pp. 47–56. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.047>
4. Keller S., Xuan M.T., Simond J.J. Large low-speed hydro-generators – unbalanced magnetic pulls and additional damper losses in eccentricity conditions. *Electric Power Appl.* 2007. No 1(5). Pp. 657–664.
5. Traxler-Samek G., Lugand T., Schwery A. Additional losses in damper winding of large hydrogenators at open-circuit and load conditions. *IEEE Trans on Indust. Elect.* 2010. Vol. 57. No 1. Pp. 154–160.
6. Wallin M., Bladh J., Lundin U. Damper winding influence on unbalanced magnetic pull in salient pole generators with rotor eccentricity. *IEEE Trans on Magnetics*. 2013. Vol. 49. No 9. Pp. 5158–5165.
7. Hongbo Qiu, Xiaobin Fan, Ran Yi, Jianqin Feng, Jie Wu, Cunxiang Yang, Haiyang Zhao. Eddy current density asymmetric distribution of damper bars in bulb tubular turbine generator. *Archives of Electrical Engineering*. 2017. Vol. 66(3). Pp. 571–581.
8. Ehya H., Nysveen A., Nilssen R., Liu Y. Static and dynamic eccentricity fault diagnosis of large salient pole synchronous generators by means of external magnetic field. *IET Electric Power Applications*. 2021. Pp. 1–13. DOI: <https://doi.org/10.1049/elp2.12068>
9. Rahimian M., Butler-Purry K. Modeling of synchronous machines with damper windings for condition monitoring. IEEE International Electric Machines and Drives Conference. Miami, Florida, USA, 3-6 May 2009. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2009.5075264>
10. Titko O.I., Vaskovsky Yu.M. Synchronous-asynchronous turbogenerators. Kyiv: Naukova Dumka, 2010. 248 p. (Rus)

Надійшла 25.04.2022

Остаточний варіант 11.08.2022

SPECIFICATION OF DETERMINATION THE INDUCTION MOTOR TORQUE BY THE MAGNETIC CORE MODES IN THE SATURATED AREA

O.M. Popovych*, I.V. Golovan**

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

E-mail: popovich1955@ukr.net, golovan_77@ukr.net

The error value of the formula for calculating the electromagnetic moment under the assumption of equality of magnetic energies and coenergies has been investigated under the operation conditions of induction motor (IM) the magnetic core in the saturated region. For serial motors, under nominal conditions, the error does not exceed 5%, with a voltage increase of 75%, the error increases to 40%. The specified value of the electromagnetic moment is determined by calculating the value of the integral dependences of the magnetic coenergy on the angle of the rotor rotation in the process of calculating the dynamic mode of attenuation the currents in the windings. To improve the efficiency of refined calculation method of the electromagnetic moment, the dependence of the correction coefficient in the Magneto-Motive Force (MMF) function of the motor is proposed for use. The use of this pre-determined dependence significantly speeds up refined calculations. The substantiation of the results reliability of the refined definition of electromagnetic moment without the assumption of the equality of magnetic energies and coenergies is carried out by comparing the results of the nominal operating modes calculation of serial motors with two and six poles, which have a significant difference in the degree of saturation. References 17, tables 2, figures 2.

Keywords: induction motor, saturated mode, electromagnetic moment, coenergy.

Traditional IM designs have reached a high level of perfection thanks to accumulated design experience and manufacturing technologies using traditional electrotechnical engineering materials. In particular, electrotechnical steels are used in the form of thin sheets in laminated magnetic cores to minimize losses in the steel. At the same time, in the majority of cases, the operating condition corresponds to the near region behind the bend of the magnetization curve of this steel. This allows to reasonably apply a number of simplifying assumptions when building mathematical models of IM research and design. In particular, use a simplified expression to determine the magnitude of the IM electromagnetic moment under the condition of equality the magnetic energy and coenergy [1].

The development of adjustable electric drive systems, the involvement of new electrotechnical materials contribute to the expansion of the traditional limits of IM operating conditions. This is connected with modes of voltage forcing, frequency regulation, dynamic modes of switching processes. In addition, the application of one of the modern trends in the development of technologies for the magnetic cores manufacture of electric motors, powder metallurgy (for obtaining without a stamp technology for the manufacture of magnetic cores, including new complex forms), creates conditions for a significant reduction of losses in steel and a shift in the parameters of the optimal operating conditions of IM magnetic cores to great saturations.

The tasks of increasing the electric drives efficiency with the wide application of saturated operation conditions determine the need for precise consideration of this factor in mathematical modeling for their effective design synthesis. Mathematical modeling of IM in saturated modes is carried out taking into account the nonlinear properties of magnetic cores, both by circular [2] and field methods of analysis [3, 4]. At the same time, a refined definition of the currents of the operating conditions is provided in the iterative process of field and circular calculations. In the latter case, nonlinear dependences of the IM electromagnetic parameters are used for this purpose. Field methods provide greater accuracy, but they are also more expensive in terms of calculation time. This limits their use in design synthesis tasks. Using the advantages of field methods in terms of accuracy and circular methods in terms of speed is provided by the parameterization of field models [5].

For refined take into account saturation, in addition to improving the definition of currents, there is a need to develop refined mathematical tools of determining the torque based on the magnitude of these currents. For this purpose, the expression of the derivative of magnetic coenergy reserve by displacement is often used [1, 6-11]. This expression is obtained from the energy balance equation in the electromechanical system with taking into account the change in the energy reserve in the magnetic field. The energy of the magnetic field can be determined by calculating the processes of attenuation the currents in electric circuits

with the release of magnetic field energy in the form of electrical losses. The expression of this energy reserve is significantly simplified for a linear medium and represents half the product of the flux linkage by the current. Due to the non-linearity of the magnetic cores characteristics, the use of such a simplification leads to significant errors because in the expression of electromagnetic torques [1], instead of half the product of the flux coupling on the current, the expression of the integral dependence of the flux coupling on the current appears, the deviation of which from half the product of the flux coupling on the current increases with increasing saturation.

The study of the mechanical action of electromechanical converters with the determination of the integral dependence of the flux coupling on the current is quite simple to implement using the calculations of motors with one electrical circuit [10]. Such an analysis for multi-circuit systems, for example IM, is much more complicated. An example of its application is given in [11]. The introduction of such clarifying approaches to the practice of IM design synthesis requires the use of special mathematical models and analysis algorithms. Such models are more difficult to realize in software view, they consume more machine time during calculations. Therefore, it is necessary to determine the areas of their appropriate application, to develop a methodology for the refined determination of the moment of IM saturated with less losses of machine time.

The aim of this work is development and justify the feasibility of using in mathematical models of IM design and the reliability of the refined determined means of the electromagnetic moment without the assumption of the equality of magnetic energies and coenergies. These models are assigned for the IM improvement with the operation condition of the magnetic core in the saturated region. The article deals with the refinement of the formula for determining the electromagnetic torque of a saturated IM. The correction factor is determined by comparing two options: 1) Calculation of currents for a non-linear formulation of the problem (electromagnetic parameters change in accordance with the change in the saturation coefficient) and determination of the electromagnetic torque by the formula with the assumption of equality the magnetic energies and coenergies; 2) Calculation of currents for a non-linear formulation of the problem and determination of the electromagnetic torque according to a refined formula without the assumption of equality the magnetic energies and coenergies. The article deals with the refinement of the formula for determining the electromagnetic torque of a saturated IM. The correction factor is determined by comparing two options: 1) Calculation of currents for a non-linear formulation of the problem (electromagnetic parameters change according to the change in the saturation factor) and determination of the electromagnetic torque according to the formula with the assumption of equality of magnetic energies and coenergies; 2) Calculation of currents for a non-linear formulation of the problem and determination of the electromagnetic torque according to the refined formula without the assumption of equality of magnetic energy and co-energy.

The research in this paper was performed using the IM mathematical model electromechanotronic systems (EMTS), which is presented in the MATLAB simulation system [12]. This model provides a study of the IM operating conditions with a short-circuited rotor, taking into account a possible arbitrary connection scheme of the stator winding turns, the spectrum of spatial harmonics of the MMF, nonlinearity and asymmetry of the parameters. The differential equations of electrical equilibrium are solved relative to the instantaneous values of the independent currents of the stator windings and the projections of the resulting spatial complexes of currents of the rotor circuits

$$[i_{sh}]; \quad i_{rv}^R = \operatorname{Re} \left(\sum_{k=1}^{z_2} \bar{i}_{kv} \right); \quad i_{rv}^I = \operatorname{Im} \left(\sum_{k=1}^{z_2} \bar{i}_{kv} \right), \quad (1)$$

where $[i_{sh}]$ is the matrix of independent currents of the stator winding turns, which is related to the currents matrix of all the windings according to Kirchhoff's first law: $[i_s] = [k_{inv}] \cdot [i_{sh}]$; $[i_s] = [i_{s1} \dots i_{si} \dots i_{sV}]$ is the matrix of currents for all stator winding turns; V is the number of the winding turns; $[k_{inv}]$ is the matrix of transformations according to Kirchhoff's first law; $\bar{i}_{kv} = i_{kv} \cdot e^{j\nu k \delta_k} \cdot e^{j\nu \Theta}$ is the spatial complex of the k -th contour current of the rotor (formed by adjacent rods and sections of rings) according to harmonics ν ; $\delta_k = 2\pi / z_2$ is the angle between the axes of the rotor teeth in the coordinates of the first harmonic; z_2 – the number of rotor teeth; Θ is the angle between the rotor tooth axis with the number z_2 and the real axis of the complex plane in the coordinates of the first harmonic.

The methodology for obtaining the equations of electrical balance of the IM mathematical model EMTS [12] involves the following steps: formulating the equations in phase coordinates, relative to the instantaneous currents of electrical circuits; definition of the system of new rotor (1) and stator variables (independent currents of the stator windings according to Kirchhoff's first law); conversion of equations to

new variables taking into account the unified coordinate system of spatial vectors, the relationship between the currents of the circuits according to Kirchhoff's first law and the connection between the voltages of the circuits and the known voltages of the IM power supply system - according to the second law.

The equation of the electromagnetic moment is defined as the partial derivative of the magnetic coenergy reserve by displacement [1, 11]. The equation of electrical equilibrium of the stator winding and in phase coordinates [12] consider to obtain the expression of the electromagnetic moment

$$u_{si} = r_{si}i_{si} + \frac{d}{dt} \sum_{q=1}^V \left(m_{iq} + \sum_{\nu=\nu_1}^{\nu_N} M_{iq\nu} \cos(\delta_{i\nu} - \delta_{q\nu}) \right) i_{sq} + \frac{d}{dt} \sum_{\nu=\nu_1}^{\nu_N} \sum_{k=1}^{z_2} M_{ik\nu} \cos(\nu\Theta - \delta_{i\nu} + k\nu\delta_k) i_{k\nu}, \quad (2)$$

where u_{si} , i_{si} , r_{si} are the instantaneous values of voltage, current and active resistance of the i stator phase; $M_{iq\nu}$, $M_{ik\nu}$, $M_{ki\nu}$ are the maximum mutual inductances according to the main harmonic ν field between the i and q stator phases, the i stator phase and the rotor circuit, the rotor circuit and i phase of the stator, respectively, provided their axes are aligned; m_{iq} is a mutual inductance between the i and q stator phases along the paths of the dissipation flow; $\delta_{i\nu}$, $\delta_{q\nu}$ are the angular position of the axes of the i and q stator phases (the position of the maximum MMF of the phase according to the harmonic ν) in the coordinates of the order harmonic ν ; r_c , r_{yk} are the an active resistance of the rotor rod and the section of the short-circuit ring between the neighboring rods; $M_{kk\nu}$, m_n , m_r are the a self-inductance of the rotor circuit: according to the main harmonic field ν , according to the paths of the groove and ring dispersion flow.

Let's multiply the left and right parts of (2) by $i_{si}dt$. The value $u_{si}i_{si}dt$ is an energy received by the branch phase of the stator from the power source. The value $r_{si}i_{si}^2dt$ is losses in active resistances. Taking this into account and taking into account that the self-inductance and currents (independent variables) are not functions of the rotor rotation angle Θ and that according to the law of conservation the energy, in addition to active losses, the energy of the source is spent on mechanical work $M_e d\Theta$ and changing the energy reserve of the magnetic field dW_m , we determine the share of the electromagnetic torque M_{esi} , which is caused by energy processes in the stator i branch ($M_e = \sum_{i=1}^V M_{esi}$, $dW_m = \sum_{i=1}^V dW_{msi}$)

$$(M_e = \sum_{i=1}^V M_{esi}, dW_m = \sum_{i=1}^V dW_{msi});$$

$$M_{esi} = \frac{d}{d\Theta} \left[i_{si} \sum_{\nu=\nu_1}^{\nu_N} \sum_{k=1}^{z_2} M_{ik\nu} \cos(\nu\Theta - \delta_{i\nu} + k\nu\delta_k) i_{k\nu} \right] - \frac{dW_{msi}}{d\Theta}, \quad (3)$$

where M_{esi} , W_{msi} are the particles of the electromagnetic torque and the energy of the magnetic field, which are determined by the stator i phase ratios.

To calculate the value (3), it is necessary to obtain an expression for determining the corresponding share of the energy reserve of the magnetic field. The algorithm for obtaining the expression of the magnetic field energy [11] provides drawing up the equations of the electrical balance of all motor circuits for the analysis of the currents attenuation process in case of short-circuited input terminals of phases and dissipation of energy in active resistances. The value $dW_{msi}/d\Theta = dW_{msi.s}/d\Theta + dW_{msi.r}/d\Theta$ is represented by two components, which are due to the processes in the stator and rotor, respectively. In order to obtain the expression $dW_{msi.s}/d\Theta$, at zero voltage we multiply the left and right parts of equation (2) by $i_{si}dt$ and take the integrals from them for the time of complete attenuation of the currents. The energy of the magnetic field is equal to the losses in active resistances. After that, taking into account that changing the limits of integration changes the sign of the integral, the desired expression can be obtained. Further transformations will be performed in two variants: with constant parameters, when $\int i_s d(Li_r) = i_s Li_r / 2$ (magnetic energy and coenergy are equal) and with variable parameters, when the energy expression is written using integral dependencies.

With constant parameters, the expression $dW_{msi.s}/d\Theta$ is as follows:

$$\frac{dW_{msi.s}}{d\Theta} = \frac{d}{d\Theta} \left[i_{si} \sum_{v=v_1}^{v_N} \sum_{k=1}^{z_2} M_{ikv} \cos(\nu\Theta - \delta_{iv} + k\nu\delta_k) i_{kv} \right] / 2. \quad (4)$$

Let's transform (3) taking into account (4) and ratios (1), take the derivative by the angle of rotor rotation and get

$$M_{esi} - \frac{dW_{msi.r}}{d\Theta} = \frac{d}{d\Theta} \left[\frac{i_{si}}{2} \sum_{v=v_1}^{v_N} \sum_{k=1}^{z_2} M_{ikv} \cos(\nu\Theta - \delta_{iv} + k\nu\delta_k) i_{kv} \right] = \frac{i_{si}}{2} \sum_{v=v_1}^{v_N} \nu M_{ikv} (i_{rv}^R \sin \delta_{iv} - i_{rv}^I \cos \delta_{iv}). \quad (5)$$

During transformations, it is taken into account that: $e^{-j\delta_{iv}} + e^{j\delta_{iv}} = 2 \cos \delta_{iv}$; $je^{-j\delta_{iv}} - je^{j\delta_{iv}} = 2 \sin \delta_{iv}$;

$$\begin{aligned} \cos(\nu\Theta - \delta_{iv} + k\nu\delta_k) &= (e^{j\nu k \delta_k} \cdot e^{-j\delta_{iv}} \cdot e^{j\nu\Theta} + e^{-j\nu k \delta_k} \cdot e^{j\delta_{iv}} \cdot e^{-j\nu\Theta}) / 2; \\ \sum_{k=1}^{z_2} M_{ikv} \cos(\nu\Theta - \delta_{iv} + k\nu\delta_k) i_{kv} &= \sum_{k=1}^{z_2} M_{ikv} \left(\bar{i}_{kv} \cdot e^{-j\delta_{iv}} + \bar{i}_{kv}^* \cdot e^{j\delta_{iv}} \right) / 2 = M_{ikv} \left(\bar{i}_{rv} \cdot e^{-j\delta_{iv}} + \bar{i}_{rv}^* \cdot e^{j\delta_{iv}} \right) / 2. \end{aligned}$$

To determine $dW_{msi.r}/d\Theta$ we will perform similar transformations. At the same time, consider the equation of electrical balance for circuits z_2 of the rotor according to each harmonic of the stator MMF [12] (assuming that each harmonic of the stator induces its own system of currents in the rotor). The equation for the k rotor circuit

$$\begin{aligned} 0 = \frac{d}{dt} \left[2(m_n + m_n) i_{kv} - m_n (i_{(k-1)v} + i_{(k+1)v}) + \sum_{n=1}^{z_2} M_{kkv} \cos[(n-k)\nu\delta_k] i_{nv} \right] + \\ + 2(r_c + r_{yк}) i_{kv} - r_c (i_{(k-1)v} + i_{(k+1)v}) + \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^V M_{kiv} \cos(\nu\Theta + k\nu\delta_k - \delta_{iv}) i_{si}. \end{aligned} \quad (6)$$

Similarly to the previous case, we transform (6), as well as the equations of other rotor contours, sum up their losses when the currents decrease, and taking into account all the branch of the stator winding, we get, taking into account that $M_{ikv} = M_{kiv}$, the full expression of the electromagnetic torque for an random number of MMF harmonics and for an random structure of the stator winding

$$M_e = \sum_{i=1}^V i_{si} \sum_{v=v_1}^{v_N} \nu M_{ikv} (i_{rv}^R \sin \delta_{iv} - i_{rv}^I \cos \delta_{iv}). \quad (7)$$

In the case of motor symmetry, the torque expression (7) is equivalent to the traditional expression [12]. It was obtained with the assumption of equality for magnetic energies and coenergies. If the above transformations are performed without this assumption, with the involvement of integral dependencies, then the expression will be as follows:

$$\begin{aligned} M_{ek} &= \sum_{i=1}^V \sum_{v=v_1}^{v_N} \left[\int_0^{i_{si}} \nu M_{ikv} (i_{rv}^R \sin \delta_{iv} - i_{rv}^I \cos \delta_{iv}) di_{si} + \int_0^{i_{rv}^R} i_{si} \nu M_{ikv} \sin \delta_{iv} dt_{rv}^R - \int_0^{i_{rv}^I} i_{si} \nu M_{ikv} \cos \delta_{iv} dt_{rv}^I \right] = \\ &= \sum_{i=1}^V \sum_{v=v_1}^{v_N} \left[\int_0^{t_{si}} \nu M_{ikv} (i_{rv}^R \sin \delta_{iv} - i_{rv}^I \cos \delta_{iv}) \frac{di_{si}}{dt} dt + \int_0^{t_{si}} i_{si} \nu M_{ikv} \sin \delta_{iv} \frac{dt_{rv}^R}{dt} dt - \int_0^{t_{si}} i_{si} \nu M_{ikv} \cos \delta_{iv} \frac{dt_{rv}^I}{dt} dt \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

Comparison (7) and (8) makes it possible to investigate the amount of refinement by directly determining the integrals in the expression of the electromagnetic torque without the assumption of equality for magnetic energies and coenergies

$$k_M = M_{ek} / M_e. \quad (9)$$

The value of the correction factor (9) is equal to one in the unsaturated mode. With increasing saturation, the value increases. Information about the dependence of its change will allow to determine the areas of expedient application of this clarification. In turn, a refined analysis of operating conditions taking

into account the torque correction factor k_M (9) requires, at each calculation point, the study of the transient process of current attenuation to determine the integrals (8).

The algorithm for calculating the operating condition with the determination of the torque specified value M_{ek} can be significantly improved if the dependence of the change k_M as the function of total MMF F_m . The invariance of this dependence was established from the analysis of different operation conditions for the investigated IM. Therefore, having formed it based on the study of one mode, it can be used to determine the adjusted moment for different operation conditions according to the transformed expression (9)

$$M_{ek} = k_M(F_m)M_e. \quad (10)$$

Mathematical model for determining the dependence of the torque correction factor k_M as the function of total MMF F_m , or in the function of the saturation coefficient k_μ is based on the mathematical model of the dynamic operating conditions of IM EMTS [12]. This model is intended for research and design of IM, allows to study the transient processes of currents attenuation and to determine the integrals in this process (8). The initial conditions of the calculation are the instantaneous values of the currents at the given calculation point, zero speed. For this calculation, the differential equations of electrical balance of the IM EMTS model [12], which were obtained by transforming (2), (6) into variables (1), were used

$$u_{si} = r_{si}i_{si} + \frac{d}{dt} \sum_{q=1}^V \left(m_{iq} + \sum_{v=v_1}^{v_N} M_{iqv} \cos(\delta_{iv} - \delta_{qv}) \right) i_{sq} + \frac{d}{dt} \sum_{v=v_1}^{v_N} M_{ikv} (i_{rv}^R \cos \delta_{iv} + i_{rv}^I \sin \delta_{iv}); \quad (11)$$

$$0 = r_{rv}i_{rv}^R + \frac{d}{dt} \left[L_{rv}i_{rv}^R + \frac{z_2}{2} \sum_{i=1}^V M_{kiv} \cos \delta_{iv} i_{si} \right] + v\omega_r \left[L_{rv}i_{rv}^I + \frac{z_2}{2} \sum_{i=1}^V M_{kiv} \sin \delta_{iv} i_{si} \right]; \quad (12)$$

$$0 = r_{rv}i_{rv}^I + \frac{d}{dt} \left[L_{rv}i_{rv}^I + \frac{z_2}{2} \sum_{i=1}^V M_{kiv} \sin \delta_{iv} i_{si} \right] - v\omega_r \left[L_{rv}i_{rv}^R + \frac{z_2}{2} \sum_{i=1}^V M_{kiv} \cos \delta_{iv} i_{si} \right], \quad (13)$$

where $L_{rv} = l_{rv} + \frac{z_2}{2} M_{kkv}$; $r_{rv} = 2r_{yk} + 2r_c(1 - \cos v\delta_k)$; $l_{rv} = 2m_n + 2m_n(1 - \cos v\delta_k)$; $\omega_r = \frac{d}{dt} \Theta$ is the rotor rotation frequency.

Taking into account the nonlinearity of the electromagnetic parameters, the solution of the system (11) – (13) requires the determination of the derivative of their change by time. The study was carried out taking into account the change of inductive parameters according to the main field as a function of the saturation coefficient k_μ , [12]. This coefficient changes according to the change in the total MMF of the

motor
$$F_{mv} = \left| \sum_{i=1}^V \bar{f}_{eiv} i_{si} + f_{rv} (i_{rv}^R + j i_{rv}^I) \right|, \quad (14)$$

where \bar{f}_{eiv} are the spatial complexes of single MMF branches of the stator winding; f_{rv} are rotor contours [12].

The time derivative from the change of inductive parameters matrix with respect to the main field has the following expression:

$$\frac{d}{dt} ([M]) = \sum_{v=v_1}^{v_N} \left(\frac{\partial}{\partial k_{\mu v}} ([M_v]) \frac{\partial k_{\mu v}}{\partial F_{mv}} \frac{dF_{mv}}{dt} \right). \quad (15)$$

The solution of the system (11) – (13) taking into account (15) is possible in the presence of dependencies $k_{\mu v}(F_{mv})$, $\frac{\partial k_{\mu v}}{\partial F_{mv}}(F_{mv})$, which are previously defined. The value $\frac{dF_{mv}}{dt}$ is determined by solving the equations system as a derivative in time from expression (15) by the values of derivative currents.

Numerical experiment on the study of the torque correction factor k_M , (9) is performed on the example of a serial two-pole IM, with a power of 1500 W: 4A80A2U3. The mathematical model of IM EMTS [12] was used, taking into account the change in the value of electromagnetic parameters by the main

field when the saturation factor of the magnetic circuit changes. The study was performed taking into account only the main MMF harmonic. The calculation results for the dependence of the saturation factor of the magnetic circuit k_μ are shown in Fig. 1. The dashed line corresponds to the dependence determined by the method of the magnetic circle sections [2], the solid line - using field analysis [5].

It can be seen that up to twice the nominal MMF value, both dependencies k_μ practically match up. Further discrepancies are caused by the algorithm for taking into account the field flattening in [2] and the sinusoidal conditions of the currents in the field analysis with the quasi-static model in [13].

The methodology of research for the torque correction factor k_M corresponds to the following steps:

1) calculation of the steady-state IM mode taking into account the influence of saturation on the electromagnetic parameters when the saturation factor changes [5], definition M_e (7); 2) determination of instantaneous system currents (11) – (13) at the calculation point for their use as initial conditions for calculating current attenuation; 3) calculation of the damping mode currents with zero voltage at the input IM terminals and zero rotor speed (ensures constancy of the rotor angle rotation and determination of the reserve of only magnetic energy without the influence of mechanical energy) and determination of integrals of the refined electromagnetic torque M_{ek} expression (8); 4) determination of the factor k_M (9).

Calculations showed that in order to obtain a stable dependence of the change of the factor (9), it is necessary to ensure a strict correspondence of the dependences k_μ , $\partial k_\mu / \partial F_m$. For this purpose, the calculated dependence according to the field analysis k_μ (Fig. 1) is approximated by a polynomial in the curve region dependence, which was used to determine the derivative $\partial k_\mu / \partial F_m$, Fig. 1. This area, for IM 4A80A2U3, is limited by points 1 and 2 with coordinates: $k_1 = 100$; $f_1 = 1,15$; $k_2 = 200$; $f_2 = 1,31$. Outside the area, the dependence has a linear character, for which point 3 is used: $k_3 = 500$; $f_3 = 2,08$. Conditions

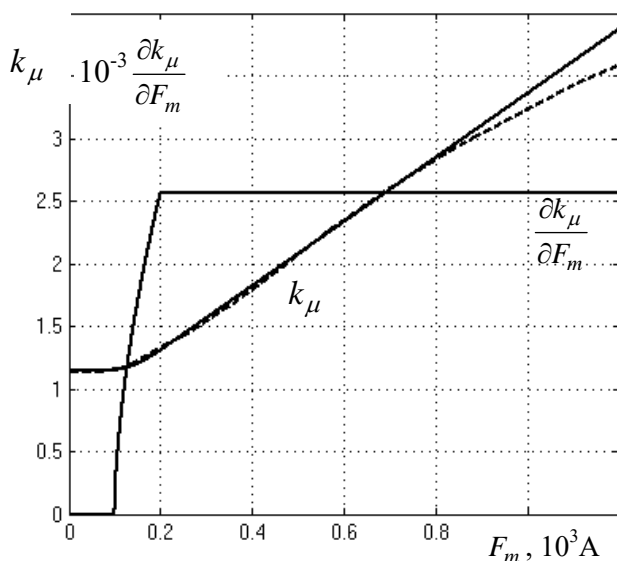


Fig. 1

The graphs of the approximation function (coincides with the given curve) and its derivative are shown in Fig. 1.

The obtained approximate dependences of the saturation factor function and its derivative, the matrix of the derivative from the inductive parameters change (15) provide the possibility of solving the system (11) – (13). Thus, it is possible to investigate the change in the torque correction factor k_M according to the outlined methodology. The study k_M was carried out on the example of calculations of IM 4A80A2U3 operating conditions with three specified values of the angular speed of rotor rotation and with variations in the voltage value.

The results of the study are summarized in Table 1, where, according to the specified speed and the effective value of the phase voltage, the following values are given (calculated taking into account the nonlinearity of the electromagnetic parameters): current, saturation factor, MMF, torques, k_M . The line of the nominal mode is marked in bold.

for forming the polynomial of the bending region: the polynomial values at the boundaries region correspond to the specified points coordinates, the derivative of the polynomial value at the boundaries region correspond to the direction of the dependence linear sections.

In accordance with the following specified conditions, for three sections of the approximation dependence, the limits of the sections of the change in the MMF value F , the corresponding expressions of the dependence k_μ and its derivative were formed

$$F \in [F < f_1; f_1 \leq F \leq f_2; F > f_2];$$

$$k_\mu = [k_1; k_1 + b(F - f_1)^c; k_2 + e(F - f_2)];$$

$$\partial k_\mu / \partial F_m = [0; bc(F - f_1)^{c-1}; e],$$

$$\text{where } e = (k_3 - k_2) / (f_3 - f_2);$$

$$c = e(f_2 - f_1) / (k_2 - k_1); \quad b = (k_2 - k_1) / (f_2 - f_1)^c.$$

The analysis of dependencies in Table 1 shows that at all speeds, the patterns of changes in the torque correction factor k_M as the function of the total MMF F_m , or as the function of the saturation factor k_μ practically almost completely. This substantiates the possibility of increasing the analysis models adequacy of the IM saturated operation conditions, due to the precise determination of the torque value without the assumption of the equality of magnetic energies and coenergies, with the help of a pre-calculated dependence of the change in the torque correction factor k_M as a function of the total MMF F_m (10).

Table 1

| ω_r, c^{-1} | U_f, V | I_f, A | k_μ | F_m, A | M_e, Nm | M_{ek}, Nm | k_M |
|---------------------------|-----------------|-----------------|--------------|-----------------|------------------|---------------------|--------------|
| 300,21 | 55 | 0,74 | 1,15 | 70,61 | 0,3273 | 0,3273 | 1 |
| | 110 | 1,49 | 1,198 | 146,9 | 1,307 | 1,314 | 1,005 |
| | 165 | 2,3 | 1,503 | 275,2 | 2,914 | 2,983 | 1,024 |
| | 220 | 3,26 | 2,099 | 507,3 | 5,08 | 5,339(5.18) | 1,051 |
| | 275 | 4,71 | 3,314 | 980,9(2050) | 7,62(7.0) | 8,431(8.08) | 1,106 |
| | 385 | 13,75 | 11,21 | 4059(9500) | 11,4(8.5) | 15,83(15.85) | 1,389 |
| 307 | 55 | 0,444 | 1,15 | 73,3 | 0,182 | 0,182 | 1 |
| | 110 | 0,9 | 1,21 | 154 | 0,7264 | 0,7307 | 1,006 |
| | 165 | 1,47 | 1,554 | 294,9 | 1,615 | 1,656 | 1,025 |
| | 220 | 2,321 | 2,224 | 556,1 | 2,801 | 2,959 | 1,056 |
| | 275 | 3,993 | 3,648 | 1111 | 4,156 | 4,658 | 1,121 |
| | 385 | 14,48 | 12,34 | 4496 | 5,953 | 8,423 | 1,415 |
| 310,5 | 440 | 22,37 | 18,77 | 7001 | 6,239 | 9,603 | 1,539 |
| | 165 | 1,134 | 1,581 | 305,5 | 0,8563 | 0,879 | 1,027 |
| | 220 | 2,008 | 2,293 | 582,9 | 1,482 | 1,57 | 1,059 |
| | 275 | 3,877 | 3,834 | 1184 | 2,184 | 2,466 | 1,129 |

For the IM studied, such a calculated dependence is shown in Fig. 2. From the data in Table 1 and Fig. 2, it can be seen that the refinement of the determination of the torque value (due to the increase in the adequacy of the formula for its calculation) for saturation to the nominal level is relatively low - does not exceed 5%. It is at the level of ordinary errors of calculation methods and has little effect on the research result. As the saturation increases, neglecting the refinement torque factor k_M becomes unacceptable - the error increases significantly. When the voltage increases by 25%, the error increases to 10%, by 75% - to 40%.

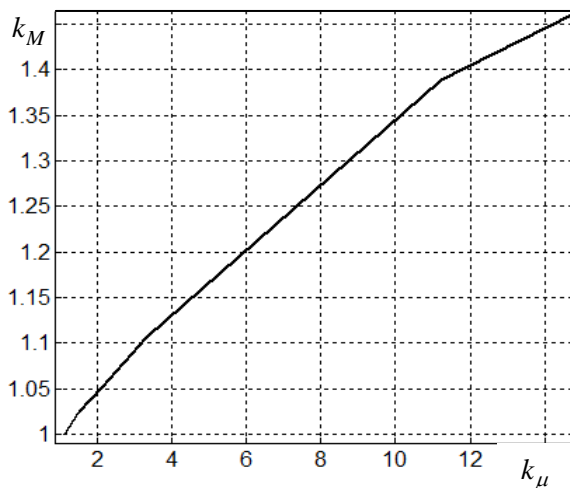


Fig. 2

An estimate of the reliability of the mathematical modeling results without the assumption of the equality of magnetic energy and coenergy can be performed by comparing the results of physical and mathematical experiments under the conditions of a change in the degree of saturation the motor magnetic core. As can be seen from the data in Fig. 2, the influence of this factor is significant at high saturations, when the precision in determining the electromagnetic torque value reaches tens of percent. Long-term operation of serial IMs in such conditions is impossible due to thermal overloads. This makes it difficult to obtain reliable data of a physical experiment.

In this work, the estimation of errors value with the assumption of equality of magnetic energies and coenergies was carried out during a comparative study of the nominal operating conditions of the same type series IMs with two and six poles. At the same time, we assume that the motors have the same temperature mode in nominal operating conditions, the same type of materials and manufacturing technology. As a result, the algorithms for calculating the electromagnetic parameters value must be the same. An increase in the number of serial IMs poles is accompanied by a decrease in the saturation degree, which is caused by a change in the ratio of the lengths of the magnetic flux paths through non-magnetic and magnetic media. The change in saturation under an unchanged calculation algorithm should be reflected in the calculated

electromagnetic torque value and the accuracy of the mathematical analysis results of the nominal operating conditions. Let's check it in the next study.

The comparison was made based on the calculation of the nominal operating conditions of IMs 4A80A2U3 and 4A80A6U3. Reference data [14] about the parameters of their nominal operating conditions are given in Table 2. The initial information for the calculated determination of the operating condition parameters is the power supply voltage, the substitute circuit parameters, and the rotor angular speed. The speed is determined by solving the differential equation of the IM mechanical balance by the given inertia torque of the rotating parts and the resistance torque on the IM shaft (taken at the level of the nominal IM torque). The analysis is carried out according to the calculated values of the IM electromagnetic torque, taking into account the nonlinearity of the electromagnetic parameters, and torques of IM mechanical losses, in accordance with the adopted calculation algorithms. During the electromagnetic calculation of IM, the substitute circuit parameters are determined in accordance with [2], the electromagnetic torque (7) is increased taking into account expressions (8) - (10) and the dependence $k_M(F_m)$ from Table 1, losses in steel and additional ones are taken into account by connecting the appropriate resistances in parallel to the IM.

Table 2

| Source of information | | IM standard size | P_2 | | I_f | | ω_r | Efficiency | | $\cos\varphi$ | | k_μ | k_M |
|-----------------------|---|------------------|----------|------|--------------|------------|------------|--------------|--------------|---------------|------------|---------|-------|
| | | | W | A | $\delta, \%$ | c^{-1} | | $\delta, \%$ | $\delta, \%$ | | | | |
| directory | | 4A80A2Y3 | 1500 | 3,3 | - | 301 | 0,81 | - | 0,85 | - | - | - | |
| | | 4A80A6Y3 | 750 | 2,22 | - | 95,9 | 0,69 | - | 0,74 | - | - | - | |
| calculation | Conditions for calculating parameters 1 | $W_m \neq W_k$ | 4A80A2Y3 | 1500 | 3,36 | 1,8 | 300,6 | 0,812 | 0,2 | 0,839 | 1,3 | 2,07 | 1,05 |
| | | W_k | 4A80A6Y3 | 750 | 2,2 | 0,9 | 96 | 0,707 | 2,5 | 0,731 | 1,2 | 1,32 | 1,01 |
| | | $W_m = W_k$ | 4A80A2Y3 | 1500 | 3,46 | 4,8 | 299,8 | 0,771 | 4,8 | 0,849 | 0,1 | 2,05 | 1 |
| | | W_k | 4A80A6Y3 | 750 | 2,22 | 0,0 | 95,9 | 0,7 | 1,45 | 0,734 | 0,8 | 1,31 | 1 |
| | Conditions for calculating parameters 2 | $W_m = W_k$ | 4A80A2Y3 | 1500 | 3,351 | 1,5 | 300,8 | 0,812 | 0,25 | 0,835 | 0,18 | 2,08 | 1 |
| | | W_k | 4A80A6Y3 | 750 | 2,174 | 2,1 | 96,5 | 0,736 | 6,7 | 0,715 | 3,4 | 1,34 | 1 |

The first four terms of the calculated results in Table 2 were obtained under the following parameters calculation conditions: the conductivity of the stator copper winding is 41 MSm/m; conductivity of aluminum rotor winding is 22.56 MSm/m; additional losses are taken at the level of 1% of the consumed active power [15]; mechanical losses of IM are determined according to [16], taking into account the influence of the elastic coupling [17]; losses in steel are determined based on the calculation of the main losses in steel [2] with the coefficient of technological factors influence 3.

The first four terms of the calculated results in Table 2 were obtained under the following parameters calculation conditions: the conductivity of the stator copper winding is 41 MSm/m; conductivity of aluminum rotor winding is 22.56 MSm/m; additional losses are taken at the level of 1% of the consumed active power [15]; mechanical losses of IM are determined according to [16], taking into account the influence of the elastic coupling [17]; losses in steel are determined based on the calculation of the main losses in steel [2] with the coefficient of technological factors influence 3.

The results of refined calculations without the assumption of the equality of magnetic energy and coenergy (the first two lines of calculation data in Table 2) show that the error value (relative to the reference data) of the calculations results of currents and energy coefficients δ is approximately the same for both motors. The same level of errors, independently of the difference in the saturation factors values of the magnetic circuit and the increase of the torque (given in Table 2), confirms the feasibility of applying the studied refinement.

If the difference in magnetic energy and coenergy is not taken into account ($W_m=W_k$, the influence of the torque correction factor k_M is not taken into account, it is equal to one), as can be seen from the third and fourth terms of the calculation results of Table 2, the error of the IM calculation results of different polarity is significantly different. Without an accurate determination of the torque taking into account the value k_M it is impossible to simultaneously ensure a minimum error for IMs of different polarities. Thus, for a six-pole IM (fourth row of calculations in Table 2), the error in determining energy coefficients does not exceed 1.5%, and for a two-pole it increases by three times (third row). If the calculation conditions correspond to the minimum error for a two-pole IM (fifth row), then for a six-pole IM it increases significantly, according to the data of the sixth row of Table 2 – up to 6.7%. For this case (rows 5, 6), the

following parameters calculation conditions are applied: the conductivity of the copper of the stator winding is 43 MSm/m; the conductivity of aluminum of the rotor winding is 23.2 MSm/m; additional losses are accepted at the level of 0.5% of the consumed active power, according to ДСТУ; IM mechanical losses are determined according to [16]; losses in steel are determined based on the calculation of the main losses in steel [2] with the coefficient of technological factors influence of 2.5.

Conclusions.

In order to carry out studies of IM operation conditions based on the refined expression of the electromagnetic torque, without the assumption of equality of magnetic energies and coenergies, mathematical models for determining the electromagnetic torque value based on the calculation of the currents attenuation process in the IM electric circuits were developed and implemented in software. The conducted studies showed: the amount of refinement in nominal operating conditions does not exceed 5%; with an increase in the saturation of the magnetic circuit, the error in determining the torque reaches tens of percent, which justifies the need to use the developed refined tools. The torque correction factor is determined as a ratio of the calculation results for two options: 1) Calculation of currents for a nonlinear formulation of the problem with a change in electromagnetic parameters in accordance with a change in the saturation factor and determination of the electromagnetic torque according to the formula with the assumption of equality of magnetic energy and coenergy; 2) Calculation of currents for a nonlinear formulation of the problem and determination of the electromagnetic torque according to the refined formula without the assumption of equality of magnetic energy and co-energy. According to the study results of the dependence of the change of the torque correction factor in the total MMF function, it is proposed to use it in practice for a simpler and easier numerical implementation of the first version calculation with the simultaneous use of the correction factor according to the previously found dependence of its change.

At applying the same algorithm for calculating the operating conditions parameters of the same type IMs of different polarity, it is impossible to simultaneously minimize the error of their calculations, unless a refined definition of the IM torque is applied without the assumption of the equality of magnetic energies and coenergies. Such clarification reduces the calculation error of operating condition parameters up to 3...4 times. A comparative study of the operating conditions parameters of the same type IMs of different polarities allows us to substantiate the feasibility of a refined definition the electromagnetic torque value without assuming the equality of magnetic and coenergies.

Роботу виконано за держбюджетною темою “Наукові засади та засоби комплексного проектного синтезу асинхронних машин енергоефективних і ресурсозберігаючих електромеханічних систем” (шифр «АСЕЛМА-К»). Державний реєстраційний номер 0117U007715, (КПКВК 6541030).

1. White D., Woodson H. Electromechanical Energy Conversion. John Wiley, 1959. 646 p.
2. Radin V.I., Londin J., Rozenknop V.D. Unified series of induction motors. Interelectro. Moskva: Energoatomizdat, 1990. 416 c. (Rus)
3. Ivanov-Smolensky A.I. Electromagnetic forces and energy conversion in electrical machines. Moskva: Vysshaya shkola, 1989. 312 c. (Rus)
4. Vaskovsky Yu.M., Melnik A.M. Electromagnetic vibration-exciting forces in a turbogenerator taking into account the asymmetry of the currents in the stator winding. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 1. Pp. 52-57. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.01.052>
5. Popovich O.M., Gololovan I.V. Specification of the analysis of the induction motors operation conditions as a part of electromechanotronic systems by equivalence of their field models by circular ones. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 5. Pp.113-115. (Ukr)
6. Stuikeys A., Zaghari B., Sykulski J.K. Instantaneous Electromagnetic Torque Waveform Calculations for Switched Reluctance Machines Exploiting Vector Analysis. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2021. Vol. 57. No 1. Pp. 1-11. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2020.3034565> .
7. Nagel N.J., Lorenz R.D. Modeling of a saturated switched reluctance motor using an operating point analysis and the unsaturated torque equation. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2000. Vol. 36. No 3. Pp. 714-722. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.845044> .
8. Spałek D., Waleczek K. Electromagnetic torque analytical approach for spherical induction motor. *Czechy-Pilzno*. 2007. Pp. A7-A14.
9. Filz R.V. Mathematical foundations of the electromechanical converters theory. Kyiv: Naukova Dumka, 1979. 206 p. (Rus)
10. Ryashentsev N.P., Ryashentsev V.N. Electromagnetic drive of linear motors. Novosibirsk: Nauka, 1985. 153 p. (Rus)
11. Voitek A.A., Popovich A.N. Modeling/simulation of transient processes in pole-switched induction motors. Kyiv: Naukova Dumka, 1989. 151 p. (Rus)

12. Popovich O.M. Mathematical model of induction motor of electromechanotrical system for simulation and structural modeling. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 4. Pp. 25-32. (Ukr)
13. Tabatabaian M. COMSOL®5 for Engineers. David Pallai, 2016. 335 p.
14. Kravchik A.E., Shlaf M.M., Afonin V.I., Sobolenskaya E.A. 4A series induction motors. Moskva: Energoizdat, 1982. 504 p. (Rus)
15. Gaintsev Y.V. Additional losses in induction motors. Moskva: Energoizdat, 1981. 184 p. (Rus)
16. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klokov B.K. Design of electrical motors. Moskva: Energia, 1980. 496 p. (Rus)
17. Kravchik A.E., Strelbitsky E.K., Shlaf M.M. Selection and application of induction motors. Moskva: Energoatomizdat, 1987. 96 p. (Rus)

УДК 621.3

УТОЧНЕННЯ ВИЗНАЧЕННЯ МОМЕНТУ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ЗА РЕЖИМІВ МАГНІТОПРОВОДУ У НАСИЧЕНІЙ ОБЛАСТІ

О.М. Попович, докт. техн. наук, **І.В. Головань**, канд.техн.наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: popovich1955@ukr.net, golovan_77@ukr.net

За режимів роботи магнітопроводу асинхронного двигуна у насиченій області досліджено величину похибки формули розрахунку електромагнітного моменту за припущення рівності магнітних енергій і коенергії. Для серійних двигунів за номінальних режимів похибка не перевищує 5%, із збільшенням напруги на 75% похибка зростає до 40%. Уточнену величину електромагнітного моменту визначено за розрахунку величини інтегральних залежностей магнітної коенергії за кутом повороту ротора та у процесі розрахунку динамічного режиму затухання струмів у обмотках. Задля підвищення ефективності методики уточненого розрахунку електромагнітного моменту запропоновано до застосування залежність поправочного коефіцієнту у функції МРС машини. Застосування цієї, заздалегідь визначеної, залежності суттєво прискорює уточнені розрахунки. Обґрунтування достовірності результатів уточненого визначення електромагнітного моменту без припущення рівності магнітних енергій і коенергії здійснено за порівняння результатів розрахунку номінальних режимів роботи серійних двигунів із двома та шістьма полюсами, які мають суттєву розбіжність у ступені насичення. Бібл. 17, табл. 2, рис. 2.

Ключові слова: асинхронний двигун, насичений режим, електромагнітний момент, коенергія.

Надійшла 08.06.2022
Остаточний варіант 11.07.2022

ДОСЛІДЖЕННЯ СПОСОБІВ КЕРУВАННЯ ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНИМ ПРИВОДОМ НАСОСНОГО ОБЛАДНАННЯ З ЦИКЛІЧНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

Л.І. Мазуренко^{*}, докт. техн. наук, О.В. Бібік^{**}, докт. техн. наук, М.О. Шихненко^{***}, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: bibik@ied.ua

Розглянуто електромеханічну систему водопостачання багатопверхового будинку на основі вентиляльно-індукторного двигуна. Наведено імітаційну модель гідравлічної мережі та критерії оцінки ефективності квазісталих режимів насосного обладнання. Проведено дослідження експлуатаційних та енергетичних характеристик відцентрового насосу під час регулювання його частоти обертання задля визначення частот, за яких забезпечується відповідність напору та подачі насоса вимогам гідромережі. Розроблено імітаційні моделі систем керування, що забезпечують частоту обертання вентиляльно-індукторних двигунів на рівнях, які відповідають заданим витратам гідросистеми насосного обладнання, шляхом широтно-імпульсного регулювання фазної напруги або регулювання рівня обмеження фазного струму. Проведено комплексні дослідження і порівняльний аналіз способів керування вентиляльно-індукторним приводом відцентрового насоса за критеріями оцінки енергоефективності роботи під час регулювання частоти обертання та зміні кутів комутації. Виявлено, що обидва способи керування приводом насосної установки забезпечують необхідну її продуктивність та є близькими по ефективності – децю вищого значення коефіцієнта корисної дії можна досягти, використовуючи широтно-імпульсне регулювання фазної напруги вентиляльно-індукторного двигуна зі зміною кутів комутації. Бібл. 10, рис. 8.

Ключові слова: вентиляльно-індукторний привод, регулювання частоти обертання, насосна установка, енергоефективність.

Вступ. Сучасна тенденція розвитку електроприводу полягає у широкому використанні керованих синхронних і асинхронних двигунів. При цьому зростає частка безколекторних двигунів з постійними магнітами та вентиляльно-індукторних двигунів (міжнародна назва – “switched reluctance motor”). Використання вентиляльно-індукторних двигунів (ВІД) дає змогу покращити енергетичні характеристики електроприводу, розширити діапазон регулювання продуктивності насосних і компресорних агрегатів та збільшити енергоефективність електромеханічних систем (ЕМС) у цілому [1-4]. При цьому ВІД технологічні, надійні, мають високі пускові та регульовальні властивості [5].

Дослідження способів керування вентиляльно-індукторним електроприводом дає змогу встановити найбільш ефективний спосіб керування задля забезпечення необхідних показників електромеханічного перетворення енергії [6]. Питання ефективного керування ВІД шляхом зміни кутів комутації з врахуванням зміни моменту опору одно- і двопоршневих компресорів розглянуто в [3]. Цей спосіб керування вентиляльно-індукторним двигуном у складі насосного агрегату гідравлічної системи з циклічним навантаженням досліджено в [2]. Однак важливою задачею системи керування двигунів насосних агрегатів є забезпечення необхідної продуктивності та енергоефективної роботи насосів шляхом регулювання частоти їхнього обертання на рівні, який визначається відповідно витратам гідромережі [7].

Це питання не було розглянуто в попередніх роботах [2, 3]. Задля забезпечення необхідної частоти обертання ВІД можуть бути використані широтно-імпульсне регулювання (ШІР) фазної напруги [5, 8, 9, 10] або регулювання рівня обмеження фазного струму [6]. При цьому для дослідження режимів роботи ВІД у складі ЕМС насосного обладнання доцільно використати імітаційну модель, яка реалізує вказані способи регулювання.

Метою роботи є порівняльний аналіз способів керування вентиляльно-індукторним приводом насосного обладнання, які забезпечують задану частоту обертання двигуна за рахунок широтно-імпульсного регулювання фазної напруги або регулювання рівня обмеження фазного струму, за критеріями енергоефективності як приводу та і електромеханічної системи в цілому з врахуванням циклічного навантаження.

© Мазуренко Л.І., Бібік О.В., Шихненко М.О., 2022
ORCID ID: ^{*} <https://orcid.org/0000-0002-7059-249X>; ^{**} <https://orcid.org/0000-0002-6236-6732>;
^{***} <https://orcid.org/0000-0003-4012-1731>

Імітаційна модель. В роботі розглянуто електромеханічну систему водопостачання багатоповерхового будинку, яка складається з насоса, вентиляно-індукторного двигуна, його

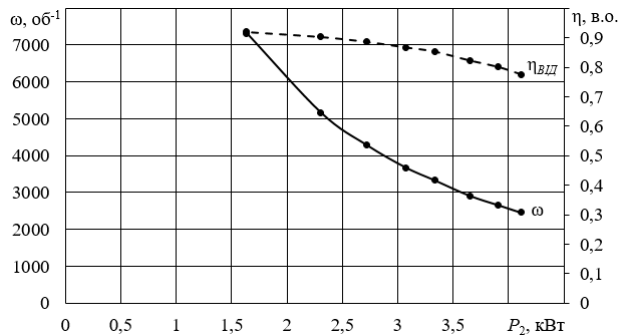


Рис. 1

якого виконано за схемою асиметричного моста з наступними номінальними даними: корисна потужність двигуна $P_2=3$ кВт, напруга живлення $U_d=310$ В, частота обертання 3800 об/хв, ККД 87,2 %. Розраховані механічна характеристика та залежність ККД вентиляно-індукторного двигуна від корисної потужності показані на рис. 1.

Циклічне навантаження насоса представлено добовим графіком водоспоживання [2] у вигляді узгоджених масивів витрат води $[Q] = [2; 4; 6; 8; 10; 12; 16; 20]$ м³/год та відповідних інтервалів часу $[T] = [4; 2; 3; 2; 2; 3; 3; 5]$ год. Математична модель гідравлічної мережі дає змогу за заданими витратами розрахувати мінімальний достатній напір насосу H_{opt} , який дорівнює мінімальному H_{min} , та визначається

$$H_{min} = R_{z1} \cdot Q^2 + \sum_{i=2}^N [H_{sti} + R_i (Q \cdot K_i)^2] + R_{zN} \left(\frac{Q}{N} \right)^2, \quad (1)$$

де i – номер поверху ($i=1 \dots N$); N – кількість поверхів; R_{z1} – опір трубопроводу горизонтальної ділянки (1 поверх); R_{zN} – опір трубопроводу останнього поверху; R_i – опір трубопроводу i -го поверху; $H_{st1}=3,51$ м, $H_{st2}=21,06$ м – статичні напори i -го поверху та результуючий; K_i – коефіцієнти, які розраховано за формулою $K_i = (N - i + 1) \cdot N^{-1}$.

Блок гідравліки розраховує водоспоживання, величина якого залежить від напору насоса та опорів трубопровода, за наступним виразом:

$$Q = \sqrt{\frac{H_{min} - \sum_{i=2}^N H_{sti}}{R_{z1} + \frac{R_{zN}}{N^2} + \sum_{i=2}^N [R_i \cdot K_i^2]}}. \quad (2)$$

Методологія досліджень. Дослідження режимів системи ВІД – відцентровий насос – циклічне навантаження проводилося згідно підходу, який викладено в [1, 2]. В основу покладено аналіз ефективності усталених режимів ЕМС з циклічним навантаженням із забезпеченням діапазону зміни продуктивності насоса згідно добового графіку водопостачання багатоповерхового будинку. За критеріїв оцінки ефективності квазісталих режимів насосного обладнання обрано: коефіцієнти корисної дії насоса η_p , вентиляно-індукторного двигуна $\eta_{ВІД}$ та насосного агрегата η_{agr} .

Результати досліджень. Проведено дослідження експлуатаційних та енергетичних характеристик відцентрового насоса через регулювання його частоти обертання. Характеристики насоса $H=f(Q)|_{n=const}$ і гідромережі $H_{zc}=f(Q_{zc})$, а також залежності ККД насоса від подачі $\eta=f(Q)|_{n=const}$ для сталих частот обертання ВІД наведено на рис. 2 та 3 відповідно.

Як видно із рис. 2, за незмінної частоти обертання типову характеристику насоса можна розбити на дві ділянки: лінійного зростання та лінійного спадання напору. На першій ділянці (відповідає діапазону подач від 0 до 15...25 м³/год в залежності від частоти обертання) напір насоса практично незмінний (зростає від 1 в.о. за нульової подачі до 1,034 в.о. незалежно від частоти обертання). На другій ділянці спостерігається різке зниження напору насоса, яке є тим більшим, чим нижчою є частота обертання насоса.

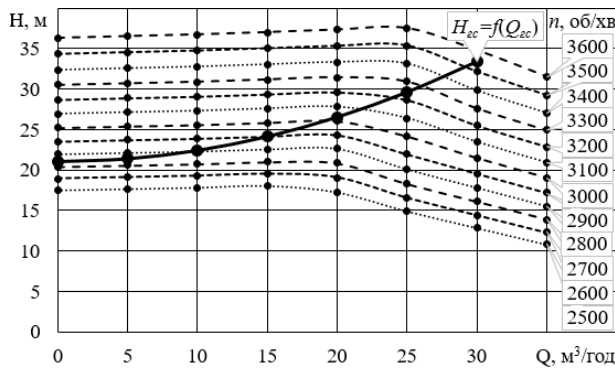


Рис. 2

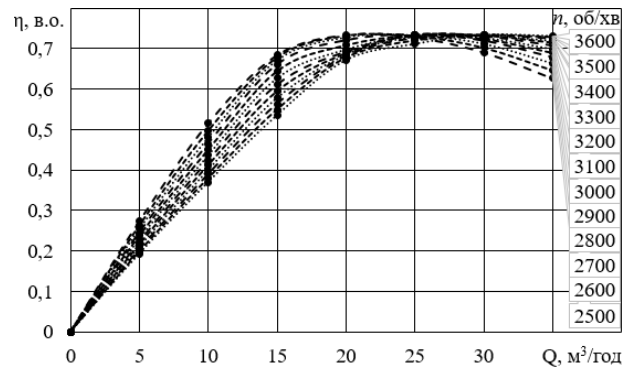


Рис. 3

З рис. 3 видно, що коефіцієнт корисної дії насоса зростає зі збільшенням подачі в діапазоні від 0 до 25 м³/год і досягає найбільших значень за подачах, близьких до номінальної величини $Q=20\dots30$ м³/год. У разі збільшення подачі від 25 до 35 м³/год ККД дещо знижується. З енергетичних характеристик насоса очевидно, що роботу насоса можна реалізувати за критерієм максимального ККД, однак, в такому випадку його напір або не відповідатиме вимогам гідромережі, або насос вироблятиме більшу корисну потужність і, відповідно, споживатиме більше електроенергії за незмінних витрат гідромережі. Таким чином, більш доцільним критерієм енергоефективної роботи насоса є мінімум потужності, що затрачена на його роботу, за заданої витрати гідромережі.

Мінімуму гідравлічної потужності насоса за заданих витрат можна досягти у разі регулювання частоти обертання ротора його двигуна таким чином, щоб характеристика насоса співпадала з характеристикою гідросистеми. Значення необхідних частот обертання, за яких забезпечується мінімальний достатній напір насоса, можна знайти з рис. 2 в точках перетину характеристик насоса $H=f(Q)|_{n=const}$ і гідросистеми $H_{sc}=f(Q_{sc})$. Таким чином величина заданої частоти обертання ВІД визначатиметься поліноміальною залежністю $n^*=f(Q)$, розрахованою відповідно характеристикам насоса та гідросистеми.

Зміна частоти обертання ротора ВІД може здійснюватися за рахунок впливу на величину фазної напруги. Одним із способів такого регулювання є ШІР фазної напруги. Іншим способом є комутація фази у разі перевищення її струмом заданого значення, що призводить також до зменшення середнього значення фазної напруги.

Розроблено системи керування вентильно-індукторним приводом насосного обладнання для забезпечення заданої частоти обертання за двома способами: шляхом ШІР фазної напруги; регулюванням рівня обмеження фазного струму. Імітаційні моделі цих систем за першим та другим способами керування наведено на рис. 4, а та 4, б відповідно.

Величина відхилення вимірюваної частоти обертання від розрахованої із залежності $n^*=f(Q)$ визначає величину керуючої змінної: коефіцієнту заповнення імпульсів прямо прикладеної фазної напруги (спосіб 1) або рівня обмеження фазного струму (спосіб 2).

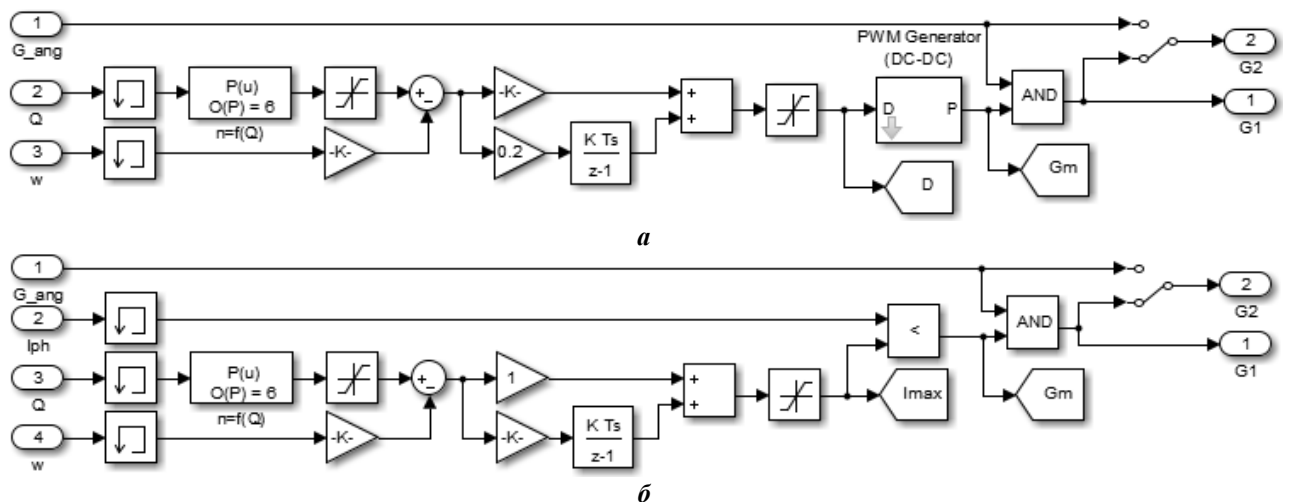


Рис. 4

Проведено дослідження впливу зсуву кута вмикання $\theta_{вм}$ від 39° до 54° із збереженням зони комутації $\theta_{к} = \theta_{вим} - \theta_{вм} = const$ ($\theta_{вим}$ – кут вимикання) на ККД ВІД за двома способами забезпечення заданої частоти обертання: за широтно-імпульсного регулювання фазної напруги (рис. 5) та зміною рівня обмеження фазного струму (рис. 6). Залежності ККД наведено під час роботи на насосне навантаження за зміни витрат насоса у діапазоні від 0 до $30 \text{ м}^3/\text{год}$ за сталих кутів вмикання $\theta_{вм} = const$ і $\theta_{к} = 30^\circ$. Під час роботи ВІД із сталими кутами $\theta_{вм} = 45^\circ$ і $\theta_{вим} = 75^\circ$ ККД вентильно-індукторної машини (спосіб 1) знаходиться в межах $84 \dots 85,5 \%$. За другим способом керування (рис. 6) ККД є практично незмінним, зростаючи лише в діапазоні $Q = 25 \dots 30 \text{ м}^3/\text{год}$. Для кутів $\theta_{вм} = 45^\circ$, $\theta_{вим} = 75^\circ$ ККД за невеликих подачах дещо більший (близько 1%), ніж за першого способу керування.

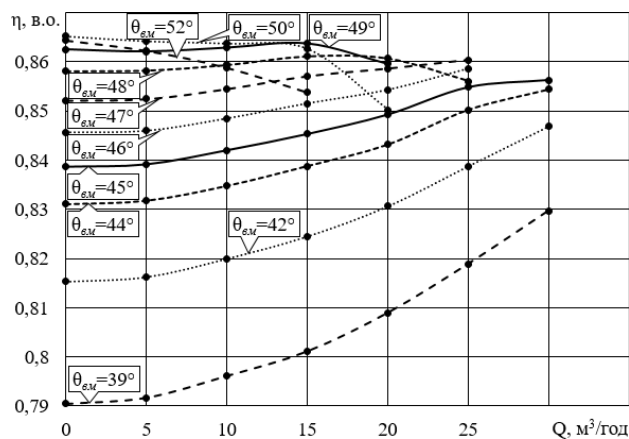


Рис. 5

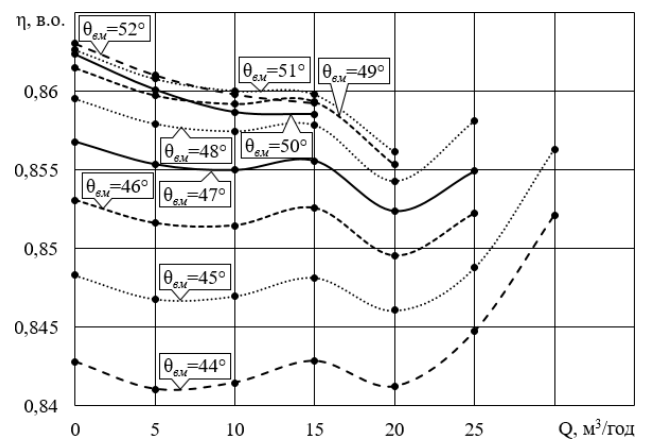


Рис. 6

Розроблено алгоритми зміни кута вмикання за сталої зони комутації для двох способів керування. Для ШІР алгоритм представлено виразами (3) і (4). Роботу ВІД під час регулювання частоти обертання за двома способами керування за зміни кутів відповідно запропонованим алгоритмам проілюстровано залежностями його ККД від витрати насоса на рис. 7

$$\theta_{вм} = \begin{cases} \text{якщо } Q \leq 13, \theta_{вм} = 50^\circ; \\ \text{якщо } 13 > Q \leq 18, \theta_{вм} = 49^\circ; \\ \text{якщо } 18 > Q \leq 23, \theta_{вм} = 48^\circ; \\ \text{якщо } 23 > Q \leq 25, \theta_{вм} = 47^\circ; \\ \text{якщо } 25 > Q \leq 29, \theta_{вм} = 45^\circ; \\ \text{якщо } Q > 29, \theta_{вм} = 44,85^\circ. \end{cases} \quad (3)$$

$$\theta_{вим} = \theta_{вм} + 30^\circ. \quad (4)$$

Аналізуючи залежності, наведені на рис. 7, можна стверджувати, що обидва способи

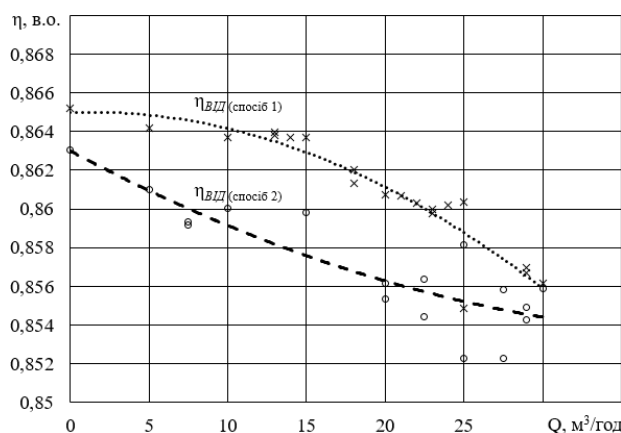


Рис. 7

регулювання частоти обертання в поєднанні зі зміною кутів комутації відповідно запропонованим алгоритмам практично ідентичні за ефективністю. Запропоновані алгоритми керування ВІД дають змогу забезпечити його ККД на рівні $85 \dots 86 \%$.

Результати досліджень ККД вентильно-індукторного двигуна, насоса та електромеханічної системи водопостачання багатоповерхового будинку за зміни частоти обертання ротора ВІД за рахунок ШІР фазної напруги і зміни кутів, наведені на рис. 8, свідчать, що запропонований спосіб керування забезпечує ефективну роботу системи водопостачання багатоповерхового будинку. Коефіцієнт корисної дії ВІД знаходиться не нижче 86% , ККД насоса та системи у цілому змінюються

від 0 до 73% та від 0 до 63%, відповідно, в діапазоні зміни продуктивності.

Розроблені системи та алгоритми керування вентильно-індукторних двигунів дають змогу підвищити енергоефективність насосних агрегатів систем водопостачання багатоповерхових будинків за циклічної зміни навантаження. Отримані результати є універсальними для систем водо-постачання багатоповерхових будинків, оскільки експлуатаційні характеристики їхніх гідромереж є подібними. Значення коефіцієнтів корисної дії складових електромеханічних систем різної потужності будуть відрізнятися, однак характер їхньої зміни буде співпадати.

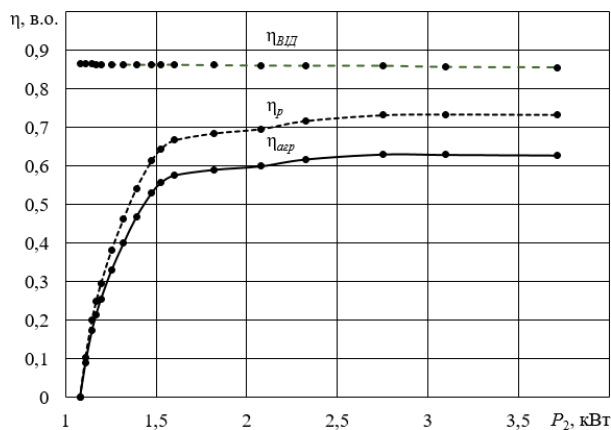


Рис. 8

кутів комутації на характер зміни коефіцієнта корисної дії ВІД у разі зміни навантаження. Визначено, що за незмінних базових кутів комутації перший спосіб керування є більш ефективним за витрат $Q = 0 \dots 0,875 Q_{ном}$, а другий – за $Q = 0,875 \dots 1,5 Q_{ном}$. Під час застосування розроблених алгоритмів зміни кутів комутації обидва способи керування забезпечують максимальні значення ККД вентильно-індукторного двигуна в складі ЕМС та є практично ідентичними за ефективністю.

Висновки. Проведено дослідження енергетичних характеристик вентильно-індукторних двигунів з циклічним навантаженням насосних агрегатів під час забезпечення заданої частоти обертання шляхом ШІР фазної напруги або регулюванням рівня обмеження фазного струму, що дало змогу встановити вплив способів керування та

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розроблення вдосконалених електромеханічних і електромагнітних систем електричних станцій та методів їх діагностування» (шифр «Агрегат-3»), Державний реєстраційний номер 0122U000840. КПКВК 6541030.

1. Бібік О.В., Попович О.М., Шевчук С.П. Енергоефективні режими електромеханічної системи насосної установки багатоповерхового будинку. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 5. С. 38-45. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.038>
2. Бібік О.В. Вентильно-індукторний привод насосної установки багатоповерхового будинку. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 45. С. 59-62.
3. Bibik O.V., Mazurenko L.I., Shykhnenko M.O. Formation of Characteristics of Operating Modes of Switched Reluctance Motors with Periodic Load. *Electrical engineering & electromechanics*. 2019. No 4. Pp. 12-16. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.4.02>
4. Liang J., Lee D.-H., Ahn J.-W., Young-Joo An. A Novel Direct Instantaneous Pressure Control of Hydraulic Pump System with SRM Drive. 7th International Conference on Power Electronics. Daegu, Korea, October 22-26, 2007. Pp. 650-654. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICPE.2007.4692468>
5. Dhumal K.R., Dhamse S.S. Solar PV Array Based Water Pumping by Using Srm Drive: A Review. International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC). Chennai, India, March 28-29, 2018. Pp. 140-146. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCPEIC.2018.8525158>
6. Guangxu Z., Yun Z., Sensen S., Jinwoo A. Advanced Hysteresis Current Controller of Switched Reluctance Motor for Hydraulic Pump System. International Conference on Electrical Machines and Systems. Beijing, China, August 20-23, 2011. Pp. 1-3. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2011.6073871>
7. Kim B.C., Lee D.H. Ahm J.W. Performance of SR drive for hydraulic pump. International Conference on Electrical Machines and Systems. Nanjing, China, September 27-29, 2005. Vol. 1. Pp. 659-663. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2005.202613>
8. Lee D., Seok S., Ahn J. SR Drive for Hydraulic Pump Using a Novel Passive Boost Converter. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. San Jose, CA, USA, September 20-24, 2009. Pp. 282-287. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2009.5315988>
9. Tham P.H., Seiya I., Yasukazu S. Development of Hydraulic Pump Drive System Using Switched Reluctance Motor with Servo Function. *Journal of Robotics and Mechanotronics*. 2020. Vol. 32. No 5. Pp. 984-993. DOI: <https://doi.org/10.20965/jrm.2020.p0984>
10. Koreboina V.B., Narasimharaju B.L., Vinod Kumar D.M. Performance Evaluation of Switched Reluctance Motor PWM Control in PV-fed Water Pump System. *International Journal of Renewable Energy Research*. 2016. Vol. 6. No 3. Pp. 941-950. DOI: <https://doi.org/10.20508/ijrer.v6i3.4004.g6876>

THE STUDY OF CONTROL PRINCIPLES OF THE SWITCHED RELUCTANCE PUMPING EQUIPMENT DRIVE WITH CYCLIC LOAD

L.I. Mazurenko, O.V. Bibik, M.O. Shykhnenko
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: bibik@ied.ua

The electromechanical water supply system of a multi-storey building based on a switched reluctance motor is considered. A simulation model of the hydraulic network and criteria for evaluating the quasi-steady modes effectiveness of pumping equipment are given. A study of a centrifugal pump operational and energy characteristics has been carried out when adjusting its rotational speed to determine the frequencies at which the compliance of the pump pressure and flow with the hydraulic network requirements is ensured. Simulation models of control systems have been developed that provide the switched reluctance motor speeds at levels corresponding to specified flow rates of the hydraulic system pumping equipment, by means the phase voltage pulse-width regulation or the phase current limitation level adjustment. Comprehensive studies and comparative analysis of the switched reluctance centrifugal pump drive control principles were carried out according to the criteria for evaluating energy efficiency when regulating the rotational speed and changing the switching angles. As a result of this study, it was found that both pumping unit drive control principles provide its necessary productivity and are close in efficiency - a slightly higher efficiency can be achieved using the phase voltage pulse-width regulation of the switched reluctance motor with a changing the switching angles. References 10, figures 8.

Keywords: switched reluctance drive, rotational speed control, pumping unit, energy efficiency.

1. Bibik O.V., Popovych O.M., Shevchuk S.P. Power Effective Modes Electromechanical System of Pump Installation of the Multistorey Building. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 5. Pp. 38-45. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2016.05.038>
2. Bibik O.V. Switched-Reluctance Drive of Pump Installation of the Multi-Storey Building. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2016. Vyp. 45. Pp. 59-62. (Ukr)
3. Bibik O.V., Mazurenko L.I., Shykhnenko M.O. Formation of Characteristics of Operating Modes of Switched Reluctance Motors with Periodic Load. *Electrical engineering & electromechanics*. 2019. No 4. Pp. 12-16. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.4.02>
4. Liang J., Lee D.-H., Ahn J.-W., Young-Joo An. A Novel Direct Instantaneous Pressure Control of Hydraulic Pump System with SRM Drive. 7th International Conference on *Power Electronics*. Daegu, Korea, October 22-26, 2007. Pp. 650-654. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICPE.2007.4692468>
5. Dhupal K.R., Dhamse S.S. Solar PV Array Based Water Pumping by Using Srm Drive: A Review. International Conference on *Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)*. Chennai, India, March 28-29, 2018. Pp. 140-146. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCPEIC.2018.8525158>
6. Guangxu Z., Yun Z., Sensen S., Jinwoo A. Advanced Hysteresis Current Controller of Switched Reluctance Motor for Hydraulic Pump System. International Conference on *Electrical Machines and Systems*. Beijing, China, August 20-23, 2011. Pp. 1-3. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2011.6073871>
7. Kim B.C., Lee D.H. Ahn J.W. Performance of SR drive for hydraulic pump. International Conference on *Electrical Machines and Systems*. Nanjing, China, September 27-29, 2005. Vol. 1. Pp. 659-663. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2005.202613>
8. Lee D., Seok S., Ahn J. SR Drive for Hydraulic Pump Using a Novel Passive Boost Converter. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. San Jose, CA, USA, September 20-24, 2009. Pp. 282-287. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2009.5315988>
9. Tham P.H., Seiya I., Yasukazu S. Development of Hydraulic Pump Drive System Using Switched Reluctance Motor with Servo Function. *Journal of Robotics and Mechanotronics*. 2020. Vol. 32. No 5. Pp. 984-993. DOI: <https://doi.org/10.20965/jrm.2020.p0984>
10. Koreboina V.B., Narasimharaju B.L., Vinod Kumar D.M. Performance Evaluation of Switched Reluctance Motor PWM Control in PV-fed Water Pump System. *International Journal of Renewable Energy Research*. 2016. Vol. 6. No 3. Pp. 941-950. DOI: <https://doi.org/10.20508/ijrer.v6i3.4004.g6876>

Надійшла 29.05.2022
Остаточний варіант 29.07.2022

**ПРО ДЕЯКІ ВПЛИВИ СКЛАДУ ГЕНЕРУЮЧИХ ПОТУЖНОСТЕЙ
НА ДИНАМІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ЕНЕРГОСИСТЕМ**

О.Ф. Буткевич^{1,2*}, докт. техн. наук, **Т.М. Гурєєва**¹, **В.В. Чижевський**^{2**}, канд. техн. наук,
Н.Т. Юнєєва¹, канд. техн. наук

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

² Національний технічний університет України “КПІ ім. І. Сікорського”,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: o.butkevych@gmail.com

Наведено результати аналізу впливу змін у складі генеруючих потужностей електроенергетичних систем (ЕЕС) на власні частоти та електромеханічні перехідні процеси в ЕЕС. Розглянуто випадки, коли зазначені зміни є наслідком введення груп джерел генерування, що частково замінюватимуть генеруючі потужності теплових електростанцій. У дослідженні використано добре відомі 2-зонну (4-машинну) та 6-машинну тестові схеми ЕЕС. Бібл. 10, рис. 5, табл. 3.

Ключові слова: електроенергетична система, генеруючі потужності, стала інерція, електромеханічні перехідні процеси, власні частоти.

Вступ. Сучасні тенденції розвитку електроенергетичних систем (ЕЕС) свідчать про зростання ролі джерел «чистої» енергії, насамперед відновлюваних джерел енергії (ВДЕ), зі створенням ефективною та надійною структури електроенергетичного виробництва, в якому максимальна ефективність планування та реалізації технологічних процесів досягається з використанням різних smart-систем та smart-технологій. Поява в електричних мережах розосереджених джерел генерування (РДГ), до яких належать і ВДЕ, може перетворювати такі мережі – залежно від сумарної потужності наявних РДГ у їхньому складі – у локальні «квазі-енергосистеми», з новими властивостями та динамічними характеристиками. Відповідно, режими ЕЕС теж зазнаватимуть змін внаслідок зростання сумарної потужності РДГ. Питанням впливу ВДЕ на динамічні властивості та режими ЕЕС присвячено багато досліджень та публікацій, підпорядкованих розв’язанню різних задач, пов’язаних, зокрема, з балансуванням режимів за частотою, використанням віртуальної інерції, систем захисту та автоматики, демпфування коливань та інше [1-4]. Водночас далеко не всі питання впливу РДГ на властивості ЕЕС досліджено. В повоєнні роки ЕЕС України зазнають структурних змін, зокрема змін складу генеруючих потужностей, що вплинуть на їхні властивості, тому завчасно одержати відповіді на запитання щодо властивостей ЕЕС України в повоєнний період за тих чи тих структурних змін важливо в аспекті планування розвитку ЕЕС та реалізації відповідних заходів задля забезпечення режимної надійності таких ЕЕС. Наразі швидкість старіння енергогенеруючого обладнання теплових електростанцій (ТЕС) України стрімко зростає внаслідок залучення енергоблоків до роботи в маневрених режимах: значна частина енергоблоків перевищила навіть подовжений індивідуальний ресурс (300 тис.год.).

Далі використовуватимемо термін-словосполучення *зосереджена група джерел генерування* (ЗГДГ), під яким розумітимемо деяку кількість джерел генерування, зосереджених в одному місці, кожне з яких є джерелом генерування меншої одиничної потужності у порівнянні з генеруючими потужностями ТЕС.

Мета даної роботи – якісно оцінити вплив змін у складі генеруючих потужностей ЕЕС внаслідок введення ЗГДГ, що частково замінюватимуть генеруючі потужності ТЕС, на власні частоти ЕЕС та електромеханічні перехідні процеси в ЕЕС.

Попередні зауваження. Задля забезпечення можливості різнобічної перевірки адекватності одержаних результатів та використання різних моделей елементів ЕЕС для виначення їхнього впливу на результати моделювання у дослідженнях було використано дві широковідомі тестові схеми

(моделі) ЕЕС: 1) 4-машинну 2-зонну схему ЕЕС [5, с. 813-814]; 2) 6-машинну 14-шинну схему ЕЕС, дані щодо якої наведено, наприклад, в [6]: її використовували ще за часів колишнього СРСР як *тестову схему «Енергомережпроект»* для порівняння різних програм моделювання електромеханічних перехідних процесів та оцінювання стійкості ЕЕС.

Оскільки дані дослідження було виконано з використанням тестових схем ЕЕС, які є певними еквівалентами багатомашинних ЕЕС, а створення сценаріїв моделювання з різним складом генеруючих потужностей ЕЕС пов'язано з «розгортанням-заміною» еквівалентів генеруючих потужностей різною кількістю джерел генерування меншої одиничної потужності, то доцільно нагадати про деякі особливості еквівалентування ЕЕС. Задачам спрощення та еквівалентування розрахункових схем (моделей) ЕЕС присвячено велику кількість практичних розробок та ще більше публікацій. В окремих випадках альтернативою еквівалентування складних схем є використання діакоптики [7, 8], що набула особливої популярності під час застосування електронних обчислювальних машин з досить обмеженою на той час оперативною пам'яттю для розрахунку режимів складних ЕЕС. Залежно від призначення результатів еквівалентування ЕЕС (розрахунки усталених режимів, розрахунки струмів коротких замикань та параметрів неповнофазних режимів, оцінювання стійкості, використання еквівалентів в системах протиаварійного керування та інше) використовують різні критерії еквівалентування, залишаючи сталими вимоги збереження значень параметрів та показників режиму в частині ЕЕС, що не підлягала еквівалентуванню, незмінними. Виходячи з мети даної роботи, візьмемо до уваги критерії еквівалентування моделей динаміки ЕЕС, які використовують під час розв'язання задачі аналізу руху системи відносно синхронної осі.

Відомо, що підставою для еквівалентування в багатомашинних ЕЕС є наявність груп синхронних генераторів (СГ), що характеризуються синфазним рухом роторів після значних збурень режиму. Такий рух матиме місце у разі однакових прискорень роторів відповідних СГ. Зазначене прискорення виникає внаслідок дії на ротор СГ надлишкового моменту як різниці механічного (M_m) та електричного (M_e) моментів. Зв'язок прискорення ротору СГ та зазначеного надлишкового моменту можна подати рівнянням

$$\frac{d^2 \delta_{mex}}{dt^2} = (M_m - M_e) / J = M_{нд} / J, \quad (1)$$

де δ_{mex} – механічний кут ротора СГ відносно синхронної осі, рад; $M_{нд}$ – надлишковий момент, Н·м; J – момент інерції, кг·м².

Кінетичну енергію обертових мас, пов'язаних з ротором СГ (W), можна подати у вигляді

$$W = 0,5 \cdot J \omega_{mex}^2, \quad (2)$$

де ω_{mex} – кутова швидкість ротора СГ відносно синхронної осі, рад/с.

З кінетичною енергією пов'язана стала інерції (H), с

$$H = W / S_n, \quad (3)$$

де S_n – номінальна повна потужність СГ, В·А.

На підставі (1), з урахуванням (2)-(3), запишемо вираз для прискорення ротора СГ

$$\frac{d^2 \delta_{mex}}{dt^2} = M_{нд} \omega_{mex}^2 / (2HS_n). \quad (4)$$

З урахуванням того, що в літературі «сталою інерцією» частіше називають величину $T_J = 2H$, запишемо (4) у вигляді

$$\frac{d^2 \delta_{mex}}{dt^2} = M_{нд} \omega_{mex}^2 / (T_J S_n), \quad (5)$$

і далі як *сталу інерцію* використовуватимемо величину T_J .

Від рівняння (5) можна перейти до більш звичних форм запису прискорення руху ротора СГ, однак для наших цілей у цьому немає потреби: достатньо того факту, що прискорення має обернену залежність від сталої інерції.

Еквівалентну сталу інерцію групи із n СГ (T_{JE}), що характеризуються синфазним рухом роторів після збурення режиму, визначають ([9, 10] та інші) як суму сталих інерцій СГ такої групи

$$T_{JE} = \sum_{i=1}^{i=n} T_{Ji}. \quad (6)$$

Аналогічним чином визначають активну потужність еквівалентного СГ (P_E)

$$P_E = \sum_{i=1}^{i=n} P_i. \quad (7)$$

Внаслідок еквівалентування підсистеми ЕЕС має забезпечуватися виконання умови відповідності руху («поведінки») еквівалентного СГ руху («поведінці») групи СГ, яку було замінено цим СГ, під час виникнення зовнішніх відносно такої підсистеми ЕЕС збурень. Такі вимоги (вони ж відтворюють критерії еквівалентування) подано нижче у вигляді формальних умов однакових швидкості (8) та прискорень (9) роторів СГ

$$T_{JE} \frac{d\delta_E}{dt} = \sum_{i=1}^{i=n} T_{Ji} \frac{d\delta_i}{dt}, \quad (8)$$

$$T_{JE} \frac{d^2\delta_E}{dt^2} = \sum_{i=1}^{i=n} T_{Ji} \frac{d^2\delta_i}{dt^2}. \quad (9)$$

Принагідно звертаємо увагу, що у загальному випадку сталу інерції ЕЕС (T_{JEEC}) визначають за виразом (10), що не є тотожним виразу (6)

$$T_{JEEC} = \sum_{i=1}^{i=n} T_{Ji} S_i / S_{EEC}, \quad (10)$$

де T_{Ji} , S_i – стала інерції та номінальна повна потужність i -го СГ відповідно; n – у даному випадку загальна кількість «ввімкнених» в ЕЕС СГ; S_{EEC} – сумарна повна номінальна потужність «ввімкнених» в ЕЕС СГ.

Згадані вище дві тестові схеми (моделі) ЕЕС зазвичай сприймають як *еквівалентні* схеми (моделі) багатомашинних ЕЕС. Очевидно, що внаслідок зворотного переходу – від еквівалентних джерел генерування до групи джерел (внаслідок «розгортання» еквівалентів) – за певних умов можна очікувати на деякі зміни властивостей ЕЕС. Підкреслимо, що виконані дослідження не були спрямовані на отримання еквівалентів джерел генерування чи «розгортання» еквівалентів, а стосувалися якісного оцінювання впливу змін у складі генеруючих потужностей, викликаних введенням ЗГДГ замість частини генеруючих потужностей ТЕС, на власні частоти ЕЕС та електромеханічні перехідні процеси в ЕЕС.

Враховуючи тенденцію розвитку ЕЕС у напрямі декарбонізації, частину генеруючих потужностей теплових електростанцій (ТЕС) замінюють потужності РДГ, зокрема і ВДЕ. Така заміна може відбуватися за різними сценаріями. Наприклад, припустімо, що внаслідок зменшення навантаження ТЕС (для зменшення викидів в атмосферу, внаслідок фізичної зношеності обладнання чи з інших причин) потужність блоків деякої ТЕС зменшилася, але вони залишилися в роботі (і номінальні потужності та сталі інерції відповідних турбогенераторів формально не змінилися). Водночас додатково введена генеруюча потужність у вигляді РДГ «компенсувала» зазначене зменшення потужності генерування ТЕС, внаслідок чого баланс активних потужностей в ЕЕС не змінився. Якщо турбоагрегати ТЕС залишаються в роботі (маючи менше навантаження), то із введенням додаткових ЗГДГ змінюється стала інерції ЕЕС. Чи зазнає змін поведінка ЕЕС внаслідок реалізації інших подібних сценаріїв на шляху декарбонізації ЕЕС? Розглянемо результати досліджень, виконаних за деякими із таких сценаріїв.

Основні результати досліджень. Під час моделювання режимів ЕЕС з використанням зазначених тестових схем передбачалося, що введені ЗГДГ приєднують до тих же шин, що і СГ ТЕС, активну потужність генерування яких, залежно від сценарію, було зменшено чи взагалі вимкнено. Щоб певним чином «уніфікувати» вплив систем автоматичного керування збудженням СГ на перехідні процеси в ЕЕС, під час моделювання режимів ЕЕС не «вмикали» системні стабілізатори (PSS) і нехтували перехідними процесами в контурі збудження СГ (для усіх СГ було використано модель $E' = \text{const}$, що за результатами відповідає використанню автоматичних регуляторів збудження (АРЗ) СГ пропорційної дії, які, як відомо, мають «нульовий» демпфуючий вплив, а за некоректних налаштувань демпфуючий вплив може бути від'ємним). Звичайно, це априорі не сприяло демпфуванню коливань, однак давало змогу якісно оцінити, насамперед, вплив сталих інерцій на електромеханічні перехідні процеси в ЕЕС за різних сценаріїв моделювання. У конкретних випадках для одержання точніших, адекватніших результатів потрібно використовувати відповідні математичні моделі елементів ЕЕС з їхніми системами керування, що впливають на перехідні процеси в ЕЕС. Наприклад, для таких еле-

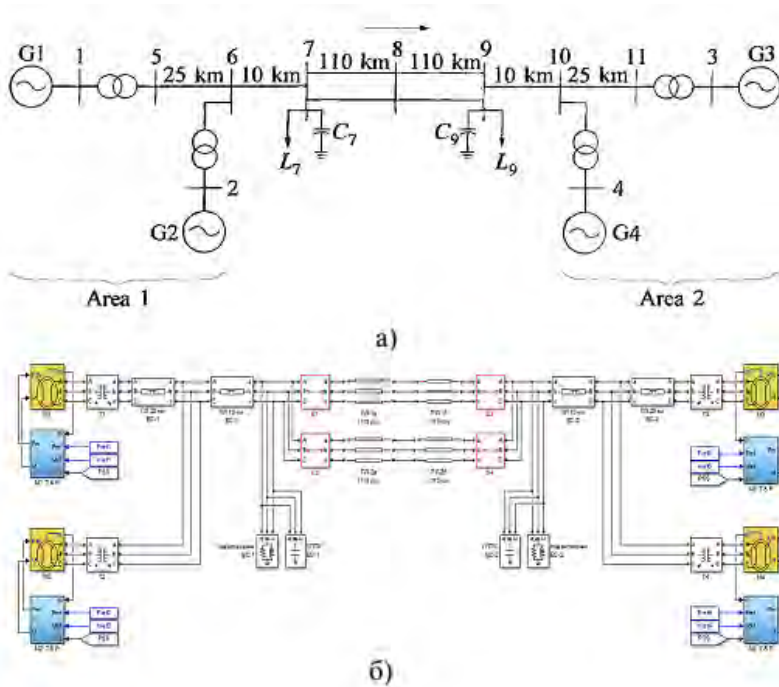


Рис. 1

повна потужність яких у початковому режимі становила $S_{G1} = 705 + j185$ МВА, $S_{G2} = 700 + j235$ МВА. Сумарна повна потужність СГ G3 та СГ G4 в іншій частині ЕЕС (Area 2) становила $S_2 = 1419 + j393$ МВА. Сталі інерції (T_J) обертових мас, пов'язаних з СГ, становили 13 с (для G1, G2) та 12,35 с (для G3, G4) і залишалися незмінними. Досліджувався вплив зміни складу генеруючих потужностей в частині ЕЕС Area 1 (відповідно до сценаріїв моделювання) на власні частоти ЕЕС за умови, що сумарні активні потужності генерування та споживання залишаються, практично, незмінними. В частині ЕЕС, яку на рис. 1, а позначено Area 1, до шин 1 та 2 приєднували ЗГДГ у вигляді: 1) двох джерел генерування (1ДГ та 2ДГ), сталі інерції яких змінювалися за різних сценаріїв; 2) сонячних електростанцій (СЕС), інвертори яких прямо не моделювалися. Склад генеруючих потужностей в частині ЕЕС Area 1 за сценаріями моделювання наведено у табл. 1.

Сумарна активна потужність генерування ЗГДГ за різних сценаріїв дорівнювала потужності, на яку було зменшено сумарну потужність СГ G1 та СГ G2. Сценарій № 1 відповідає початковим умовам моделювання, результати якого використано для порівняння з результатами моделювання за іншими сценаріями. За сценаріями № 2 та № 3 потужність генерування СГ G1 та G2 було зменшено, однак вони залишалися в роботі, а сталі інерції СЕС, введених за сценарієм № 2, бралися рівними нулю. Сценарієм № 4 передбачено виведення СГ G1 з роботи. Сценарієм № 5 передбачено той же склад генеруючих потужностей, що і сценарієм № 3, але джерела генерування в ЗГДГ характеризуються іншими сталими інерціями.

Таблиця 1

| № сценарію | S_{G1} , МВА | S_{G2} , МВА | $S_{1ДГ}$, МВА | $T_{J1ДГ}$, с | $S_{2ДГ}$, МВА | $T_{J2ДГ}$, с | $S_{СЕС}$, МВА |
|------------|----------------|----------------|-----------------|----------------|-----------------|----------------|-----------------|
| 1 | 700+j185 | 705+j235 | - | - | - | - | - |
| 2 | 175+j210 | 180+j230 | - | - | - | - | 1050+j0 |
| 3 | 350+j85 | 355+j110 | 350+j112 | 2,5 | 350+j113 | 2,5 | - |
| 4 | - | 705+j235 | 350+j93 | 10,08 | 350+j92 | 10,08 | - |
| 5 | 350+j85 | 355+j110 | 350+j112 | 10,08 | 350+j113 | 10,08 | - |

Під час досліджень за кожного усталеного режиму ЕЕС, розрахованого відповідно до умов чергового сценарію (табл. 1), на шинах 7 (рис. 1, а) «вмикали» шунт 3-фазного короткого замикання (3-ф. КЗ) тривалістю 0,20 с та моделювали електромеханічний перехідний процес в ЕЕС. Потрібно було оцінити вплив зміни складу генеруючих потужностей в частині ЕЕС Area 1 внаслідок введення ЗГДГ (з відповідною зміною сумарної сталої інерції в частині ЕЕС Area 1) на її власні частоти. З цієї метою було використано вибірки даних, сформованих за результатами моделювання перехідних процесів, що виникали в ЕЕС після короткого замикання. З метою отримання об'єктивніших результатів визначення власних частот ЕЕС для аналізу зазначених вибірок даних було залучено ансамбль різних методів: найменших квадратів Ганкеля (Hankel total least squares method), пучка матриць (matrix pencil method), Проні, швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). В

ментів, якими є вітроустановки, потрібно враховувати тип генераторів та особливості функціонування силових перетворювачів з їхніми системами керування видачі потужності. Наведені далі результати слід розглядати насамперед в аспекті якісного оцінювання впливу введених ЗГДГ, що частково замінюватимуть генеруючі потужності ТЕС, на перехідні процеси в ЕЕС.

1. Дослідження з використанням 4-машинної 2-зонної схеми (моделі) ЕЕС, показаної на рис. 1, а (схема основних електричних з'єднань) та рис. 1, б (схему створено в середовищі Матлаб). Значення усіх параметрів даної моделі наведено в [5].

Частина ЕЕС, яку на рис. 1, а позначено Area 1, містить два еквівалентних СГ ТЕС (G1 та G2),

табл. 2 наведено параметри кожної (i -ої) доміантної моди коливань потоку активної потужності повітряними лініями (ПЛ) 7-9 (визначені у разі використання для оброблення вибірки даних «часового вікна» шириною 5 с), зокрема: частоту ω_i [Гц]; амплітуду A_i [МВт]; показник демпфування $\zeta_i = -\sigma_i(\sigma_i^2 + \omega_i^2)^{-0,5}$ [б.в.], де σ_i [с⁻¹] – стала демпфування. Зазначимо, що для оброблення вибірки даних, сформованої за результатами моделювання електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС за сценарієм № 3, метод пучка матриць не використовувався. В табл. 2 параметри кожної із мод, що мають найбільші амплітуди, розташовано в порядку збільшення частот (параметри мод з невеликими амплітудами у табл. 2 не показано).

Таблиця 2

| № сценарію | Параметри мод коливань потоку активної потужності, визначені з використанням методів: | | | | | | | | | | |
|------------|---|-------------|-----------|-----------------|-------------|-----------|-----------------|-------------|-----------|-----------------|-------------|
| | найменших квадратів Ганкеля | | | пучка матриць | | | Проні | | | ШПФ | |
| | ω_i , Гц | A_i , МВт | ζ_i | ω_i , Гц | A_i , МВт | ζ_i | ω_i , Гц | A_i , МВт | ζ_i | ω_i , Гц | A_i , МВт |
| 1 | 0,49 | 56,5 | -0,22 | 0,29 | 125,2 | -0,541 | 0,54 | 179,7 | 0,007 | 0,47 | 144,23 |
| | 0,56 | 120,5 | 0,025 | 0,54 | 186,7 | -0,01 | 1,08 | 28,5 | 0,018 | 1,41 | 5,57 |
| | 1,09 | 20,5 | 0,013 | 1,01 | 33,6 | -0,067 | 1,59 | 2,7 | 0,241 | - | - |
| | 1,52 | 6,5 | -0,026 | 1,05 | 31,8 | -0,006 | 2,09 | 0,6 | 0,058 | - | - |
| 2 | 0,45 | 218,70 | -0,01 | 0,45 | 213,10 | 0,00 | 0,55 | 136,50 | 0,20 | 0,47 | 202,2- |
| | 0,58 | 266,80 | -0,31 | 0,57 | 0,90 | 0,27 | 0,97 | 47,60 | 0,09 | 1,17 | 12,7 |
| | 0,91 | 180,70 | -0,04 | 0,91 | 55,60 | 0,04 | 2,06 | 1,20 | 0,07 | - | - |
| | 1,30 | 34,60 | -0,07 | 1,30 | 2,60 | 0,07 | - | - | - | - | - |
| | 1,84 | 8,70 | -0,04 | 1,84 | 1,70 | 0,04 | - | - | - | - | - |
| | 2,25 | 3,70 | -0,04 | 2,26 | 0,80 | 0,04 | - | - | - | - | - |
| 3 | 0,57 | 247,7 | 0,03 | - | - | - | 0,55 | 335,6 | 0,028 | 0,47 | 232,94 |
| | 1,07 | 112,6 | -0,037 | - | - | - | 1,11 | 114,4 | 0,047 | 3,52 | 4,12 |
| | 2,22 | 15,3 | -0,085 | - | - | - | 2,24 | 67,1 | 0,213 | 2,58 | 3,35 |
| | 2,99 | 44,7 | -0,115 | - | - | - | 2,94 | 118,5 | 0,243 | 1,64 | 2,96 |
| | 3,55 | 81 | -0,152 | - | - | - | 3,52 | 38,2 | 0,103 | 6,33 | 1,08 |
| | 5,41 | 28,4 | -0,184 | - | - | - | 4,75 | 46,5 | 0,176 | - | - |
| | 6,24 | 5,4 | -0,102 | - | - | - | 6,09 | 8,6 | 0,109 | - | - |
| 4 | 0,14 | 4,30 | -0,86 | 0,52 | 2,10 | 0,01 | 0,52 | 2,60 | 0,02 | 0,47 | 1,89 |
| | 0,52 | 2,50 | -0,01 | 1,47 | 0,10 | 0,00 | - | - | - | - | - |
| | - | - | - | 2,09 | 0,30 | -0,03 | - | - | - | - | - |
| 5 | 0,26 | 138,10 | -0,552 | 0,30 | 4,20 | 0,178 | 0,56 | 175,80 | 0,014 | 0,47 | 119,91 |
| | 0,55 | 171,50 | -0,01 | 0,56 | 136,10 | 0,013 | 1,09 | 27,30 | 0,033 | 1,88 | 6,72 |
| | 1,06 | 90,50 | -0,302 | 1,13 | 4,40 | 0,047 | 1,76 | 18,00 | 0,137 | - | - |
| | 1,10 | 10,30 | 0,012 | - | - | - | 3,20 | 4,70 | 0,186 | - | - |
| | 1,79 | 14,90 | -0,139 | - | - | - | - | - | - | - | - |
| | 3,27 | 2,30 | -0,159 | - | - | - | - | - | - | - | - |

Дані табл. 2 свідчать, що введення ЗГДГ замість генеруючих потужностей ТЕС в частині ЕЕС Area 1 не призводить до істотних змін власних частот ЕЕС: під час реалізації кожного із сценаріїв (табл. 1) зберігається доміантна роль мод, частота яких змінювалася в діапазонах 0,45-0,58 Гц та 0,91-1,11 Гц. Внески інших мод у «формування» коливань потоку потужності ПЛ були менш вагомими.. Підкреслимо, що використання ансамблю методів аналізу вибірки даних дає змогу певного узагальнення і одержання об'єктивніших результатів ідентифікації доміантних мод коливань. Покажемо те, що використання методу ШПФ за різних сценаріїв зміни складу генеруючих потужностей в частині ЕЕС Area 1 давало змогу виявляти лише одну доміантну моду з частотою 0,47 Гц, а амплітуди інших мод, виявлених цим методом, були малими: найбільшу амплітуду в абсолютному та відносному вимірі мала мода з частотою 1,17 Гц за сценарію №2 (6,28% від амплітуди доміантної моди з частотою 0,47 Гц).

2. Дослідження з використанням 6-машинної схеми (моделі) ЕЕС (графічне зображення її основних електричних з'єднань та реалізацію в середовищі Матлаб показано відповідно на рис. 2, а та 2, б). До

шин 201 та 203 приєднано по еквівалентному СГ ТЕС (повна номінальна потужність кожного становила 1411,76 МВА), а до шин 1 та 3 – по еквівалентному генератору гідравлічної електростанції з номінальною потужністю у 470,59 МВА кожний.

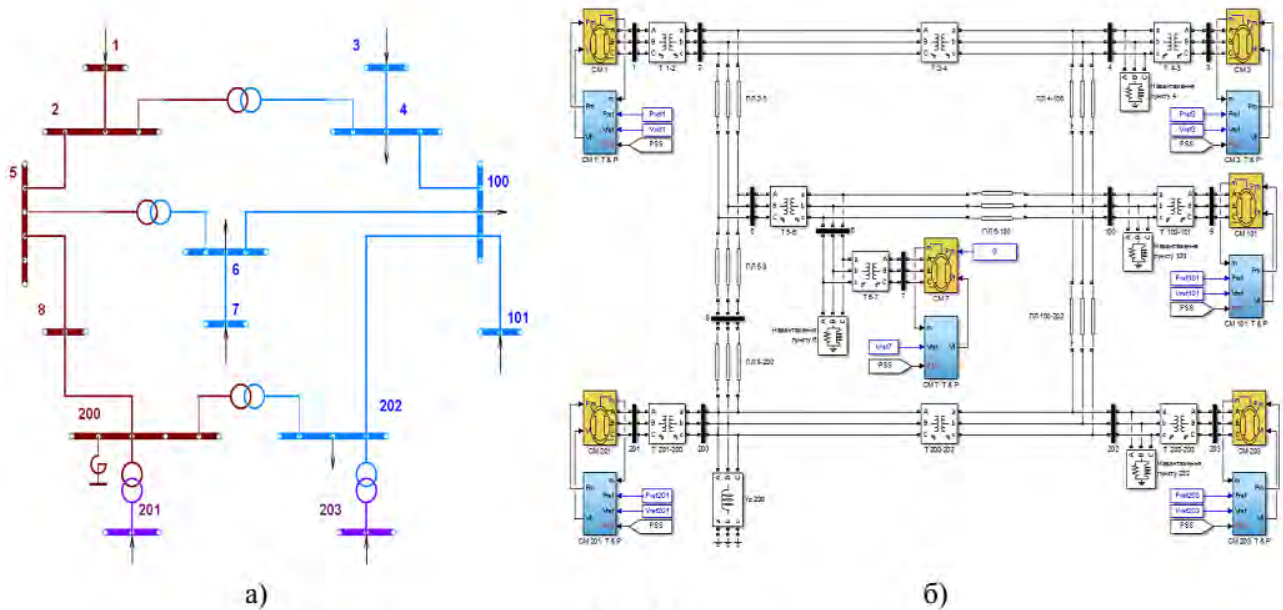


Рис. 2

До шин 101 приєднано еквівалентний СГ, повна номінальна потужність якого становила 2117,65 МВА, а до шин 7 приєднано синхронний компенсатор. Усім СГ надано номери шин, до яких їх приєднано. Для усіх СГ $\cos\varphi_{\text{НОМ}} = 0,85$. Сталі інерції обертових мас, пов'язаних з кожним із СГ 1, 3, 201, 203, 101 відповідно становили 7,0 с, 7,0 с, 6,4 с, 6,4 с, 10,8 с, а стала інерції синхронного компенсатора 7 дорівнювала 2,8 с. Активні потужності споживачів електроенергії, приєднаних до шин 4, 6, 100 та 203, відповідно становили 1000, 1100, 2000 та 500 МВт, а реактивні – 100, 300, 600 та 250 МВАр. За початкових умов потужність навантаження кожного із СГ 201, 203 становила 1200 МВт, СГ 1, 3 – 400 МВт, а СГ 101 – 1546,09 МВт. Досліджувався вплив введення ЗГДГ замість частини потужностей ТЕС на електромеханічні перехідні процеси в ЕЕС.

Нижче за номерами сценаріїв зазначено активні потужності навантаження та сталі інерції приєднаних до шин 203 СГ (усі джерела генерування у складі ЗГДГ, приєднаних до шин 203, теж позначено СГ). За сценаріями № 4 та № 5 значення сталих інерції обертових мас, пов'язаних з СГ, було задано досить малими («експериментальними»). Дев'ять із зазначених в сценаріях СГ з навантаженням у 50 МВт приєднано до шин з використанням ПЛ з малим опором, усі інші СГ було приєднано до шин 203 безпосередньо через вимикачі.

Сценарій № 1 (відповідає початковим умовам): 1 СГ з потужністю навантаження у 1200 МВт та сталою інерції $T_j = 6,4$ с.

Сценарій № 2. Загальна кількість СГ – 13: 1 СГ (еквівалентний СГ ТЕС) зі зменшеною потужністю навантаження до 600 МВт та $T_j = 6,4$ с і 12 СГ, кожний з потужністю навантаження у 50 МВт, номінальною активною потужністю $P_{\text{НОМ}} = 100$ МВт та $T_j = 3,0$ с.

Сценарій № 3. Загальна кількість СГ – 18: 1 СГ (еквівалентний СГ ТЕС) зі зменшеною потужністю навантаження до 100 МВт та $T_j = 6,4$ с; 5 СГ з потужністю навантаження по 100 МВт та 12 СГ з потужністю навантаження по 50 МВт. Для кожного із 17 зазначених СГ $P_{\text{НОМ}} = 100$ МВт, а $T_j = 3,0$ с.

Сценарій № 4. Загальна кількість СГ – 18: 1 СГ з $P_{\text{НОМ}} = 1200$ МВт та потужністю навантаження у 100 МВт; 17 СГ з $P_{\text{НОМ}} = 100$ МВт, серед яких 5 СГ з потужністю навантаження по 100 МВт та 12 СГ з потужністю навантаження по 50 МВт. Для кожного із 18 зазначених СГ $T_j = 0,178$ с.

Сценарій № 5. Загальна кількість СГ – 18: 1 СГ з $P_{\text{НОМ}} = 1200$ МВт та потужністю навантаження у 100 МВт; 17 СГ з $P_{\text{НОМ}} = 100$ МВт, серед яких 5 СГ з потужністю навантаження по 100 МВт та 12 СГ з потужністю навантаження по 50 МВт. Для кожного із 18 зазначених СГ $T_j = 0,118$ с.

Склад та параметри СГ, передбачені сценаріями, впливають на протікання електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС. Наприклад, на рис. 3 показано зміну у часі кутів роторів основних СГ ЕЕС у разі моделювання електромеханічного перехідного процесу в ЕЕС за сценарієм № 1 (рис. 3, а) та за сценарієм № 3 (рис. 3, б). З рис. 3, а видно, що після виникнення 3-ф. КЗ прискорення ротора СГ 203 відрізняється від прискорень

роторів інших СГ, тоді як з рис. 3, б видно, що взаємні кути роторів СГ з не змінюються, стійкість відносного руху зберігається.

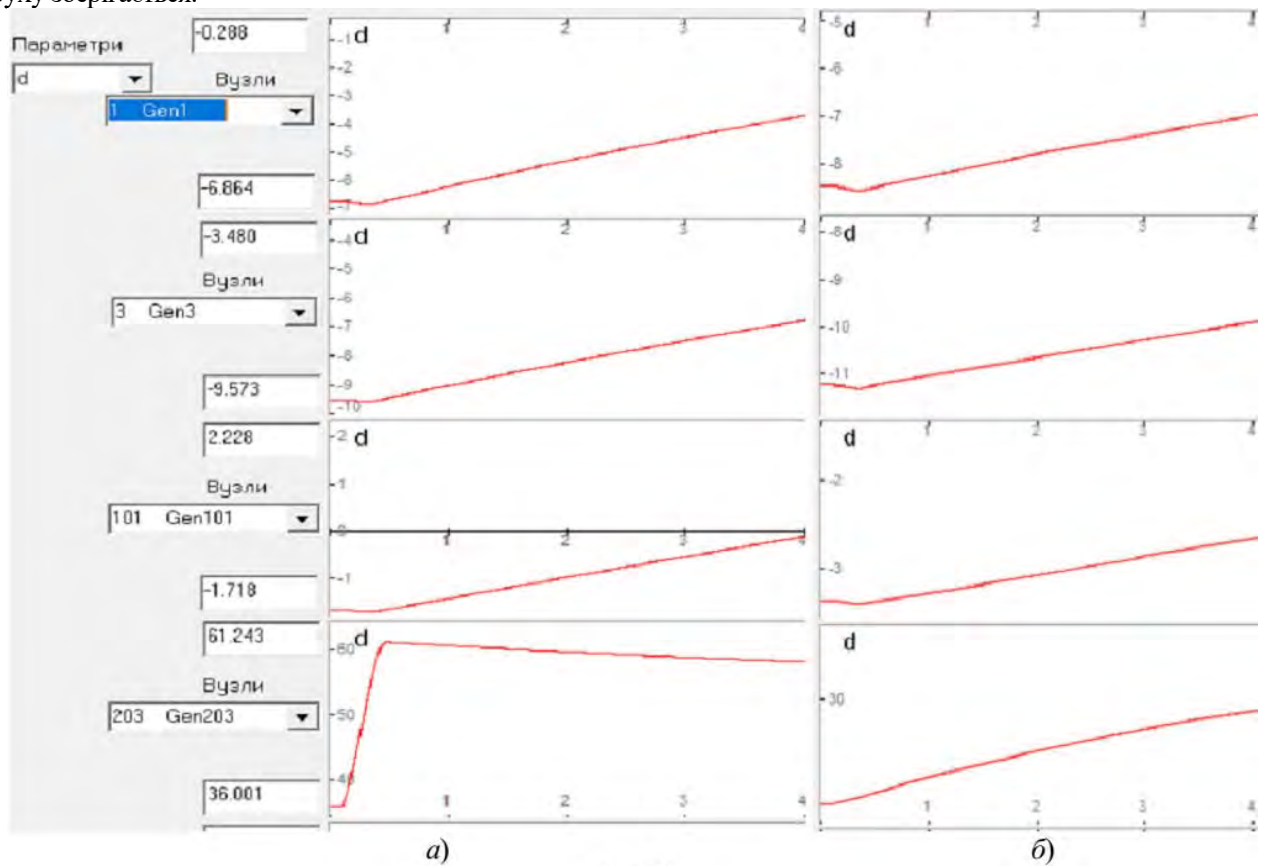


Рис. 3

В табл. 3 наведено результати моделювання перехідних процесів в ЕЕС з виникненням 3-ф. КЗ на шинах 202 тривалістю 0,25 с (3-ф. КЗ «вмикалося» в 0,1 с моделюваного процесу, а «вимикалося» в 0,35 с). Зазначені результати стосуються п'яти сценаріїв моделювання, що відрізняються складом генеруючих потужностей, приєднаних до шин 203.

Таблиця 3

| Час моделюваного процесу | Значення потоків активної потужності (МВт) ПЛЛ 100-202 та ПЛЛ 2-5, визначених за сценаріями моделювання | | | | |
|---|---|--------------------------------------|---------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|
| | сценарій № 1 | сценарій № 2 | сценарій № 3 | сценарій № 4 | сценарій № 5 |
| | ПЛЛ 100-202 / 2-5 | ПЛЛ 100-202 / 2-5 | ПЛЛ 100-202 / 2-5 | ПЛЛ 100-202 / 2-5 | ПЛЛ 100-202 / 2-5 |
| 0,0 | -737,63 / -88,28 | -737,63 / -88,28 | -737,63 / -88,28 | -737,63 / -88,28 | -737,63 / -88,28 |
| 0,1 | -737,63 / -88,28 | -737,63 / -88,28 | -737,63 / -88,28 | -737,63 / -88,28 | -737,63 / -88,28 |
| 0,101 | 130,98 / 210,36 | 130,98 / 210,28 | 130,98 / 210,10 | 130,98 / 210,10 | 130,98 / 210,10 |
| 0,35 | 128,76 / 246,94 | 128,75 / 246,85 | 128,75 / 246,72 | 128,75 / 246,72 | 128,75 / 246,72 |
| 0,351 | -814,78 / -112,91 | -778,54 / -82,85 | -743,00 / -65,52 | 29,70 / 186,29 | 258,87 / 362,21 |
| 0,4 | -825,52 / -174,00 | -790,60 / -142,63 | -743,78 / -114,79 | 105,47 / 231,04 | -780,99 / -152,27 |
| 0,5 | -833,42 / -250,11 | -795,69 / -198,71 | -741,12 / -162,77 | -17,88 / 290,06 | -805,73 / -148,02 |
| 1,0 | -830,26 / -210,03 | -794,70 / -164,51 | -739,4 / -131,49 | -717,65 / -71,52 | -677,23 / -31,23 |
| 2,0 | -829,27 / -197,65 | -796,4 / -161,89 | -746,05 / -132,75 | -712,95 / -64,63 | -701,95 / -54,83 |
| 10,0 | -816,1 / -149,52 | -792,32 / -130,34 | -763,17 / -119,31 | -730,49 / -84,82 | -723,70 / -80,56 |
| <i>t_{max}</i> реверс. потоку | 130,98 (0,101) / 303,029 (0,123) | 130,98 (0,101) / 302,90 (0,123) | 130,98 (0,101) / 302,73 (0,123) | 276,70 (0,471) / 371,54 (0,483) | 258,87 (0,358) / 383,14 (0,360) |
| <i>t_{max}</i> потоку за поч. напр. | -834,36 (0,456) / -278,708 (0,373) | -797,11 (0,454) / -230,06 (0,372) | -763,1715 (10,0) / -182,92 (0,454) | -844,65 (0,563) / -214,45 (0,562) | -842,95 (0,416) / -202,46 (0,474) |
| <i>Max</i> відх. від початк. знач. | 96,73 / 190,43 | 59,48 / 141,78 | 25,54 / 94,35 | 107,02 / 126,17 | 105,32 / 114,18 |

Надамо пояснення до табл. 3, що містить значення потоків активної потужності ПЛ 100-202 та ПЛ 2-5 в окремі моменти модельованого процесу (ПЛ позначено за номерами шин приєднання). Усі дані в табл. 3, що пов'язані з ПЛ 2-5, зазначено курсивом після даних, що стосуються ПЛ 100-202, і відділено від них слешем. Знак мінус біля значень потоків активної потужності ПЛ свідчить про те, що напрям потоків потужності є протилежним порядку розташування номерів шин приєднання у позначенні відповідних ПЛ. З рис. 2 видно, що ПЛ 100-202 та ПЛ 2-5 належать до різних класів номінальної напруги (220 кВ та 500 кВ відповідно). Одним кінцем ПЛ 100-202 приєднано до шин 202, на яких було модельовано 3-ф. КЗ, тому використання даних щодо потоків активної потужності цієї ПЛ в табл. 3 є доцільним в аспекті аналізу перехідного процесу. Наведення аналогічних даних, пов'язаних з ПЛ 2-5, що віддалена від місця 3-ф. КЗ, дає змогу одержати повніше уявлення про характер протікання електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС.

З табл. 3 видно, що виникнення 3-ф. КЗ на шинах 202 в 0,1 с призводить до зміни напрямку потоків потужності зазначеними ПЛ на протилежний в 0,101 с (крок чисельного інтегрування диференціальних рівнянь становив 10^{-3} с, тому значення реверсивних потоків потужності наведено, починаючи з 0,101 с). В нижніх рядках табл. 3 «*t max* реверс. потоку» та «*t max* потоку за поч. напр.» наведено максимальні значення потоку активної потужності та відповідні їм значення часу (у дужках) для реверсивного та «прямого» (початкового) напрямів відповідно. Останній рядок табл. 3 «*Max* відх. від почат. знач.» містить значення максимальних відхилень потоків активної потужності ПЛ від значень, що мали місце до виникнення 3-ф. КЗ на шинах 202.

Аналізуючи результати моделювання за першими трьома сценаріями (табл. 3), можна дійти висновку, що введення ЗГДГ замість частини генеруючих потужностей ТЕС позитивно впливає на показники електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС. В останньому рядку табл. 3 наведено значення максимальних відхилень потоків активної потужності ПЛ 100-202 та ПЛ 2-5 від тих, що мали місце до виникнення аварійного збурення режиму ЕЕС в 0,1 с модельованого процесу. Порівняння зазначених даних, визначених для трьох варіантів складу генеруючих потужностей ЕЕС відповідно до сценаріїв моделювання, свідчить, що за сценарію № 3 відхилення потоків активної потужності ПЛ 100-202 та ПЛ 2-5 від тих, що мали місце в початковому режимі, були найменшими. Однак априорі дійти такого висновку, очевидно, не можна, якщо керуватися лише визначенням сталої інерції ЕЕС на підставі виразу (10), який, скоріше, буде «схиляти» до протилежного висновку. Результати моделювання вказують на те, що під час виникнення електромеханічних перехідних процесів рух роторів ЗГДГ, введеної за сценаріями № 2 та № 3 замість частини генеруючих потужностей ТЕС, є синфазним (близьким до синфазного) з рухом ротора СГ 203, що залишився в роботі, хоча і зі значно меншим навантаженням. За таких умов під час визначення еквівалентної сталої інерції групи СГ, приєднаних до шин 203, більше підстав є для використання виразу (6), ніж виразу (10). За синфазного руху роторів СГ ЗГДГ збільшення кількості СГ в такій групі позитивно впливає на електромеханічні перехідні процеси, сприяючи збереженню стійкості ЕЕС під час аварійних збурень режиму.

Розглянемо результати, отримані за сценаріями № 4 та № 5, за яких сталі інерції СГ, приєднаних до шин 203, були значно меншими від сталих інерції СГ ЗГДГ, передбачених сценарієм № 3. Значення максимальних відхилень потоків активної потужності ПЛ від початкових значень, що мали місце до виникнення 3-ф. КЗ, перевищують ті, що мали місце за сценарієм № 1. На відміну від попередніх сценаріїв, досягнення максимальних значень реверсивних потоків за сценаріїв № 4 та № 5 настає вже після «вимкнення» 3-ф. КЗ на шинах 202. Заслужує на увагу також той факт, що «поведінка» СГ в ЗГДГ за таких сталих інерції та однакових навантажень може дещо відрізнятись. Приклад такої «поведінки» СГ за сценарію № 4 ілюструє рис. 4, де показано зміну у часі кутів роторів СГ 203 (рис. 4, а) та СГ 315 зі складу ЗГДГ (рис. 4, б), що мали навантаження по 100 МВт (для СГ 203 $P_{\text{ном}} = 1200$ МВт), та СГ 301 зі складу ЗГДГ (рис. 4, в) з навантаженням у 50 МВт (у «віконцях» графічного інтерфейсу зазначено екстремальні значення, яких набули кути роторів СГ).

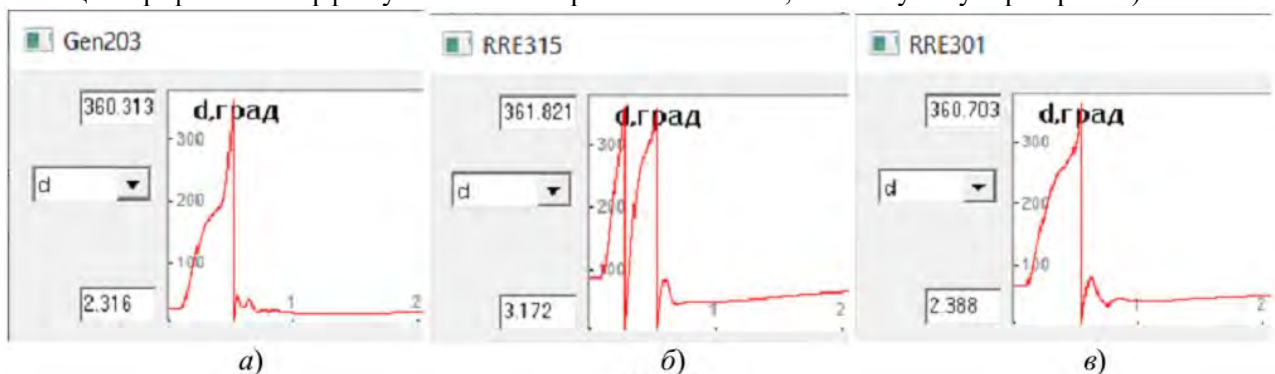


Рис. 4

У разі зростання сумарної потужності малоінерційних джерел генерування, зокрема ВДЕ, слід очікувати на суттєве зменшення часу розвитку асинхронних режимів. Такі висновки можна зробити на підставі результатів виконаних досліджень, частину з яких тут наведено. Для ілюстрації на рис. 5 показано фрагменти двох протоколів реєстрації подій та аналізу процесів під час моделювання електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС, де рис. 5, а стосується випадку, коли сталі інерції СГ ЗГДГ становили 0,178 с (за сценарієм № 4), а рис. 5, б – випадку, коли вони становили 0,118 с (за сценарієм № 5).



Рис. 5

З наведених фрагментів протоколів видно, що за малих сталих інерції СГ ЗГДГ час розвитку асинхронного режиму суттєво зменшується: у випадку, показаному на рис. 5, б, електричний центр коливаль зафіксовано вже о 0,28 с, ще до «вимкнення» 3-ф. КЗ на шинах 202. Така ж картина спостерігається і у випадку, який ілюструє рис. 5, а: відмінність полягає лише у дещо пізнішій (але не суттєво) фіксації електричного центру коливаль.

Висновки.

Отримані результати мають якісний, оцінювальний характер і стосуються випадків, коли замість генеруючих потужностей ТЕС вводять групи джерел генерування меншої одиничної потужності, зосереджених в одному місці.

Введення ЗГДГ замість частини генеруючих потужностей ТЕС, що залишаються в роботі з меншим навантаженням, може покращувати показники електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС, сприяючи збереженню стійкості ЕЕС під час аварійних збурень режиму.

Результати аналізу коливаль потоків активної потужності ПЛ, що поєднує 2 частини ЕЕС, свідчать, що зміна складу генеруючих потужностей, зосереджених в одній частині ЕЕС, не призводить до суттєвої зміни власних частот ЕЕС.

Отримані результати дають підстави вважати, що зі зміною складу генеруючих потужностей ЕЕС внаслідок введення в експлуатацію значної сумарної потужності малоінерційних джерел генерування, зокрема ВДЕ, зазнають змін динамічні характеристики ЕЕС, зокрема зменшиться час протікання електромеханічних перехідних процесів та час розвитку асинхронних режимів, виникне потреба переналаштування та удосконалення засобів системної автоматики для запобігання розвитку аварійних процесів в ЕЕС.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток елементів теорії, розроблення нових методів розрахунку та створення засобів для підвищення надійності та енергоефективності режимів і технологічних процесів в електроенергетичних та електротехнічних системах» (шифр «Режим-1», КПКВК 6541230) та за підтримки CRDF Global (грант G-202102-68020).

1. Boemer J.C, Gibescu M., Kling W.L. Dynamic Models for Transient Stability Analysis of Transmission and Distribution Systems with Distributed Generation: an overview. Paper accepted for presentation at 2009 IEEE Bucharest Power Tech Conference. Bucharest, Romania, June 28th - July 2nd, 2009. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1109/PTC.2009.5282177>

2. Zhan C., Wang Y., Yang X., Zhang X., Wu C., Chen Y. Relay Protection Coordination Integrated Optimal Placement and Sizing of Distributed Generation Sources in Distribution Networks. *IEEE Trans. on Smart Grid*. 2016. Vol. 7. No 1. Pp. 55–65. DOI: <https://doi.org/10.1109/TSG.2015.2420667>

3. Telukunta V., Pradhan J., Agrawal A., Singh M., Srivani S.G. Protection Challenges Under Bulk Penetration of Renewable Energy Resources in Power Systems: A Review. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*. 2017. Vol. 3. No 4. Pp. 365–379. DOI: <https://doi.org/10.17775/CSEEJPES.2017.00030>

4. Xu T., Jang W., Overbye T. Location-Dependent Impacts of Resource Inertia on Power System Oscillations. *Proceedings of the 5st Hawaii International Conference on System Sciences*. 2018. Pp. 2710-2715.
5. Kundur P. Power system stability and control. McGraw-Hill, 1994. 1176 p.
6. Буткевич О.Ф. Проблемно-орієнтований моніторинг режимів ОЕС України. *Техн. електродинаміка*. 2007. № 5. С. 39-52.
7. Крон Г. Исследование сложных систем по частям (диакоптика). М.: Наука, 1972. 544 с.
8. Хэпп Х. Диакоптика и электрические цепи. М.: Мир, 1974. 344 с.
9. Коваленко В.П. Эквивалентное преобразование сложных энергосистем. *Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт*. 1964. № 2. С. 182-190.
10. Гусейнов Ф.Г. Упрощение расчетных схем электрических систем. М.: Энергия, 1978. 184 с.

ON SOME INFLUENCES OF THE COMPOSITION OF GENERATING CAPACITIES ON DYNAMIC PROPERTIES OF POWER SYSTEMS

O.F. Butkevych^{1,2}, T.M. Hurieieva¹, V.V. Chyzhevskiy², N.T. Yunieieva¹

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

² National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: o.butkevych@gmail.com

The analysis results of the composition changes' impact in the power systems' (PSs) generating capacities on natural frequencies and electromechanical transient processes in the PSs are given. The cases when specified changes are a consequence of the introduction of generation sources groups which will partially replace the generating capacities of thermal power plants were considered. In this research well-known test two-area (4-machine) and 6-machine PS schemes were used. References 10, figures 5, tables 3.

Key words: power system, generating capacities, inertia constant, electromechanical transient processes, natural frequencies

1. Boemer J.C, Gibescu M., Kling W.L. Dynamic Models for Transient Stability Analysis of Transmission and Distribution Systems with Distributed Generation: an overview. Paper accepted for presentation at 2009 IEEE Bucharest Power Tech Conference. Bucharest, Romania, June 28th-July 2nd, 2009. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1109/PTC.2009.5282177>
2. Zhan C., Wang Y., Yang X., Zhang X., Wu C., Chen Y. Relay Protection Coordination Integrated Optimal Placement and Sizing of Distributed Generation Sources in Distribution Networks. *IEEE Trans. on Smart Grid*. 2016. Vol. 7. No 1. Pp. 55–65. DOI: <https://doi.org/10.1109/TSG.2015.2420667>
3. Telukunta V., Pradhan J., Agrawal A., Singh M., Srivani S.G. Protection Challenges Under Bulk Penetration of Renewable Energy Resources in Power Systems: A Review. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*. 2017. Vol. 3. No 4. Pp. 365–379. DOI: <https://doi.org/10.17775/CSEEJPES.2017.00030>
4. Xu T., Jang W., and Overbye T. Location-Dependent Impacts of Resource Inertia on Power System Oscillations. *Proceedings of the 5st Hawaii International Conference on System Sciences*. 2018. Pp. 2710-2715.
5. Kundur P. Power system stability and control. McGraw-Hill, 1994. 1176 p.
6. Butkevych O.F. Problem-oriented monitoring of the IPS modes of Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2007. No 5. Pp. 39-52. (Ukr)
7. Kron G. Diakoptics: A Piecewise Solution of Large-Scale Systems. Moskva: Nauka, 1972. 544 p. (Rus)
8. Happ H.H. Diakoptics and networks. Moskva: Mir, 1974. 344 p.
9. Kovalenko V.P. Equivalent transformation of complex power systems. *Izvestiia Akademii Nauk SSSR. Energetika i transport*. 1964. No 2. Pp. 182-190. (Rus)
10. Guseinov F.G. Simplification of design schemes of electrical systems. Moskva: Energiia, 1978. 184 p. (Rus)

Надійшла 21.09.2022

СУЧАСНІ ПРОБЛЕМИ ФУНКЦІОНУВАННЯ ТЕЦ УКРАЇНИ

Б.І. Басок^{1,2*}, чл.-кор. НАН України, **С.В. Дубовський**^{1**}, докт. техн. наук,

П.П. Куделя^{2***}, канд. техн. наук

¹Інститут технічної теплофізики НАН України,
вул. Марії Капніст, 2а, Київ, 03057, Україна.

²НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.

E-mail: borys.basok@gmail.com; s.w.dubovskoy@gmail.com; kud-petr@ukr.net

Надано аналіз стану, проблем та зовнішніх умов функціонування станцій комбінованого виробництва електричної і теплової енергії в Україні, а також їхніх змін під час воєнних дій. Розглянуто питання та надано пропозиції щодо вибору раціональних режимів роботи ТЕЦ в умовах дефіциту первинного палива, зниження електричних навантажень енергетичної системи, небезпеки пошкодження енергетичного обладнання під час воєнних дій та у період післявоєнного відновлення. Запропоновано розробити та запровадити у практику планування розвитку ТЕЦ критеріїв живучості станцій та приєднаних до них систем централізованого тепlopостачання. Бібл. 7, рис. 4.

Ключові слова: станції комбінованого виробництва, економія палива, техніко-економічні показники, воєнні дії, пошкодження обладнання, живучість.

Вступ. У зв'язку з проведенням політики декарбонізації енергетики на основі інтенсивного розвитку переривчастих джерел відновлюваної енергії та енергоефективності, введення обмежень на використання нафти та вугілля, повсюдним впровадженням лібералізованих ринків енергії та палива, функціонування та розвиток ТЕЦ у світі та в Україні відбуваються в останні роки в умовах швидких і суттєвих змін зовнішніх чинників. У першу чергу вони торкаються обсягів та режимів виробництва електричної енергії і теплоти в умовах конкуренції, механізмів ціноутворення на покупні палива та види виробленої енергетичної продукції, норм і правил оподаткування викидів тощо. Проблемам адаптації ТЕЦ до нових умов роботи присвячено велику кількість праць, більшість з яких пов'язана, зокрема, із забезпечення економічної стійкості та інвестиційної привабливості ТЕЦ за високих цін на первинне паливо та високої питомої ваги переривчастих відновлюваних джерел енергії. Ці питання проаналізовано, зокрема, у [1, 2], в тому числі в аспекті економічної підтримки ТЕЦ. Робота ТЕЦ на конкурентному ринку електричної енергії потребує переходу від базових режимів навантажень за тепловим графіком на режим роздільної підтримки електричних навантажень енергетичної системи разом з тепловими. Досвід забезпечення таких режимів з використанням можливостей джерел та елементів систем централізованого тепlopостачання розглянуто, зокрема, у [3]. Безпосередній вплив на конкурентний стан ТЕЦ, як і на заходи їхнього зовнішньої економічної підтримки справляють методи розподілу витрат між видами її продукції. Аналіз методів розподілу витрат в умовах повністю або частково лібералізованих ринках енергії, а також досвід їх використання у країнах ЄС наведено у [4].

Додаткові проблеми ТЕЦ виникли внаслідок воєнної агресії РФ на території України. Вони пов'язані з ускладнення умов паливопостачання, зростанням цін та дефіцитності палив, змінами обсягів та режимів виробництва тощо, з захистом персоналу станцій, а також із запобіганням та подоланням наслідків фізичних пошкоджень енергетичного обладнання під час воєнних дій.

Основні мета та завдання цієї роботи полягають у аналізі існуючого технічного та економічного стану і проблем комбінованого виробництва електричної енергії і теплоти в Україні та доцільних шляхів їхнього вирішення в існуючих умовах.

Технічний стан станцій комбінованого виробництва довоєнного періоду. Україна має давні традиції у сфері комбінованого виробництва. Зовнішній відпуск теплоти з відпрацьованою парою здійснюють всі електричні станції України, включаючи АЕС і конденсаційні ТЕС (надалі – ТЕС генеруючих компаній, скорочено – ТЕС ГК), але домінуючу роль відіграють ТЕЦ загального користування (надалі – опалювальні ТЕЦ), включені у склад ОЕС України.

© Басок Б.І., Дубовський С.В., Куделя П.П., 2022

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-8935-4248>; ** <https://orcid.org/0000-0001-9418-2092>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-4941-5795>

Найбільший розвиток ТЕЦ одержали в Україні у 60–90-х рр. минулого століття, забезпечуючи покриття третини сумарних теплових навантажень СЦТ міст і промислових зон, до 20% виробництва електричної енергії ТЕС. Однак надалі обсяг комбінованого виробництва теплової і електричної енергії монотонно знижувався (рис. 1) [5].

Загальна встановлена електрична потужність ТЕЦ України за даними НЕК «Укренерго» на початок 2022 р. складала 6115 МВт або 10,98% від встановленої потужності енергосистеми, річне виробництво електричної енергії у 2020 р. – 12798,2 млн. кВт·год або 8,6% від виробництва всіма електричними станціями та 24,4% – від виробництва ТЕС.

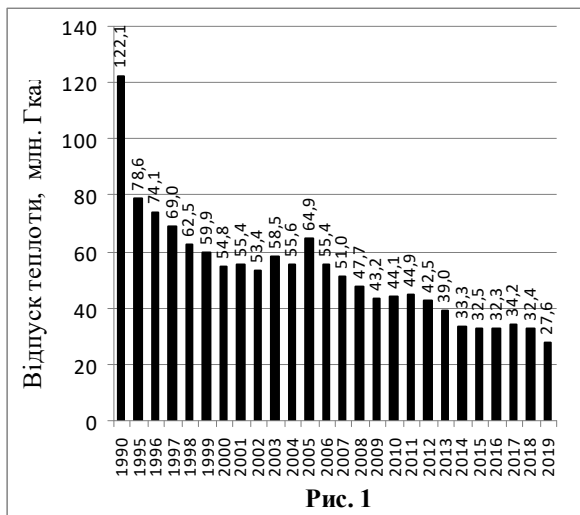


Рис. 1

Встановлена теплова потужність електростанцій різних типів (за відпуском теплоти з відпрацьованою парою) у 2015 р. складала 8,2 тис. Гкал/год або 22,8% від загальної потужності теплоджерел СЦТ [6]. В тому числі ТЕС ГК – 5,41 Гкал/год, АЕС- 2,56 Гкал/год, ТЕЦ загального користування – 6,2 Гкал/год. Теплова потужність ТЕС ГК та АЕС порівняно з 2005 р. не змінилася, а опалювальних ТЕЦ – знизилася на третину.

Близько 70% встановленої електричної потужності опалювальних ТЕЦ розміщено на 23 станціях потужністю вище 20 МВт, найбільшими з яких є Київські ТЕЦ-5 та ТЕЦ-6 і Харківська ТЕЦ. Енергетичне обладнання станцій розрізняється за віком, технологічним рівнем енергетичного обладнання (характеризується початковим тиском пари) та за типом основного палива. Розподіл встанов-

леного обладнання опалювальних ТЕЦ за означеними параметрами, наведений на рис. 2, показує, що більшість з них розрахована на спалювання природного газу. Під час його побудови використано дані щорічних звітів НКРЕКП України.

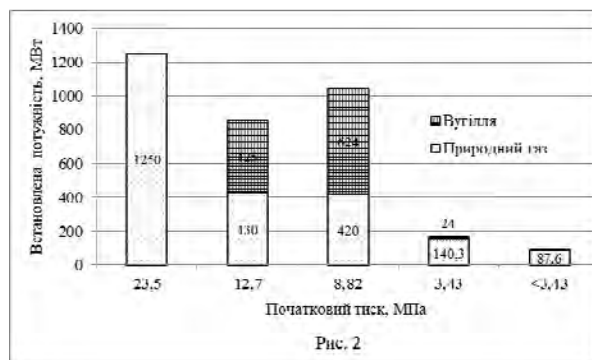


Рис. 2

Склад технологічного обладнання ТЕЦ є досить різноманітним. Домінуюча роль у виробництві теплової і електричної енергії належить з відносно сучасним обладнанням на початковий тиск пари 12,8 МПа та 23,5 МПа, введеним у дію у 70-х- 80-х роках минулого століття. Поряд із цим, в експлуатації знаходиться і занадто морально та фізично застаріле обладнання технологічного рівня 40-х -60-х років, збереженню якого довгий час сприяла політика державного протекціонізму. У зв'язку з цим, в Україні здавна існує проблема докорінного переобладнання існуючих ТЕЦ з підвищенням економіч-

ності, екологічності та надійності.

Серед великих блочних станцій ОЕС України конденсаційного типу найбільшим виробником

теплоти на базі ядерної енергії є Запорізька АЕС, на базі вугілля – Дніпровська ТЕС (рис. 3).

Економічні проблеми ТЕЦ. Станції комбінованого виробництва в Україні довгий час були позбавлені проблем ринкової конкуренції, працюючи за регульованими беззбитковими тарифами, що покривали виробничу вартість з певною нормою прибутку (т.з. принцип «собівартість +»). Зазначений принцип не сприяв зниженню собівартості виробництва, що зумовило застиглість технологічного стану ТЕЦ.

Однак впровадження в Україні лібералізованого ринку електричної енергії, що почав діяти з

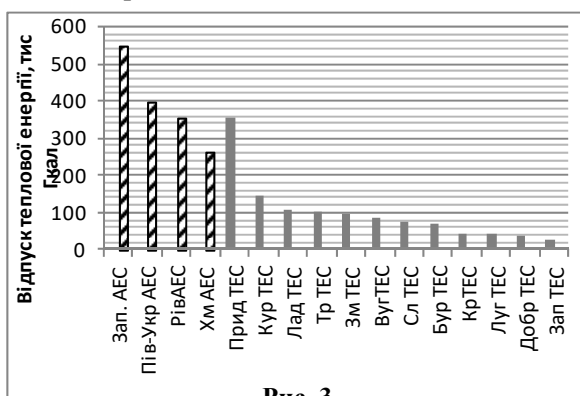


Рис. 3

2019 р., поставило ТЕЦ у складне становище – ціни на електричну енергію від ТЕЦ на газі виявилися вищими, ніж відповідні конкурентні ціни ТЕС ГК. Ціни (тарифи) на теплову енергію від ТЕЦ залишаються регульованими, однак їхні рівні залежать від типу та стану станції, цін на паливо для виробництва теплової енергії, а також методики поділу витрат на електричну і теплову енергію, розроблення яких віддане на розсуд ТЕЦ. Це призводить разом до значного розкиду тарифів на теплову енергію (як можна бачити з рис. 4, де наведено зіставлення тарифів, затверджених для різних станцій комбінованого виробництва за даними річних звітів НКРЕКП).

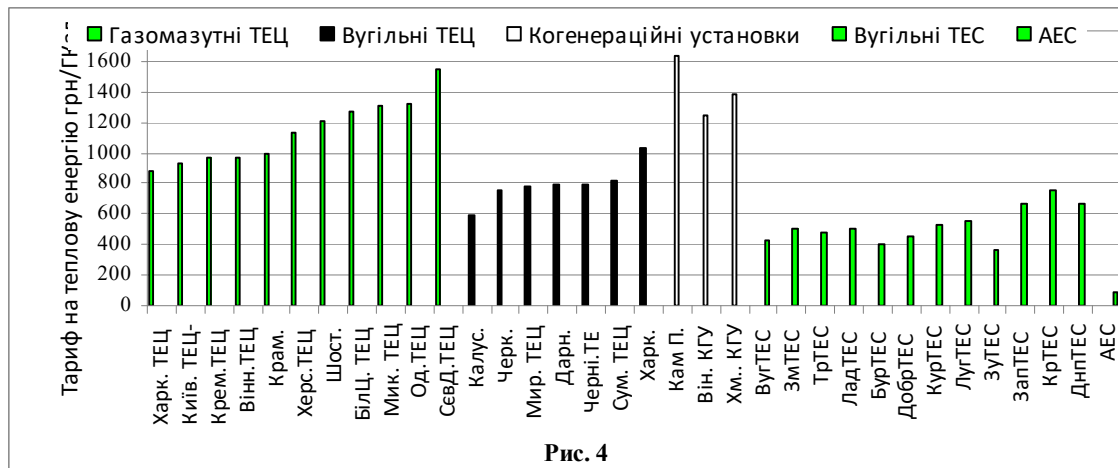


Рис. 4

Внаслідок високих витрат на експлуатацію і підтримку технологічно застарілих теплових мереж газові ТЕЦ програють конкуренцію кращим автономним (будинковим) котельним, що не сприяє розвитку когенерації у СЦТ. Виведення газових ТЕЦ із стану економічної неспроможності було б можливим за рахунок переведення на більш дешеві види палива (вугілля). Однак зазначений напрям входить у колізію із світовою тенденцією щодо припинення використання вугілля як джерела парникових викидів. У зв'язку з невизначеністю шляхів подальшого технологічного розвитку ТЕЦ виникає необхідність збереження на певний час політики державного протекціонізму, щоправда, із зміною форм її здійснення.

Тут може стати на пригоді відповідна практика країн ЄС, де ТЕЦ працюють в умовах конкуренції на ринках електроенергії і теплоти багато років. Через низькі оптові ціни на електроенергію та високі ціни на паливо когенерація на газі у багатьох країнах Європи є економічно невигідною [3, 4]. У зв'язку з цим були розроблені різні методи економічної підтримки ТЕЦ і разом з тим захисту інтересів теплових споживачів, які могли би використовуватися і в Україні.

Особливості функціонування ТЕЦ у період воєнних дій. Різкі зміни умов функціонування ТЕЦ в останні роки виникли під час пандемії коронавірусу 2020 р. і продовжилися внаслідок газової кризи на тлі спроб введення в експлуатацію газопроводу «Північний потік-2» з безпрецедентним зростанням ринкових цін на газ та інші види палив. Врешті решт розпочалася воєнна агресія РФ, яка вплинула на роботу енергетики країни, спричинивши фізичні пошкодження енергетичного обладнання кількох ТЕЦ внаслідок обстрілів, суттєво ускладнивши умови паливостачання станцій, а також через зростання цін на паливо внаслідок впровадження санкцій з боку країн Європи.

Пошкодження технологічного обладнання внаслідок воєнних дій. Згідно відкритих даних ЗМІ, найбільші пошкодження енергетичного обладнання, будівель і споруд внаслідок воєнних дій отримали Кременчуцька ТЕЦ, Чернігівська ТЕЦ, Сумська ТЕЦ та Охтирська ТЕЦ. На Кременчуцькій ТЕЦ залишилися без теплостачання близько 35 % населення міста. Відновлення ТЕЦ може зайняти значний час і оцінюється попередньо у 500-800 млн. грн. Охтирська ТЕЦ, яка є єдиним постачальником послуг опалення та гарячого водопостачання населення, бюджетних установ та інших споживачів м. Охтирка вважається зруйнованою повністю. Чернігівська ТЕЦ та Сумська ТЕЦ відбулися частковими пошкодженнями основного обладнання, які піддаються усуненню.

Зміни умов постачання паливно-енергетичних ресурсів. Природний газ. В умовах воєнних дій власний видобуток природного газу в останні місяці знизився несуттєво, за різними даними – на 4-15 % порівняно із довоєнним часом, оскільки основні родовища природного газу знаходяться поза зон ведення активних воєнних дій. У сховищах перебуває близько 9 млрд. м³ природного газу. Існує можливість завантаження у сховища ще 13-14 млрд. м³. Для забезпечення населення у довоєнний

період було потрібно 14-15 мільярдів м³ природного газу, проте через масовий виїзд населення за межі України споживання знизилося приблизно на третину. Також суттєво впав промисловий попит, у тому числі через втрату 30% металургійного виробництва. В той же час, у зв'язку з поверненням частини населення з евакуації та відновленням роботи частки підприємств, виникнення певного дефіциту природного газу в період опалювального сезону все ж уявляється можливим. Це потребує вжиття заходів як з максимального скорочення споживання газу на ТЕЦ, так і його заміщення іншими видами палива. З метою захисту населення від високих цін на опалення ціна на газ для потреб виробництва теплової енергії підприємствами КТП до квітня наступного року постановою КМУ зафіксована. Ціна газу для промисловості, в тому числі для потреб виробництва електричної енергії, залишається ринковою. У зв'язку з цим важливо не припустити перекладання витрат енергії електричної енергії на теплову на рівні ТЕЦ.

Вугілля. В умовах воєнних дій постачання ТЕС і ТЕЦ вугіллям власного видобутку погіршилося. Видобуток вугілля на державних шахтах знизився, виникають проблеми з його відвантаженням через обстріли залізничних колій та часові обмеження – вивезення стало можливим зараз тільки вдень. Ціни на вугілля на європейських біржах суттєво зросли, а його доставку морським транспортом фактично заблоковано [8]. У зв'язку з цим необхідно вжити всі можливі заходи для підтримки дій недержавних вугільних ТЕЦ із самозабезпечення вугіллям.

Ядерне паливо. Запасів палива для АЕС достатньо для 5-6 років їхньої роботи. Основна проблема галузі – необхідність використання сховища опроміненого палива (ХОЯП) на Запорізькій АЕС, контроль над яким відсутній. У зв'язку з цим необхідне спорудження нового сховища, що є цілком можливим [6]. Виходячи з цього, АЕС в умовах воєнного часу стають основним джерелом електричної енергії в Україні

Гідроенергія. Внаслідок суттєвого зниження електричних навантажень ОЕС України питома вага ГЕС та ГАЕС як інструмента балансування АЕС та ВДЕ зростає. Це створює можливість ефективної підтримки ГЕН системи з високим рівнем генерації АЕС навіть в умовах дефіциту палива для маневрених ТЕС і ТЕЦ.

Оптимізація роботи ТЕЦ. Через суттєве зниження електроспоживання (за різними даними – на 30-40% від довоєнного періоду) в ОЕС України з'явилася можливість покриття власного попиту на електричну енергію за рахунок, переважно, ядерної та гідроенергії. У зв'язку з цим слід очікувати на певні обмеження щодо використання ТЕЦ в енергосистемі як базових джерел електричної енергії з наступних причин: збільшення системної ціни електричної енергії внаслідок витіснення ТЕЦ більш дешевою генерацією АЕС з базової частини ГЕН ОЕС; витіснення з базової частини ГЕН маневрених енергоблоків ТЕС; зниження доступного ресурсу природного газу для опалення населення та промисловості; збільшення викидів шкідливих речовин та парникових газів з продуктами згоряння.

Найбільших обмежень слід очікувати для ТЕЦ з високими значеннями питомого виробітку електроенергії на тепловому споживанні. Пояснюється це тим, що економія первинної енергії в системі внаслідок роботи ТЕЦ відбувається за рахунок скорочення споживання палив КЕС і котельними СЦТ внаслідок зниження ними відпуску електричної і теплової енергії на величини їхнього відпуску від ТЕЦ. Якщо ТЕЦ і котельня працюють на однаковому паливі з близькими значеннями теплового ККД, що звичайно має місце, то економію енергії первинного палива в системі можна оцінити як: $\Delta B \approx E(\eta_{\text{кес}}^{-1} - \eta_{\text{тец}}^{-1})$, де ΔB – економія енергії первинного палива, МВтг; E – відпуск електричної енергії від ТЕЦ, МВтг; $\eta_{\text{тец}}$ – повний (енергетичний) ККД ТЕЦ; $\eta_{\text{кес}}$ – електричний ККД КЕС. Для конденсаційних паротурбінних установок вугільних та атомних станцій величина електричного ККД може бути орієнтовно оцінена у $\eta_{\text{кес}} = 0,33$, повний ККД ТЕЦ – у $\eta_{\text{тец}} = 0,85$.

Економічний ефект, що утворюється внаслідок скорочення витрат первинної енергії в системі, може бути визначений у грошовому вимірі наступним чином: $\Delta C \approx E(c_{\text{кес}} b_{\text{кес}} - c_{\text{тец}} b_{\text{тец}})$, де $c_{\text{кес}}$, $c_{\text{тец}}$ – ціна одиниці умовного палива на КЕС і ТЕЦ, відповідно, грн./МВтг. З цього виразу видно, що за певного відношення цін на паливо ТЕЦ і КЕС $c_{\text{тец}}/c_{\text{кес}} > b_{\text{кес}}/b_{\text{тец}}$ грошовий еквівалент економії палива стає від'ємним і його абсолютне значення зростає пропорційно відпуску електричної енергії від ТЕЦ. Тобто за високих цін і дефіцитності палива для ТЕЦ порівняно з паливом для КЕС і наявності вільних потужностей і паливних ресурсів на КЕС, виробництво електроенергії на ТЕЦ збільшує не тільки середню ціну генерації електричної енергії в системі, але й дефіцит палива для генерації електроенергії на ТЕЦ. Збитки від використання комбінованого виробництва особливо

значні у випадку ТЕЦ на газі, а КЕС – на ядерній енергії. На сьогоднішній день $c_{\text{тец}} \approx 3145$ грн./МВтг, $c_{\text{кес}} \approx 42,4$ грн./МВтг і економічний ефект від комбінованого виробництва на 1 МВтг електроенергії, відпущеної від ТЕЦ становить: $\Delta C \approx 1(42,4/0,33 - 3145/0,85) \approx 128,5 - 3700 = -3571,5$.

В залежності від ролі ТЕЦ у місцевому електро- та тепlopостачанні та технологічного стану станції у разі виникнення суттєвого дефіциту газу та запровадження обмежень на видачу потужності з боку ОЕС можливе:

- зниження генерації ТЕЦ до технологічного мінімуму з підтримкою власних потреб паротурбінних установок (ПТУ) та пікових водогрійних котлів (ПВК);
- виведення ПТУ у холодний резерв з переходом на роботу за допомогою ПВК за достатності зовнішнього джерела власних потреб станції;
- відтермінування повного відновлення ТЕЦ із значними пошкодженнями основного обладнання на наступний рік із терміновим спорудженням заміщуючих котелень на біопаливі або природному газі.

Заходи безпеки. Головне – забезпечення заходів щодо збереження життя та здоров'я робітників ТЕЦ внаслідок можливих пошкоджень військовою зброєю та необхідних дій з мінімізації небезпечного розвитку та ліквідації наслідків аварій внаслідок критичних пошкоджень технологічного обладнання: підготовка і неухильне використання надійних сховищ, додержання норм і правил громадянської безпеки персоналом станцій; виявлення та мінімізація використання в особовий період найбільш небезпечних та вразливих вузлів енергетичного обладнання, що потребують присутності експлуатаційного персоналу; розроблення варіантних планів дій та робочих інструкцій щодо норм безпеки, ліквідації наслідків та запобігання розвитку аварій енергетичного обладнання внаслідок воєнних дій.

Перспективні заходи. У найближчій перспективі (>1–2х років) на існуючих ТЕЦ буде доцільним впровадження заходів з енергозбереження та підвищення маневреності: запровадження систем глибокого охолодження вихідних газів; встановлення теплонасосних установок – утилізаторів теплових втрат ТЕЦ з можливістю зниження рівня споживання природного газу, здешевлення теплової енергії, забезпечення участі ТЕЦ у регулюванні електричних навантажень ОЕС; оснащення ТЕЦ тепловими акумуляторами для гнучкого регулювання електричних і теплових навантажень.

Також необхідно розробити та враховувати у розробках планів розвитку систем тепlopостачання критерії живучості підчас воєнних дій; віддавати перевагу розосередженим системам тепло- і електропостачання на місцевих первинних ресурсах (ВДЕ, біопаливо, торф тощо).

Висновки.

Сучасні проблеми функціонування та розвитку ТЕЦ в Україні пов'язані із збереженням персоналу та енергетичного обладнання в умовах воєнних дій, оптимізацією режимів використання теплосилового обладнання з метою скорочення споживання палива для виробництва електричної енергії, переглядом планів розвитку ТЕЦ та теплових мереж із забезпеченням їхньої максимальної живучості в період воєнних дій.

1. Pastore L.M., Basso G.L., de Santoli L. Can the renewable energy share increase in electricity and gas grids takes out the competitiveness of gas-driven combined heat and power plants for distributed generation? *Energy*. 2022. Vol. 256. 124659
2. Kavvadias K.C. Energy price spread as a driving force for combined generation investments: A view on Europe. *Energy*. 2016. Vol. 115. Part 3. Pp. 1632-1639
3. Golmohamadi H., Larsen K.G., Jensen P.G., Hasrat I.R. Integration of flexibility potentials of district heating systems into electricity markets: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2022. Vol. 159. 112200.
4. Noussan M. Allocation factors in Combined Heat and Power systems – Comparison of different methods in real applications. *Energy Conversion and Management*. 2018. Vol. 173. Pp. 516-526.
5. Басок Б.І., Новосельцев О.В., Дубовський С.В., Базєєв Є.Т. Теплозабезпечення населених пунктів. Енергоефективність. Інновації. Енергоменеджмент. К.: Наукова думка, 2020. 243 с.
6. Куц Г.О., Малярєнко О.Є., Станиціна В.В., Богословська О.Ю. Оцінка стану та прогноз структури споживання палива та енергії для систем тепlopостачання України з урахуванням регіональних особливостей. *Проблеми загальної енергетики*. 2017. № 4 (51). С. 23-32.
7. Україна повністю відмовилася від російського ядерного палива від початку війни. Запас на складах на п'ять – шість років. URL: <https://forbes.ua/ru/news/ukraina-povnistyu-vidmovilas-vid-rosiyskogo-yadernogo-paliva-z-pochatku-viyni-zapas-na-skladakh-na-5-6-rokiv-02052022-5768> (дата звернення: 21.05.2022).

MODERN PROBLEMS OF CHP FUNCTIONING IN UKRAINE

B.I. Basok^{1,2}, S.V. Dubovskyi¹, P.P. Kudelya²

¹ Institute of Engineering Thermophysics National Academy of Sciences of Ukraine,
2a, M. Kapnist str., Kyiv, 03057, Ukraine.

² National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,
37, Peremohy av., Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: borys.basok@gmail.com; s.w.dubovskoy@gmail.com; kud-petr@ukr.net

A brief analysis of the state, problems and external conditions of operation of combined heat and power plants in Ukraine, as well as their changes during hostilities. Issues and proposals for the choice of rational modes of operation of CHP in the conditions of primary fuel shortage, reduction of electrical loads of the energy system, the risk of possible damage to energy equipment during hostilities and in the postwar recovery. It is proposed to develop and implement in the practice of planning the development of survivability criteria of stations with connected district heating systems. References 7, figures 4.

Key words: combined heat and power plant, reduction of natural gas consumption, technical and economic indicators, military actions, equipment damage, survivability.

1. Pastore L.M., Basso G.L., de Santoli L. Can the renewable energy share increase in electricity and gas grids takes out the competitiveness of gas-driven combined heat and power plants for distributed generation? *Energy*. 2022. Vol. 256. 124659
2. Kavvadias K.C. Energy price spread as a driving force for combined generation investments: A view on Europe. *Energy*. 2016. Vol. 115. Part 3. Pp. 1632-1639
3. Golmohamadi H., Larsen K.G., Jensen P.G., Hasrat I.R. Integration of flexibility potentials of district heating systems into electricity markets: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2022. Vol. 159. 112200.
4. Noussan M. Allocation factors in Combined Heat and Power systems – Comparison of different methods in real applications. *Energy Conversion and Management*. 2018. Vol. 173. Pp. 516-526.
5. Basok B.I., Novoseltsev O.V., Dubovskyi S.V., Bazieiev Ye.T. Heat supply of settlements. Energy efficiency. Innovation. Energy management. Kyiv: Naukova dumka, 2020. 243 p. (Ukr)
6. Kuts H.O., Maliarenko O.Ie., Stanytsina V.V., Bohoslovska O.Iu. Assessment of the state and forecast of the structure of fuel and energy consumption for heat supply systems of Ukraine taking into account regional peculiarities. *Problemy zahalnoi enerhetyky*. 2017. No 4(51). Pp. 23-32. (Ukr)
7. Ukraina povnist'yu vidmovilas' vid rosiyskogo yadernogo paliva z pochatku viyny. Zapas na skladakh na piat' – shist' rokiv. URL: <https://forbes.ua/ru/news/ukraina-povnistyu-vidmovilas-vid-rosiyskogo-yadernogo-paliva-z-pochatku-viyni-zapas-na-skladakh-na-5-6-rokiv-02052022-5768> (accessed at: 21.05.2022). (Ukr).

Надійшла 31.05.2022
Остаточний варіант 04.08.2022

АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ ПРИ ПОСТАНОВЦІ ЛЕП ЗМІННОГО СТРУМУ ПІД НАПРУГУ В ГІБРИДНИХ ЕНЕРГОСИСТЕМАХ

О.Г. Шполянський*, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: shpolyanskyv@ied.org.ua

Проведено аналіз перехідних процесів, що виникають під час постановки повітряної лінії електропересилання (ЛЕП) 750 кВ під напругу в гібридній енергосистемі (ГЕ). Показано, що подача живлення на ЛЕП з боку передачі постійного струму високої напруги (ПСВН) дає змогу застосувати засоби керування перетворювачем для обмеження величини комутаційної перенапруги і аперіодичної складової струмів. Це надає змогу розширити перелік традиційних для енергосистем змінного струму заходів підвищення режимної безпеки. Бібл. 8, табл. 2, рис. 1.

Ключові слова: перехідний процес, гібридна енергосистема, комутаційна перенапруга, аперіодичний струм, постановка під напругу, лінія електропересилання.

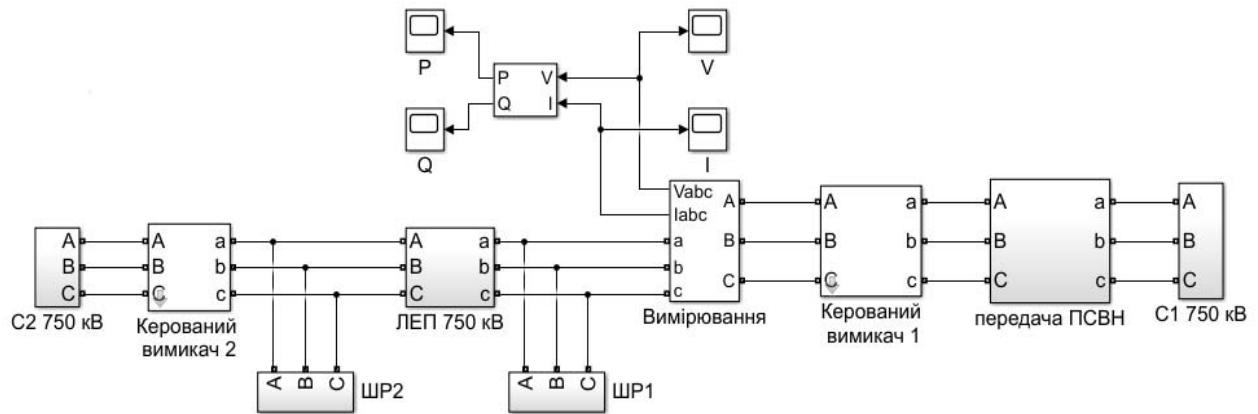
Вступ. Існує декілька причин виникнення перехідних процесів в енергосистемах. Серед найбільш розповсюджених: підключення або відключення елементів енергосистеми, поява коротких замикань, різка зміна величини навантаження і генерації. Перебіг перехідних процесів в енергосистемах залежить від багатьох факторів: параметрів лінії електропересилання, рівнів компенсації зарядної потужності, еквівалентних опорів систем, моментів здійснення комутацій та інших. Поява у складі традиційних енергосистем джерел генерації, перетворення та передачі електроенергії постійного струму призвела до утворення гібридних енергосистем. Один з основних елементів ГЕ – є передача постійного струму високої напруги. Вона була створена як конкурентоспроможна та приваблива альтернатива передачам змінного струму. Існують певні умови, за яких передача на постійному струмі буде більш ефективною з економічної точки зору, ніж на змінному. Також, вони використовуються для з'єднання енергосистем, які можуть мати різну частоту струму і діапазон її коливання. Завдяки легкості контролю передачі потужності, передачі ПСВН продемонстрували значний стабілізуючий вплив в системах живлення змінного струму. Швидкий відгук передач ПСВН за активною потужністю використовується задля підвищення гнучкості та стабільності роботи електричних мереж [1, 2]. Разом з цим розширився перелік чинників, що мають вплив на характер та параметри перехідних процесів. Зокрема, від параметрів налаштування контролера перетворювача, розташування лінії постійного струму та, в деяких випадках, реверсивності потоку потужності залежить здатність передач ПСВН впливати на стабільність системи [3]. Контролери перетворювальних підстанцій мають велике значення для забезпечення згасання перехідних процесів. За першого ж збурення за короткий час система може стати нестабільною.

Постановка лінії електропередачі ЛЕП під напругу в нормальних режимах роботи енергосистеми є одним з етапів зміни конфігурації електричної мережі задля перерозподілу протікання потоків активної і реактивної енергії. У післяаварійних режимах ця операція є етапом відновлення електропостачання. З огляду на це, дослідження перехідних процесів під час постановки ЛЕП під напругу має беззаперечну актуальність.

Мета роботи. Визначити та порівняти вплив налаштувань контролера керування перетворювачем передачі ПСВН зі сторони ЛЕП 750 кВ на параметри перехідного процесу під час постановки її під напругу.

Опис моделі. Для проведення досліджень перехідних процесів в гібридній енергосистемі було розроблено імітаційну модель, яку показано на рисунку. Вона включає в себе два вузли електричної мережі 750 кВ (С1 і С2), які з'єднані між собою ЛЕП 750 кВ з шунтувальними реакторами по її кінцям (ШР1 і ШР2), та передачею ПСВН напругою ± 400 кВ. До передачі ПСВН входить повітряна лінія довжиною 150 км та перетворювальні підстанції на її кінцях, до складу яких

входять перетворювачі електроенергії змінного струму на електроенергію постійного струму, та навпаки. Управління перетворювачами здійснюється таким чином, щоб підтримувати їхню вихідну напругу на певному рівні. За англійською термінологією це Voltage Source Converter (VSC), тобто перетворювач – джерело напруги (ПДН). За прототип моделі передачі ПСВН взято модель Matlab/Simulink [4].



Самокомутація з ПДН дає змогу підключати повністю знеструмлені мережі змінного струму, тобто перетворювач може бути використаний для синтезу трифазної напруги як віртуальний синхронний генератор. Динамічна підтримка змінної напруги на терміналах перетворювача покращує стабільність напруги [5, 6].

Контролер перетворювача з постійного на змінний струм працював в режимі регулювання напруги постійного струму і реактивної потужності. Це дає змогу регулювати напругу змінного струму і кут для управління потужністю [7]. Управління вихідною напругою здійснювалося регуляторами за величинами вхідної напруги і струму, що протікає через перетворювач. Ці регулятори діяли за пропорційно-інтегральним принципом.

Реактивні опори обох систем склали 38 Ом. Погонні параметри повітряної лінії постійного струму були такі: активний опір – 0.01173 Ом/км, індуктивність – 3.0988e-003 Гн/км, ємність – 1.0343e-008 Ф/км. Погонні параметри прямої та нульової послідовностей повітряної лінії змінного струму: активний опір – 0.014 і 0.1698 Ом/км, індуктивність – 0.9836e-3 і 2.0882e-3 Гн/км, ємність – 12.4e-9 і 8.89e-9 Ф/км. Довжина лінії змінного струму – 200 км. В моделі вона була представлена як лінія з розподіленими параметрами. Індуктивність шунтувального реактора – 5.9842 Гн. Обмежувачі перенапруги в моделі не застосовувалися.

По кінцях лінії змінного струму вимірювалися фазні напруги і струми. Під час моделювання вважалося, що передача постійного струму живиться від системи С1 і знаходиться під напругою. Вимикачі обладнано пристроями керованої комутації, що дає змогу вмикати та вимикати кожен фазу вимикача окремо у заданий момент часу.

Дослідження перехідних процесів. Під час постановки ЛЕП під напругу можуть виникати комутаційні перенапруги та довготривалі аперіодичні струми. Комутаційні перенапруги негативно впливають на ізоляцію електротехнічного обладнання і можуть стати причиною коротких замикань, а аперіодичні струми можуть суттєво ускладнити або навіть зробити неможливим відключення лінійних елегазових вимикачів (ЕВ) [8]. Задля визначення характеристик комутаційної перенапруги і аперіодичних струмів було здійснено серію моделювань перехідних процесів із різним ступенем компенсації зарядної потужності ЛЕП змінного струму та моменту комутації. Також, змінювалися деякі параметри контролера перетворювача з постійного струму на змінний: межі регулювання реактивної потужності ΔQ , коефіцієнти підсилення інтегральних ланок регулятора постійної напруги K_i^V і регулятора струму, що протікає через перетворювач, K_i^I . За замовчуванням ці параметри мали значення: $\Delta Q = \pm 0,5$; $K_i^V = 40$; $K_i^I = 6$ [4]. Перехідний процес моделювався протягом 4 секунд. Комутації лінійних вимикачів відбувалися окремо в кожній фазі після моменту часу 1,3 с від початку моделювання. Така досить довга витримка була обрана для того, щоб уникнути впливу на результати від перехідних процесів в передачі ПСВН після її включення в роботу. В таблицях з результатами досліджень перехідних процесів в ГЕ зазначено порядковий номер дослідження, місце приєднання ШР до

ЛЕП змінного струму (П – на початку, К – в кінці), максимальна амплітуда напруги у фазах на початку і в кінці ЛЕП змінного струму, максимальне значення аперіодичної складової струму у фазах.

Відомо, що в мережах змінного струму найменші рівні комутаційної перенапруги спостерігаються, коли комутації здійснюються при проходженні кривої напруги через нуль. Але в цьому випадку величини аперіодичних складових комутаційних струмів є найбільшими. Крім того, важливою є швидкість згасання аперіодичної складової струму. Результати моделювання перехідних процесів наведено у табл. 1.

Таблиця 1

| № досліджу | Місце ШР | U _{max} початку, кВ | | | U _{max} кінця, кВ | | | I _{dc} , % | | |
|------------|----------|------------------------------|-------|-------|----------------------------|-------|-------|---------------------|---------|---------|
| | | A | B | C | A | B | C | A | B | C |
| 1 | П,К | 642,8 | 643,6 | 638,9 | 641,7 | 646,3 | 628,9 | 1 049,0 | 1 093,0 | 1 021,0 |
| 2 | П | 627,1 | 635,7 | 630,3 | 640,6 | 647,7 | 645,0 | 1 042,0 | 939,1 | 1 079,0 |
| 3 | К | 624,7 | 637,7 | 628,2 | 622,0 | 638,9 | 624,9 | 436,1 | 371,4 | 362,0 |
| 4 | П,К | 643,3 | 662,6 | 649,9 | 641,5 | 672,6 | 674,4 | 756,5 | 803,8 | 823,5 |
| 5 | П | 711,3 | 663,9 | 698,2 | 736,6 | 670,5 | 724,7 | 844,0 | 1 069,0 | 871,9 |
| 6 | К | 710,2 | 685,8 | 697,9 | 728,7 | 678,9 | 678,2 | 317,0 | 287,3 | 255,3 |

В досліджах 1 – 3 параметри контролера перетворювача були налаштовані за замовчуванням [4]. Бачимо, що ні на початку, ні в кінці ЛЕП 750 кВ перенапруги не спостерігаються. Наявне лише незначне перевищення максимально припустимої величини фазної амплітуди напруги (643 кВ) в досліджах 1 і 2. В досліді 3 напруга підчас перехідного процесу не виходить за припустимі межі. Ступень компенсації реактивної потужності в цьому режимі має незначний вплив на величини перенапруги. Максимальні аперіодичні струми у фазах у разі підключення ШР на початку і з обох кінців ЛЕП 750 кВ – співставні і складають приблизно 940–1090 %. Але характер їхнього згасання різний. В досліді 1 аперіодичні струми згасають швидше. У кінці періоду моделювання вони становлять 145–160 %. А в досліді 2 – 273–317 %. Під час підключення ШР тільки у кінці ЛЕП 750 кВ спостерігаються значно менші величини аперіодичних складових струму 362–436 %. Вони згасають швидше, ніж в досліді 1 і 2 та наприкінці періоду моделювання становлять приблизно 5–17,5 %.

Задля зменшення аперіодичної складової струму перехідного процесу було зменшено інтегральний коефіцієнт підсилення регулятора внутрішнього струму K_i^I з 6 до 4 (досліді 4 – 6). Результати моделювання показали, що найбільше зростання напруги у фазах при двох підключених групах ШР склало приблизно 7 %. У разі підключення на початку або у кінці ЛЕП 750 кВ однієї групи ШР максимальне зростання фазної напруги на початку ЛЕП досягло 14 %, а в кінці – 17 %. При цьому, лише в досліді 5 у фазі В максимальна величина аперіодичного струму зросла приблизно на 14 %. В усіх інших випадках дослідів 4 – 6 вона знизилась на 24–42 %. Аперіодичні струми в кінці періоду моделювання також зменшилися. Для досліді 4 вони склали 117–132 %, для досліді 5 – 237–249 %, для досліді 6 – 5–14 %.

Під час здійснення комутацій в мережах змінного струму підчас проходження напруги через максимум спостерігаються найбільші величини комутаційної перенапруги і найменші величини аперіодичних складових струмів. В таблиці 2 наведено результати моделювання перехідних процесів в ГЕ за цих умов комутації.

Таблиця 2

| № досліджу | Місце ШР | U _{max} початку, кВ | | | U _{max} кінця, кВ | | | I _{dc} , % | | |
|------------|----------|------------------------------|-------|-------|----------------------------|---------|---------|---------------------|---------|---------|
| | | A | B | C | A | B | C | A | B | C |
| 7 | П,К | 916,4 | 944,4 | 855,9 | 979,9 | 1 075,0 | 949,0 | 37,8 | 35,4 | 46,1 |
| 8 | П | 1 045,0 | 941,1 | 961,4 | 1 056,0 | 1 036,0 | 1 065,0 | 37,3 | 38,5 | 37,8 |
| 9 | К | 1 019,0 | 967,9 | 951,8 | 1 030,0 | 1 061,0 | 1 044,0 | 36,5 | 38,3 | 41,3 |
| 10 | П,К | 683,0 | 641,2 | 762,3 | 733,3 | 731,6 | 843,2 | 1 252,0 | 1 117,0 | 1 078,0 |
| 11 | П | 756,0 | 720,7 | 872,4 | 817,6 | 841,1 | 1 025,0 | 1 315,0 | 1 576,0 | 1 746,0 |
| 12 | К | 748,9 | 711,3 | 865,3 | 786,9 | 782,7 | 960,7 | 504,1 | 478,9 | 416,1 |
| 13 | П,К | 723,5 | 675,1 | 668,0 | 768,9 | 711,6 | 677,0 | 1 135,0 | 1 202,0 | 1 276,0 |
| 14 | П | 765,9 | 735,9 | 723,2 | 908,7 | 786,1 | 820,6 | 1 050,0 | 1 295,0 | 1 510,0 |
| 15 | К | 766,9 | 739,9 | 703,1 | 869,3 | 750,2 | 761,3 | 237,7 | 216,9 | 234,1 |

В досліді 7 – 9 параметри контролера перетворювача були налаштовані за замовчуванням. Бачимо, що в цих дослідіх максимальні амплітуди фазної напруги на початку ЛЕП 750 кВ по

відношенню до дослідів 1 – 3 зросли приблизно на 217–418 кВ, а кратність перенапруги склала 1,33–1,6. Наприкінці ЛЕП 750 кВ напруги по відношенню до дослідів 1 – 3 зросли приблизно на 320–429 кВ. Кратність перенапруги склала 1,48–1,62.

Максимальні аперіодичні струми в дослідях 7 – 9 між собою відрізняються не дуже сильно. Вони знаходяться в межах 35,4–46,1 % і не перевищують граничного рівня для успішного згасання дуги під час розмикання контактів елегазових вимикачів 50–55 %. Це означає, що у разі потреби ЕВ може бути подана команда на відімкнення одразу після їх увімкнення без будь якої навмисної паузи. Найменші величини відносних аперіодичних струмів наприкінці періоду моделювання спостерігаються в досліді 7. Вони не перевищують 8,6 %. В досліді 8 відповідні величини не перевищують 23,6 %, в досліді 9 – 14,4 %.

В дослідях 10 – 12 для зменшення рівнів перенапруги було розширено діапазон регулювання реактивної потужності на перетворювачі з $\pm 0,5$ до $\pm 0,7$ в.о. В цих дослідях напруга на початку ЛЕП 750 кВ у фазі А зменшилася приблизно на 233–290 кВ, фазі В – на 220–303 кВ, фазі С – на 89–94 кВ відносно дослідів 7 – 9. Наприкінці ЛЕП 750 кВ ці показники склали відповідно 238–246 кВ, 195–343 кВ і 40–106 кВ. Як бачимо, у фазі С зменшення рівня перенапруги виявилось суттєво меншим. В той же час, відносні величини аперіодичних складових струму в дослідях 10 і 11 зросли в десятки разів, а їхня величина перевищила 1000 %. Наприкінці періоду моделювання аперіодичні струми становили приблизно 245–293%. В досліді 12 максимальні величини аперіодичних складових фазних струмів знаходяться в межах 416–505 %, що приблизно в 2,3–4,2 рази менше, ніж в дослідях 10 і 11. Наприкінці періоду моделювання вони становлять приблизно 13–33 %.

Також задля зменшення рівнів перенапруги під час перехідних процесів було застосовано зменшення інтегрального коефіцієнту підсилення регулятора постійної напруги K_i^V з 40 до 20. Величини інших параметрів регулювання перетворювача залишилися за замовчуванням. Досліди 13 – 15 відповідають результатам моделювання в цьому режимі. Можна відмітити, що на початку ЛЕП 750 кВ у фазах А і В перенапруги виявилися більшими приблизно на 10–40 кВ, ніж у відповідних дослідях з розширеним діапазоном регулювання реактивної потужності. Однак у фазі С напруги навпаки стали меншими приблизно на 94–162 кВ. В кінці ЛЕП 750 кВ напруги були більшими лише у фазі А – приблизно на 36–91 кВ. У фазі В напруги зменшилися на 20–55 кВ, а у фазі С – на 166–204 кВ. Максимальна амплітуда напруги в дослідях 10 – 12 на початку ЛЕП 750 кВ склала 872 кВ, а в кінці – 1025 кВ. Відповідні напруги в дослідях 13 – 15 склали 766,9 кВ і 908,7 кВ. Тобто вони стали меншими на 105,5 та 116,3 кВ. Максимальні величини аперіодичних складових струмів в дослідях 13 і 14 є порівняно близькими до струмів з дослідів 10 і 11. А в досліді 15 вони приблизно вдвічі менше і складають 217–234 %. Наприкінці періоду моделювання аперіодичні струми в досліді 13 складають приблизно 151–162 %, в досліді 14 – приблизно 311–330 %, в досліді 15 – приблизно 2–9 %. Це менше ніж в дослідях зі збільшеним діапазоном регулювання реактивної потужності. Таким чином, використання регулятора постійної напруги перетворювача передачі ПСВН задля зменшення перенапруги в ЛЕП 750 кВ є більш ефективним заходом, ніж збільшення діапазону регулювання реактивної потужності.

Висновки. Аналіз результатів моделювання перехідних процесів в описаній гібридній енергосистемі показав, що поряд з керованою комутацією і регулюванням ступеню компенсації реактивної потужності, які є традиційними заходами для енергосистем змінного струму, регулювання параметрів системи керування перетворювача має суттєвий вплив на величини перенапруги і аперіодичних складових струмів під час постановки під напругу ЛЕП 750 кВ, що живиться від передачі ПСВН. Зміна налаштувань системи керування перетворювача для зменшення величини перенапруги призводить до збільшення величини аперіодичних струмів і навпаки. Зменшення коефіцієнту підсилення блоку інтегрування регулятора струму, що протікає через перетворювач, є дієвим засобом обмеження аперіодичних складових струмів під час протікання комутаційних перехідних процесів. Розширення діапазону регулювання реактивної потужності і зменшення коефіцієнту підсилення блоку інтегрування регулятора постійної напруги перетворювача сприяють зменшенню рівнів перенапруги. Дослідження показали, що останній захід є більш ефективним засобом зменшення перенапруги і призводить до появи менших аперіодичних струмів.

Роботу виконано за бюджетною програмою «Розробка методів і моделей для аналізу електромагнітних перехідних процесів в електричних мережах з метою запобігання появі небезпечних перенапруг («Безпека-4»», КПКВК 6541030.

1. CIGRE JWG C4/B4/C1 – 604: Influence of Embedded HVDC transmission on system security and AC network performance. *CIGRE, Technical Brochure*. 2013. P. 153.
2. Huang G.A., Krishnaswamy V. HVDC controls for power system stability. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*. Chicago, IL, USA. July 21-25, 2002. Vol. 1. Pp. 597-602.
3. Arrillaga J., Elamin I.M. Transient Stability Performance of a 3-Machine System including an h.v. d.c. Link. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. 1976. Vol. 123. No 11. Pp. 1239-1244. DOI: <https://doi.org/10.1049/piee.1976.0247>
4. VSC-Based HVDC Transmission System (Detailed Model). URL: <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ug/vsc-based-hvdc-transmission-system-detailed-model.html;jsessionid=3b0fe7b63b98ce6b32dff8e63264> (дата звернення 26.05.2022).
5. Khazaei J., Idowu P., Asrari A., Shafaye A.B., Piyasinghe L. Review of HVDC control in weak AC grids. *Electric Power Systems Research*. 2018. Vol. 162. Pp. 194-206. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2018.05.022>
6. Amin M., Molinas M., Lyu J., Cai X. Impact of power direction on the stability of VSC-HVDC seen from the impedance Nyquist plot. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2017. Vol. 32. No 10. Pp. 8204-8217.
7. Barnes M., Beddard A. Voltage Source Converter HVDC Links – The state of the Art and Issues Going Forward. *Energy Procedia*. 2012. Vol. 24. Pp. 108-122. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2012.06.092>
8. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Шполянський О.Г. Аналіз передумов пошкодження елегазових вимикачів у електричних мережах 750 кВ. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 47. С. 16-22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2017.47.016>

ANALYSIS OF TRANSIENT PROCESSES DURING ENERGISATION OF THE AC OVERHEAD TRANSMISSION LINE IN THE HIBRID POWER SYSTEMS

O.G. Shpolianskii

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

e-mail: shpolyanskyy@ied.org.ua

The paper analyses the transients that occur during the energisation of overhead transmission line 750 kV in a hybrid power system. It is shown that the power supply of the AC transmission line from the high voltage direct current transmission allows using converter control system to limit the switching overvoltage and the aperiodic currents. This enriches the list of traditional measures to improve the safety of AC power systems. References 8, tables 2, figures 1.

Key words: transient process, hybrid power system, switching overvoltage, aperiodic current, energisation, transmission line.

1. CIGRE JWG C4/B4/C1 – 604: Influence of Embedded HVDC transmission on system security and AC network performance. *CIGRE, Technical Brochure*. 2013. P. 153.
2. Huang G.A., Krishnaswamy V. HVDC controls for power system stability. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*. Chicago, IL, USA. July 21-25, 2002. Vol. 1. Pp. 597-602.
3. Arrillaga J., Elamin I.M. Transient Stability Performance of a 3-Machine System including an h.v. d.c. Link. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. 1976. Vol. 123. No 11. Pp. 1239-1244. DOI: <https://doi.org/10.1049/piee.1976.0247>
4. VSC-Based HVDC Transmission System (Detailed Model). URL: <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ug/vsc-based-hvdc-transmission-system-detailed-model.html;jsessionid=3b0fe7b63b98ce6b32dff8e63264> (accessed at 26.05.2022).
5. Khazaei J., Idowu P., Asrari A., Shafaye A.B., Piyasinghe L. Review of HVDC control in weak AC grids. *Electric Power Systems Research*. 2018. Vol. 162. Pp. 194-206. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2018.05.022>
6. Amin M., Molinas M., Lyu J., Cai X. Impact of power direction on the stability of VSC-HVDC seen from the impedance Nyquist plot. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2017. Vol. 32. No 10. Pp. 8204-8217.
7. Barnes M., Beddard A. Voltage Source Converter HVDC Links – The state of the Art and Issues Going Forward. *Energy Procedia*. 2012. Vol. 24. Pp. 108-122. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2012.06.092>
8. Kuznetsov V.G., Tugai Yu.I., Shpolyansky O.G. Analysis of the preconditions of SF6 circuit breakers' damage in 750 kV electric networks. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii nauk Ukrainy*. 2017. Vyp. 47. Pp. 16-22. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2017.47.016>

Надійшла 28.05.2022

Остаточний варіант 10.09.2022

ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЖИМІВ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ В УЗАГАЛЬНЕНІЙ СИСТЕМІ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ

В.Г. Ягуп^{1*}, докт. техн. наук, К.В. Ягуп^{2**}, докт. техн. наук

¹Харківський національний автомобільно-дорожній університет,
вул. Ярослава Мудрого, 25, Харків, 61002, Україна,
e-mail: yagup.walery@gmail.com.

²Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна.

Досліджено режими компенсації реактивної потужності в системі електропостачання, що живиться від синхронного генератора. Показано, що реактивна складова комплексного опору генератора та тракту електропередачі може обумовлювати відносно великі рівні реактивної потужності в системі. Ця потужність залишається в системі навіть після застосування поперечної ємнісної компенсації, яка не в змозі забезпечити повну компенсацію реактивної потужності в системі електропостачання. За цих умов методом пошукової оптимізації на комп'ютерній моделі знайдено оптимальне значення величини ємності компенсуючого конденсатора і досліджено режими в системі під час варіацій критеріїв оптимізації. Бібл. 16, рис. 6.

Ключові слова: реактивна потужність, повна компенсація, синхронний генератор, лінія електропередачі, пошукова оптимізація.

Вступ і постановка задачі. Для систем електропостачання однією з основних функцій є передача електроенергії від генератора до споживача з мінімальними втратами енергії. За заданих параметрів і конфігурації електричної мережі забезпечення цієї функції полягає в оптимізації режимів в системі. Важливим засобом в цьому напрямку є компенсація реактивної потужності в системі електропостачання [1, 2]. При цьому може досягатися також симетрування режимів трифазних систем електропостачання, яке забезпечує рівномірне навантаження джерел електроенергії навіть за несиметричного характеру споживання [3-10]. Пристрої, що забезпечують симетрування та компенсацію реактивної потужності, називають симетро-компенсуючими пристроями (СКП). Задля компенсації реактивної потужності споживачів застосовується поперечна компенсація, коли СКП у вигляді конденсаторних батарей вмикаються паралельно споживачеві або групі споживачів, реактивна потужність яких таким чином компенсується [3-6]. Теоретичне обґрунтування і практичне застосування знайшли визначення параметрів СКП без урахування параметрів елементів заступних схем тракту електропередачі. Під час симетрування трифазних систем електропостачання традиційно розглядаються та враховуються параметри несиметричного навантаження [3-5]. Зокрема, двоконденсаторне симетрування, повне обґрунтування якого шляхом придушення зворотної симетричної складової живильних струмів наведено в [7], залишає в системі надлишкову реактивну потужність від навантаження, оскільки при цьому не забезпечується співпадання за фазою систем живильної напруги і прямої симетричної складової живильних струмів. У разі запровадження індивідуальної або групової компенсації в трифазних системах електропостачання визначення ємностей конденсаторних батарей здійснюється також з урахуванням лише реактивностей навантаження [6, 8-10]. Для розрахунку потужності Q_C комплексу компенсуючих конденсаторів за заданими активною потужністю P навантаження, початковим φ_1 та кінцевим φ_2 фазовими кутами, що визначають початковий та скоректований коефіцієнти потужності, використовується формула

$$Q_C = P(\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi_2).$$

Такий підхід сам по собі вже передбачає неповну компенсацію реактивної потужності навантаження. Впливають, крім того, нестационарність споживання електроенергії, яка лише приблизно враховується добовими графіками, а також дискретність величин ємностей конденсаторів, з яких набирається комплект. Частково останні питання вирішуються застосуванням силових активних фільтрів [10, 11]. Але і ці пристрої також налаштовуються на компенсацію реактивної потужності лише навантаження, оскільки їхні системи керування використовують інформацію про напруги і струми у вузлах підключення силового активного фільтра, що заздалегідь вмикається паралельно навантаженню.

© Ягуп В.Г., Ягуп К.В., 2022

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-7019-3499>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9305-8169>

Але такий спосіб залишає в системі реактивну потужність, обумовлену трактом електропередачі, тобто повна компенсація реактивної потужності при цьому не забезпечується. Під режимом повної компенсації реактивної потужності будемо вважати такий, коли струм генератора синусоїдальної напруги співпадає за фазою і формою з напругою, що її створює генератор. За таких умов генератор пов'язаний лише з активною потужністю. Відсутність реактивної потужності генератора означає, що вона циркулює в колах поза генератора, а це, в свою чергу, розвантажує електричні мережі від надлишкових струмів, пов'язаних з проникненням реактивної потужності до самого генератора через лінії електропередачі. На теперішній час забезпечення в системах електропостачання оптимальних режимів з повною компенсацією реактивної потужності набуває ознак особливо актуального питання в зв'язку з бурхливим розвитком інтелектуальних систем електропостачання та електроспоживання, оскільки в таких системах повинен здійснюватися цифровий контроль параметрів режимів з передачею повної інформації про функціонування будь-яких елементів системи електропостачання [11]. Дійсно, для інтелектуальних електричних систем очікується широке впровадження інтелектуальних датчиків, цифровізація інформації, керування великими масивами інформації та впровадження нового програмного забезпечення. Все це дає перспективу для практичної реалізації ідеї повної компенсації реактивної потужності саме в інтелектуальних електричних системах на основі оптимізаційних пошукових методів.

Задля досягнення режиму повної компенсації реактивної потужності, вочевидь, треба компенсувати реактивні потужності в тракці електропередачі. Він, в загальному випадку, включає в себе індуктивності дротів самої лінії електропередачі, а, крім того, індуктивності розсіювання і намагнічування трансформаторів, що підвищують напругу генератора перед подачею її на дроти лінії електропередачі, і трансформаторів, які знижують напругу з лінії перед подачею її споживачам. Для компенсації цієї реактивної потужності застосовується повздовжня компенсація, коли конденсаторні батареї вмикаються послідовно з лініями електропередачі. Слід зазначити, що такі повздовжні конденсатори мають бути розраховані на високі напруги, і, крім того, їхня наявність може приводити до виникнення резонансних явищ в системі. В той же час, як показують дослідження [12, 13], повна компенсація може бути досягнута лише завдяки поперечній компенсації. У такому разі на СКП покладаються задачі не тільки симетрування навантаження і компенсації саме його реактивної складової потужності, а й додаткової компенсації реактивних потужностей в тракці електропередачі. Дослідження таких режимів з поперечною компенсацією цікаве також з приводу силових активних фільтрів паралельного типу [14], які є найпростішими в сенсі вмикання їх в систему електропостачання. Як показують дослідження на моделях, можливості повної компенсації реактивної потужності і в цих випадках залежать від співвідношення параметрів навантаження і тракту електропередачі. В останньому наявність індуктивностей дротів і трансформаторів може приводити до значного зростання реактивної потужності цих елементів,

Метою статті є дослідження впливу параметрів тракту передачі електричної енергії і компенсувального пристрою на електромагнітні процеси та параметри режимів за поперечною компенсації реактивної потужності в системі електропостачання за умови досягнення оптимального режиму повної компенсації реактивної потужності в системі, а за відсутності повної компенсації – дослідити можливість досягнення оптимального режиму за заданим критерієм оптимізації. Предметом дослідження виступатиме узагальнена електрична система енергопостачання, в якій враховуються параметри генератора електроенергії, лінії електропередачі та навантаження. До такої системи з точки зору затискачів навантаження може бути приведена будь-яка складна система на основі використання теореми про активний двополосник. Об'єктом дослідження є електромагнітні процеси та енергетичні показники, що супроводжують режими компенсації реактивної потужності в системі.

Основний зміст статті. Розглянемо систему електропостачання, що живиться від синхронного генератора з наступними заданими параметрами [15]: повна номінальна потужність синхронного генератора $S_G=15$ мВА; лінійне діюче значення напруги на затискачах синхронного генератора $U_G=6,3$ кВ; коефіцієнт потужності синхронного генератора $K_M=0,8$. Навантаження визначається з умов лінійної напруги $U_z=6$ кВ, активна потужність навантаження $P_z=11,43$ мВт, коефіцієнт потужності навантаження $\cos\varphi_2=0,8$, частота 50 Гц. Активна потужність генератора $P_{GN}=12$ мВт. Обчислення еквівалентного опору привело в [15] до результату $Z_z = (2,015 + j1,511)$ Ом.

Комплексний опір синхронного генератора представлено у вигляді $\dot{V}_{ck} = 3505,83e^{j(-45^\circ)}$.

Комплексний опір лінії електропередачі прийнятий $Z_{lin} = (0,11 + j0,063)$ Ом.

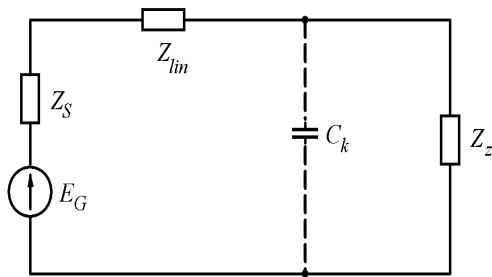


Рис. 1

ВИХІДНІ ДАННІ СИСТЕМИ:

$$Z_G := R_G + j \cdot X_G = 0.066 + 3.2i$$

$$Z_i := R_i + j \cdot X_i = 0.176 + 3.263i$$

$$C_k := 758.2217 \cdot 10^{-6}$$

$$X_C := (j \cdot \omega \cdot C_k)^{-1} = -4.198i$$

$$Z_z := R_Z + j \cdot X_Z = 2.015 + 1.511i$$

РЕЖИМ ЧАСТКОВОЇ КОМПЕНСАЦІЇ:

$$U_Z := E_{Gm} = 5.144 \times 10^3$$

$$I_Z := \frac{U_Z}{Z_z} = 1.634 \times 10^3 - 1.225i \times 10^3$$

$$I_C := \frac{U_Z}{X_C} = 1.225i \times 10^3$$

$$I_G := I_C + I_Z = 1.634 \times 10^3 + 5.288i \times 10^{-5}$$

Given

$$E_{Gm} = Z_i \cdot I_G + U_Z \quad U_Z = Z_z \cdot I_Z$$

$$U_Z = X_C \cdot I_C \quad I_G = I_Z + I_C$$

$$\begin{pmatrix} I_G \\ I_C \\ I_Z \\ U_Z \end{pmatrix} := \text{Find}(I_G, I_C, I_Z, U_Z)$$

$$\begin{pmatrix} I_G \\ I_C \\ I_Z \\ U_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 788.085 - 773.608i \\ 580.11 + 590.966i \\ 207.975 - 1.365i \times 10^3 \\ 2.481 \times 10^3 - 2.435i \times 10^3 \end{pmatrix}$$

Рис. 2

допомогою так званої позначки логічної рівності. Оператор *Find* ініціює процес знаходження рішення оптимізаційним методом в межах заданої точності. Результати розв'язання надсилаються у вектор шуканих змінних у вигляді комплексних величин напруги навантаження і струмів усіх трьох гілок системи електропостачання (рис. 2).

На основі отриманих результатів розраховано енергетичні показники системи електропостачання за такої часткової компенсації реактивної потужності. Розрахунки енергетичних показників наведено на рис. 3. Тут на робочому листі позначено комплексні величини повних потужностей S_G – генератора, S_i – на опорах генератора та лінії електропередачі, S_C – компенсуючого конденсатора, S_Z – навантаження. Всі ці потужності обчислюються як половини добутків комплексів напруги елемента на спряжений комплекс струму цього елемента. Порівняння реактивних потужностей конденсатора та навантаження свідчить про те, що компенсуючий конденсатор створює реактивну потужність ємнісного характеру, яка повністю компенсує реактивну потужність навантаження, що має індуктивний характер. Цю обставину відображено в першому

Ці умови призводять до еквівалентної схеми узагальненої системи електропостачання, наведеної на рис. 1. Така еквівалентна схема відображає однофазний варіант для однієї фази системи електропостачання в припущенні, що трифазна система абсолютно симетрична. E_G при цьому відображає фазну напругу синхронного генератора з діючим значенням: $P_Z = 6,3/\sqrt{3}$

За цих умов в [15] визначено ємність компенсуючого конденсатора $C_k = 758$ мкФ, що вмикається паралельно навантаженню і забезпечує одиничне значення коефіцієнту потужності. Однак при цьому не забезпечено дотримання принципу цілісності системного підходу, оскільки навантаження розглядається у відриві від кіл генератора і лінії електропередачі.

Проведемо аналіз режиму для представленого варіанту з дотриманням системного підходу. На рис. 2 наведено робочий лист з текстом програми для системи комп'ютерної математики MathCAD з розрахунком параметрів режиму компенсації реактивної потужності шляхом увімкнення поперечного конденсатора заданої ємності. На початку програми наведено параметри системи електропостачання і конденсатора. Далі задано початкові значення струмів і напруги, відносно яких ведеться обчислення режиму. Використовується неоднорідний базис, а саме: напруга на навантаженні U_Z та струми навантаження I_Z , конденсатора I_C та синхронного генератора I_G . Розв'язання рівнянь режиму далі здійснюється оптимізаційним методом, а задля поліпшення і прискорення збіжності вирішення початкові значення для змінних, які знаходяться, наближені в певній мірі до розв'язання. Для цього призначаємо початкові значення за умови рівності напруги навантаження напрузі генератора, а струми знаходимо на основі рівнянь Ома і Кірхгофа, як це і показано на рис. 2 у розділі, що передує оператору *Given*. За цим оператором розміщено рівняння електричної рівноваги системи, причому ліві і праві частини кожного рівняння зв'язані між собою за

рівнянні балансу реактивних потужностей, де сума вказаних потужностей складає величину, близьку до нуля в межах чисельної похибки розв'язання.

АНАЛІЗ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПОКАЗНИКІВ

ПОВНІ ПОТУЖНОСТІ:

$$SG := 0.5 \cdot EG_m \cdot \overline{IG} = 2.027 \times 10^6 + 1.99i \times 10^6$$

$$Si := 0.5 \cdot Zi \cdot \overline{IG} = 1.073 \times 10^5 + 1.99i \times 10^6$$

$$SC := 0.5 \cdot UZ \cdot \overline{IC} = -1.439i \times 10^6$$

$$SZ := 0.5 \cdot UZ \cdot \overline{IZ} = 1.92 \times 10^6 + 1.439i \times 10^6$$

БАЛНС РЕАКТИВНИХ ПОТУЖНОСТЕЙ:

$$\text{Im}(SC) + \text{Im}(SZ) = -0.062$$

$$\text{Im}(SG) - \text{Im}(Si) = -0.062$$

КОЕФІЦІЄНТ ПОТУЖНОСТІ:

$$\text{CosFi} := \frac{\text{Re}(SG)}{|SG|} = 0.714$$

АКТИВНІ ПОТУЖНОСТІ СИНХРОННОГО
ГЕНЕРАТОРА І НАВАНТАЖЕННЯ (ДЛЯ 3 ФАЗ):

$$P_{G3f} := 3 \cdot \text{Re}(SG) = 6.081 \times 10^6$$

$$P_{Z3f} := 3 \cdot \text{Re}(SZ) = 5.759 \times 10^6$$

ЛІНІЙНА НАПРУГА НА НАВАНТАЖЕННІ
ЕФЕКТИВНЕ ЗНАЧЕННЯ:

$$UZ_{\text{efLin}} := \frac{|UZ| \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 4.258 \times 10^3$$

Рис. 3

За цих умов, однак, рішення не було знайдене, не дивлячись на спроби змінювати початкові умови шуканих змінних. Тому прийшлося застосувати пошук режиму повної компенсації засобами

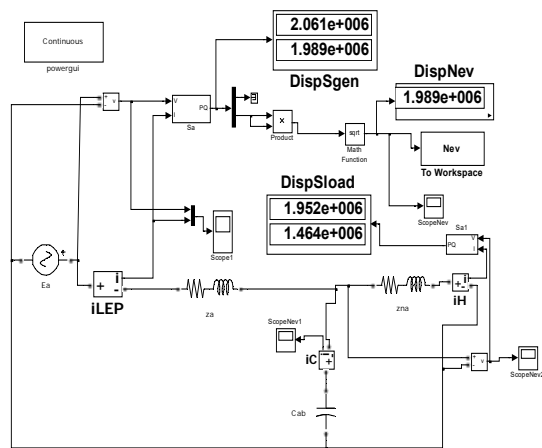


Рис. 4

електроенергії задається необхідне амплітудне значення напруги

$$E_{Gm} = \frac{U_G \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 5143,9 \text{ В},$$

оскільки функціонування моделі здійснюється в часовій області шляхом інтегрування диференціальних рівнянь для простору змінних стану. Реактивну потужність джерела електроенергії прийнято за цільову функцію оптимізації, що відповідає системному підходу під час вирішення задач оптимізації процесів системи електропостачання з точки зору енергетичних показників. Модель

Порівняння реактивних складових комплексів повних потужностей генератора і сумарного опору генератора та лінії електропередачі вказує на те, що в системі продовжує циркулювати некомпенсована реактивна потужність. Ця обставина ілюструється другим рівнянням балансу реактивних потужностей (рис. 3). За отриманими результатами обчислено коефіцієнт потужності $\text{CosFi}=0,714$, який становить досить мале значення і характеризує систему електропостачання як неефективну навіть у разі застосування СКП. Тим паче, контроль активних потужностей генератора і навантаження призводить у перерахунку до трифазної системи до значень відповідно 6,081 мВт та 5,759 мВт замість задекларованих у [15] $P_{GN}=12$ мВт та $P_z=11,43$ мВт. Мале значення потужності навантаження пояснюється суттєвим зниженням лінійної напруги на навантаженні, ефективне значення якої у перерахунку (рис. 3) складає лише 4,258 кВ замість очікуваних 6 кВ. Ще більш вражаючий занепад режиму спостерігається за відсутності СКП. Поклавши $C=0$, отримуємо наступні показники режиму за відсутності СКП в перерахунку на трифазний режим: $P_{GN}=3,152$ мВт та $P_z=2,899$ мВт, $\text{CosFi}=0,417$. Ефективне значення лінійної напруги на навантаженні при цьому становить лише 3,021 кВ замість 6 кВ.

Спроби віднайти режим повної компенсації методом пошукової оптимізації на MathCAD використовували повну систему рівнянь, яку було доповнено додатковою умовою рівності нулю реактивної потужності джерела живильної напруги в заступній схемі.

MATLAB в часовому просторі з використанням *Sim Power System* – візуальної моделі (рис. 4) і вбудованих функцій оптимізації.

Силова частина моделі фактично повторює вихідну заступну схему, наведену на рис. 1, за тим винятком, що комплексні опори генератора z_s і лінії електропередачі z_{lin} об'єднано в один елемент з комплексним опором

$$z = z_s + z_{lin} = (0,176 + j3,263) \text{ Ом}.$$

Ємність C_k конденсатора, що компенсує реактивну потужність, прийнято як змінну оптимізації. У модель увімкнено вимірювачі напруги і струму джерела напруги, що дає змогу далі за допомогою віртуального вимірювача активної та реактивної потужностей оцінити енергетичні показники системи. Для джерела

працює в часовому інтервалі, що відповідає одному періоду напруги живлення з малим кроком інтегрування $\Delta t=10^{-4}$ с за методом Розенброка, що дає змогу розв'язати диференціальними рівняннями. Знайдене в результаті моделювання значення цільової функції передається за допомогою елемента *To Workspace* в робочий простір MATLAB, звідси воно надходить у вбудовану функцію *fminsearch()*, яка здійснює із заданою точністю пошук оптимуму методом деформованого багатогранника. Ця функція викликається в основній програмі, з якої, в свою чергу, викликається файл-функція, що забезпечує обчислення значення цільової функції після чергового прогону візуальної *Sim Power System*-моделі. Задля отримання оптимального результату знадобилося 63 виклики моделі, внаслідок чого отримано значення ємності конденсатора $C_k = 776,174$ мкФ. Однак, що особливо примітно для варіанта, що розглядається, цільова функція при цьому не зводиться до нульової величини. Про це свідчать наведені на рис. 4 показання приладів, які відповідають саме випадку досягнення рішення. Тут видно, що повна потужність, яка споживається від джерела, становить величину $S_G = P_G + jQ_G = (2,061 + j1,989)$ мВА.

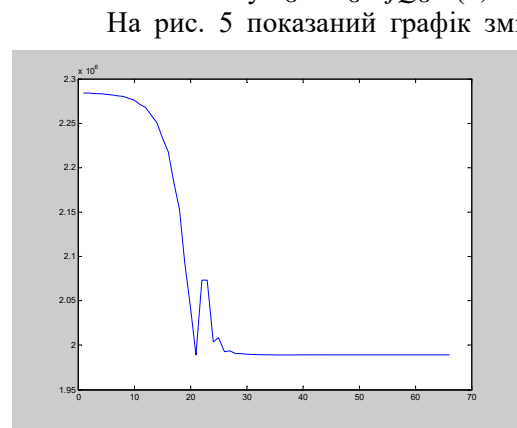


Рис. 5

На рис. 5 показаний графік зміни цільової функції в залежності від номера прогону SPS-моделі. Цей графік фактично відображає реактивну потужність джерела Q_G на відповідному кроці оптимізації. Як видно з цього графіка, значення цільової функції стійко досягає мінімального значення $1,989 \cdot 10^6$. Це говорить про досягнення за заданих параметрах лише часткової компенсації реактивної потужності в системі. Відповідний коефіцієнт потужності

$$\cos \varphi = \frac{2,061}{\sqrt{2,061^2 + 1,989^2}} = 0,72 < 1,$$

що відповідає куту відставання струму $\varphi=44^\circ$. Для промодельованого таким чином варіанту струм від джерела в лінії електропередачі $I_G = 1113,82e^{j(-43,98^\circ)}$. Напруга на

навантаженні і конденсаторі $U_Z = 3505,83e^{j(-45^\circ)}$ Струм через навантаження $I_Z = 1391,97e^{j(-81,87^\circ)}$ Потужність, що споживається навантаженням: $S_Z = 0,5U_Z \cdot I_Z^* = (1,952 + j1,464)$ мВА.

В [15] під час розгляду параметрів навантаження наводяться наступні дані: струм через навантаження (діюче значення) $I_Z = 1375$ А; активна потужність $P_Z=11,43$ мВА; фазна напруга на навантаженні (діюче значення) $U_Z=3464$ В. Звертають на себе увагу наступні обставини, очевидні з проведеного аналізу. Активна потужність навантаження 1,952 мВт за результатами моделювання системи менша задекларованої в [15] і складовою в перерахунку на одну фазу $11,43/3=3,81$ мВт. Відношення цих потужностей становить величину $3,81/1,952=1,952$.

Напруга на навантаженні, що становить діюче значення величиною

$$V_{cc} = \frac{3505,83}{\sqrt{2}} = 2479 \text{ В},$$

також менша задекларованою в [15] діючого значення $U_Z=3464$ В. Відношення напруг становить $3464/2479=1,397$. Квадрат цієї величини саме і становить відношення потужностей.

Таким чином, зменшення потужності навантаження пояснюється зменшенням напруги на навантаженні на 40% у порівнянні з розрахунковим в [15]. Причому, зауважимо, що це спостерігається безпосередньо в режимі компенсації реактивної потужності.

Причинами виявлених протиріч є, на наш погляд, такі обставини. По-перше, аналіз режимів в колі навантаження і колі генератора в [15] проведено окремо без системного підходу. На навантаженні напруга априорі вважається рівною 6 кВ і при цьому також вважається, що різниця напруг генератора і навантаження в 0,3 кВ падає на опорах генератора і лінії електропередачі. Так і повинно було б бути на практиці, що є підставою для наближених оціночних розрахунків. Однак, по-друге, опір генератора вибрано надмірно великим, причому його вибір в [15] не обґрунтовується ані розрахунковими формулами, ані будь-якими посиланнями. Особливо завищеною представляється

реактивна складова опору генератора $x_s=3,2$ Ом. Дійсно, базовий опір синхронного генератора

$$z_b = \frac{U_G^2}{S_G} = \frac{6,3^2}{15} = 2,646 \text{ Ом.}$$

Відносне значення обраного в [15] реактивного опору становить, таким чином, величину

$$\frac{3,2}{2,646} \cdot 100\% = 121\%,$$

в той час, як на практиці ця величина зазвичай становить $8 \div 25\%$ для турбогенераторів [16].

Навіть не користуючись системним підходом, задачу вибору компенсуючого конденсатора можна вирішити з умови компенсації лише реактивної складової провідності навантаження завдяки рівнянню $\omega C_{cc} + I_m \cdot Z_z^{-1} = 0$

Оскільки за $Z_z = 2,015 + j1,511$ провідність навантаження

$$Y_z = \frac{1}{2,015 + j1,511} = 0,31766 - j0,23820.$$

Звідси $C_z = 0,2382 \cdot \omega^{-1} = 758,22$ мкФ.

Таке рішення не вимагає використання інших вихідних даних і розрахунків для параметрів, наведених в [15].

Для виявлення впливу величини ємності конденсатора на електромагнітні процеси і параметри режимів за поперечної компенсації проведено комп'ютерні експерименти на моделі з пошуком оптимальних режимів за різними критеріями оптимізації. Результати цих експериментів наведено у таблиці.

| C_k (мкФ) | I_{mG} (кА) | I_{mCk} (кА) | U_{mZ} (кВ) | Q_i (мВА) | Q_{Ck} (мВА) | Q_z (мВА) | ΔQ (мВА) | $\cos \varphi$ |
|-----------------|---------------|----------------|-----------------------|-------------|----------------------|-----------------------|------------------|----------------|
| 0 | 0,9793 | 0 | 2,466 | 1,565 | 0 | 0,724 | 2,289 | 0,417 |
| 600 | 1,038 | 0,608 | 3,228 | 1,757 | -0,982 | 1,241 | 2,016 | 0,655 |
| 700 | 1,076 | 0,743 | 3,383 | 1,890 | -1,258 | 1,363 | 1,995 | 0,693 |
| 758,22 | 1,104 | 0,828 | 3,477 | 1,990 | -1,439 | 1,439 | 1,990 | 0,714 |
| 776,13 | 1,114 | 0,855 | 3,506 | 2,024 | -1,499 | 1,464 | 1,989 | 0,720 |
| 800 | 1,127 | 0,891 | 3,545 | 2,072 | -1,579 | 1,497 | 1,990 | 0,727 |
| 900 | 1,191 | 1,050 | 3,712 | 2,314 | -1,948 | 1,642 | 2,007 | 0,755 |
| 1000 | 1,268 | 1,220 | 3,883 | 2,624i | -2,368 | 1,795 | 2,051 | 0,778 |
| 1266,4 | 1,535 | 1,718 | 4,317 | 3,844 | -3,708 | 2,220 | 2,356 | 0,8024 |
| 1730,9 | 2,077 | 2,562 | 4711 | 7,035 | -6,034 | 2,643 | 3,644 | 0,7311 |
| 2000 | 2,298 | 2,870 | 4,567 | 8,613 | -6,553 | 2,484 | 4,545 | 0,639 |
| 2034,6 | 2,316 | 2,893 | 4,533 | 8,749 | -6,559 | 2,448 | 4,639 | 0,6273 |
| 3000 | 2,338 | 2,852 | 3,026 | 8,918 | -4,315 | 1,091 | 5,693 | 0,322 |
| 4000 | 2,133 | 2,513 | 1,999 | 7,423 | -2,512 | 0,476 | 5,388 | 0,189 |
| 9×10^6 | 1,574 | 1,574 | $0,55 \times 10^{-3}$ | 4,044 | -48×10^{-6} | $0,37 \times 10^{-6}$ | 4,043 | 0,054 |

Тут, крім ємності конденсатора (у першому стовпці) відображено такі величини: I_{mG} – амплітудне значення струму синхронного генератора; I_{mCk} – амплітудне значення струму компенсуючого конденсатора; U_{mZ} – амплітудне значення напруги на навантаженні і на конденсаторі; Q_i – реактивна потужність, обумовлена реактивними опорами генератора і лінії електропередачі; Q_{Ck} – реактивна потужність компенсуючого конденсатора; Q_z – реактивна потужність навантаження; ΔQ – сума попередніх трьох реактивних потужностей; $\cos \varphi$ – коефіцієнт потужності системи.

Результати досліджень показують, що за відсутності ємності окрім надзвичайно низького коефіцієнта потужності спостерігається занижена напруга на навантаженні. Її відносна величина складає $2,466/4,9=0,503$, що обумовлює наявність на навантаженні лише біля чверті від номінальної потужності. За ємності 758,22 мкФ виникає режим повної компенсації реактивної потужності лише навантаження, але при цьому залишається некомпенсованою реактивна потужність внутрішнього опору генератора і лінії електропередачі. Напруга на навантаженні досягає відносного значення $3,477/4,9=0,71$, що, однак, забезпечує лише біля половини номінальної потужності навантаження. Подальше зростання ємності конденсатора пов'язане із досягненням мінімальних значень певних

показників, для знаходження яких модель було модифіковано і налагоджено на обчислення відповідних цільових функцій. Так мінімум реактивної потужності в системі досягається за ємності конденсатора 776,13 мкФ, однак низькими залишаються як коефіцієнт потужності, так і напруга на навантаженні. Наступний максимум відносно саме коефіцієнта потужності досягається із збільшенням ємності до значення 1266,1 мкФ. Далі максимум амплітуди вихідної напруги виникає у разі збільшення ємності конденсатора до величини 1730,9 мкФ, і відносно значення напруги на навантаженні досягає в максимумі значення $4,711/4,9=0,96$. Нарешті, дослідження моделі на максимум реактивної потужності на конденсаторі призводить до значення -6,559 мВА за ємності конденсатора 2034,6 мкФ. Таким чином, використання пошукової оптимізації на візуальній моделі дає змогу визначити параметри компенсатора в залежності від бажаного режиму шляхом зміни цільової функції, яка обчислюється у разі прогону візуальної моделі системи електропостачання.

Подальше збільшення ємності конденсатора призводить до погіршення показників, що фізично пояснюється шунтуючою дією компенсатора щодо навантаження. Завдяки цьому напруга на навантаженні зменшується, що обумовлює зменшення споживаної навантаженням потужності. З другого боку, при цьому зростає струм через лінію електропередачі, що призводить до зростання реактивної і активної потужностей, що приходяться на долю лінії електропередачі. Ця ж причина по суті не дає змоги досягти режиму повної компенсації в системі електропостачання, в якій параметри тракту передачі електричної енергії мають відносно великі значення реактивного опору. Намагання збільшити долю скомпенсованої конденсатором реактивної потужності шляхом збільшення ємності конденсатора фактично наражається на протидіюче зниження напруги на цьому конденсаторі. Це зниження обумовлено збільшенням струму через лінію електропередачі, що призводить до збільшення падіння напруги на реактивному опорі лінії електропередачі, і це одночасно збільшує реактивну потужність, споживану саме лінією електропередачі, яку намагається компенсувати конденсатор за рахунок збільшення його ємності. Цим і пояснюється неможливість досягнення повної компенсації реактивної потужності в системі електропостачання із завищеними реактивностями

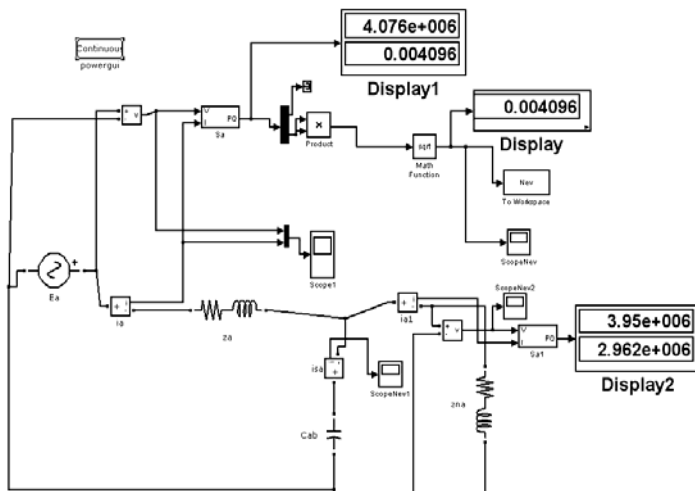


Рис. 6

тракту електропередачі, що обумовлено в даному випадку нереально завищеною реактивністю синхронного генератора.

Заданося, однак, реальним значенням реактивного опору синхронного генератора, вибравши його за верхньою межею $2,646 \times 0,25 = j0,6615$ Ом. Пошукова оптимізація приводить до встановлення режиму повної компенсації (*Full Compensation*) за ємності компенсуючого конденсатора $CFC=1004,758$ мкФ. На рис. 6 показано вигляд візуальної моделі системи і віртуальних вимірювачів потужностей після завершення процесу пошукової оптимізації. При цьому потужність, що віддається джерелом, $S_e=4,203$ мВт, потужність, що споживається

навантаженням, $S_Z = (3,962 + j2,976)$ мВА. Цей режим практично забезпечує задані потужності трифазного навантаження і самого синхронного генератора.

$$\text{Струм від джерела в лінії електропередачі } \dot{I}_a = 1634,34e^{j(0^\circ)}.$$

$$\text{Напруга на навантаженні та компенсуючому конденсаторі } \dot{V}_{cc} = 4998,55e^{j(-13,7^\circ)}.$$

$$\text{Струм через навантаження } \dot{I}_z = 1984,66e^{j(-50,57^\circ)}.$$

Маючи в своєму розпорядженні значення амплітуд наведених струмів і напруги, проконтролюємо баланс реактивних потужностей в системі. Потужності, які споживаються індуктивностями, обчислимо як половини добутків квадратів амплітуд струмів через індуктивності на реактивні опори індуктивностей. Для індуктивності навантаження реактивна потужність

$$Q_Z = 0,5 \times 1984,66^2 \times 1,511 = 2,976 \text{ мВА.}$$

Для сумарної індуктивності лінії електропередачі і генератора реактивна потужність

$$Q_a = 0,5 \times 1634,34^2 \times 0,7245 = 0,9676 \text{ мВА.}$$

Під час обчислення реактивної потужності компенсуючого конденсатора умовно розподілимо його ємність між двома паралельно з'єднаними конденсаторами. Ємність першого $CZ=758,22$ мкФ, яка повністю компенсує реактивну складову повної потужності навантаження. Частина ємності повної компенсації, що залишилася, відповідає другому умовно відокремленому конденсатору $C_a=CFC-CZ=246,538$ мкФ. Другий умовний конденсатор повинен повністю компенсувати реактивну потужність сумарної індуктивності лінії електропередачі і генератора. Реактивні потужності, що генеруються кожним конденсатором, обчислимо як половину добутку квадрата амплітуди напруги конденсатора на реактивну провідність цього конденсатора. Для першого конденсатора реактивна потужність, що генерується

$$Q_{cz} = 0,5 \times 4998,55^2 \times 100\pi \times 758,22 \times 10^{-6} = 2,976 \text{ мВА.}$$

На долю другого умовного конденсатора припадає реактивна потужність

$$Q_{ca} = 0,5 \times 4998,55^2 \times 100\pi \times 246,538 \times 10^{-6} = 0,9676 \text{ мВА.}$$

Наведені чисельні розрахунки показують, що за реальних параметрів індуктивного опору синхронного генератора поперечна компенсація шляхом шунтування навантаження косинусним конденсатором здатна забезпечити досягнення режиму повної компенсації реактивної потужності. Це можливо шляхом збільшення ємності конденсатора на величину, достатню для компенсації реактивної потужності, що споживається індуктивними складовими повних опорів лінії електропередачі і синхронного генератора.

Висновки.

1. Розрахунок компенсуючого пристрою і режиму компенсації реактивної потужності за відсутності системного підходу призводить до спотворених результатів під час визначення як вихідного режиму, так і режиму компенсації реактивної потужності.

2. За підвищених значень індуктивного опору генератора і лінії електропередачі стає неможливим здійснення режиму повної компенсації реактивної потужності.

3. Метод пошукової оптимізації, реалізований в системі MATLAB, надав змогу визначити для випадку неповної компенсації оптимальні режими і ємність компенсуючого конденсатора для обраних критеріїв оптимізації, в тому числі за критерієм максимального значення коефіцієнта потужності системи електропостачання.

4. Показано, що за обґрунтованих базовими співвідношеннями параметрах заступної схеми синхронного генератора в системі електропостачання забезпечуються як вихідний режим, так і режим повної компенсації реактивної потужності.

1. Кудрин Б.И. Электроснабжение промышленных предприятий. М.: Интермет Инжиниринг, 2006. 672 с.
2. Герасименко А.А., Федин В.Т. Передача и распределение электрической энергии. Ростов-Дон: Феникс, 2006. 720 с.
3. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества электроэнергии в электрических сетях. К.: Наукова думка, 1985. 286 с.
4. Шидловский А.К., Борисов Б.П., Вагин Г.И., Куренный Э.Г., Крахмалин И.Г. Электромагнитная совместимость электроприемников промышленных предприятий. К.: Наукова думка, 1992. 236 с.
5. Кузнецов В.Г., Григорьев А.С., Данилюк В.Б. Снижение несимметрии и несинусоидальности напряжений в электрических сетях. К.: Наукова думка, 1992. 240 с.
6. Жежеленко И.В., Саенко Ю.Л. Качество электроэнергии на промышленных предприятиях. М.: Энергоатомиздат, 2005. 261 с.
7. Веников В.А., Глазунов А.А., Жуков Л.А. Электрические сети. М.: Высшая школа, 1971. 438 с.
8. Железко Ю.С. Компенсация реактивной мощности и повышение качества электроэнергии. М.: Энергоатомиздат, 1985. 224 с.
9. Железко Ю.С. Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии. Руководство для практических расчетов. М.: ЭНАС, 2009. 456 с.
10. Miller J.E. Reactive power controlled in electric systems. John Wiley & sons, 1982. 416 p.
11. European Smart Grids Technology Platform: vision and Strategy for Europe's Electricity Networks of the Future. European Commission. 2006. 44 p.
12. Ягуп В.Г., Ягуп Е.В. Определение режима компенсации реактивной мощности в четырехпроводной трехфазной системе электроснабжения с помощью поисковой оптимизации. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 60–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.060>

13. Ягуп В.Г., Ягуп Е.В. Расчет параметров симметро-компенсирующего устройства трехфазной системы электроснабжения на основе декомпозиции системы. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 6. С. 20–26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.06.020>
14. Zubair Ahmed Memon, Mohammad Aslam Uqaili, Mukhtiar Ali Unar. Design of Three-Phase Hybrid Active Power Filter for Compensating the Harmonic Currents of Three-Phase System. *Mehran University Research Journal of Engineering and Technology*. 2012. Vol. 31(2). Pp. 347 – 354.
15. Міліх В.І., Павленко Т.П. Електропостачання промислових підприємств. Харків: ФОП Панов А.М., 2016. 272 с.
16. Копылов И. П. Электрические машины. М.: Высшая школа, 2004. 607 с.

POWER COMPENSATION MODES RESEARCH IN GENERALIZED ELECTRICAL SUPPLY SYSTEM

V.G. Yagup¹, K.V. Yagup²

¹Kharkiv National Automobile and Highway University,

25, str. Yaromlava Mudroho, Kharkiv, 61002, Ukraine,

e-mail: yagup.walery@gmail.com.

²National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”

2, Kyrpychova str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

The article is devoted to the study of reactive power compensation modes //in a power supply system powered by a synchronous generator. This power remains in the system even after the application of transverse capacitor compensation, which is unable to provide full compensation of reactive power in the power supply system. Under these conditions, the optimal value of the parameter of the compensating capacitor was found on the computer model by the method of search optimization and the modes in the system with variations of the optimization criteria were investigated. References 16, figures 6.

Keywords: synchronous generator, power line, reactive power, search optimization, full compensation.

1. Kudrin B.I. Power supply of industrial enterprises. Moskva: Internet Engeniring, 2006. 672 p. (Rus)
2. Gerasimenko A.A., Fedin V.T. Transmission and distribution of electrical energy. Rostov-on-Don: Phoenix. 2006, 720 p. (Rus)
3. Shidlovsky A.K., Kuznetsov V.G. Improving the quality of electricity in electrical networks. Kyiv: Naukova Dumka, 1985. 286 p.
4. Shidlovsky A.K., Borisov B.P., Vagin G.I., Kurennyi E.G., Krakhmalin I.G. Electromagnetic compatibility of electrical receivers of industrial enterprises. Kyiv: Naukova Dumka, 1992. 236 p.
5. Kuznetsov V.G., Grigoriev A.S., Danilyuk V.B. Reducing the asymmetry and non-sinusoidality of voltages in electrical networks. Kyiv: Naukova Dumka, 1992. 240 p.
6. Zhezhenenko I.V., Saenko Yu.L. The quality of electricity at industrial enterprises. Moskva: Energoatomizdat, 2005. 261 p.
7. Venikov V.A., Glazunov A.A., Zhukov L.A. Electrical networks. Moskva: Vysshaia shkola, 1971. 438 p.
8. Zhelezko Yu.S. Reactive power compensation and improvement of the quality of electricity. Moskva: Energoatomizdat, 1985. 224 p.
9. Zhelezko Yu.S. Loss of electricity. Reactive power. Electricity quality. Guide for practical calculations. Moskva: ENAS, 2009. 456 p.
10. Miller J.E. Reactive power controlled in electric systems. John Willey& sons, 1982. 416 p.
11. European Smart Grids Technology Platform: vision and Strategy for Europe’s Electricity Networks of the Future. European Commission, 2006. 44 p.
12. Yagup V.G., Yagup K. V. Calculating the parameters of symmetry-compensating device for three-phase electrical power system based on the system decomposition. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 60-66. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.01.060> (Rus)
13. Yagup V.G., Yagup E.V. Calculation of the parameters of a symmetrical-compensating device of a three-phase power supply system based on the decomposition of the system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 6. Pp. 20–26. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.06.020> (Rus)
14. Zubair Ahmed Memon, Mohammad Aslam Uqaili, Mukhtiar Ali Unar. Design of Three-Phase Hybrid Active Power Filter for Compensating the Harmonic Currents of Three-Phase System. *Mehran University Research Journal of Engineering and Technology*. 2012. Vol. 31(2). Pp. 347–354.
15. Milykh V.I., Pavlenko T.P. Electrical supply of industrial enterprises. Kharkiv: FOP Panov A.M., 2016. 272 p. (Ukr)
16. Kopylov I.P. Electric machines. Moskva: Vysshaia shkola, 2004. 607 p. (Rus)

Надійшла 15.04.2022
Остаточний варіант 05.09.2022

УЗАГАЛЬНЕНИЙ ІДЕНТИФІКАТОР НАЯВНОСТІ СПОТВОРЕНЬ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

А.В. Волошко*, докт. техн. наук
НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
Пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.
E-mail: avolosko820@gmail.com

Розробка заходів по забезпеченню якості електричної енергії можлива тільки після оцінки фактичного стану якості електричної енергії у всіх вузлах електричної мережі. Тому в основу системи забезпечення необхідної якості електричної енергії повинно бути покладено систему її моніторингу. Представлено підхід до побудови системи моніторингу якості електричної енергії у реальному часі шляхом розробки узагальненого ідентифікатора наявності спотворення якості електричної енергії незалежно від його типу, часу появи та тривалості на основі побудови просторово-часового розподілу інформаційного сигналу і подальшого ортогонального аналізу частотно-часових змін його спектральних компонент. Це дає змогу створення системи моніторингу якості електричної енергії в реальному часі на відміну від існуючих методів, під час застосування яких проводиться послідовна обробка вимірювального сигналу для визначення окремих показників якості електричної енергії, що унеможливує його проведення в реальному часі. Бібл. 10, рис. 2.

Ключові слова: якість електричної енергії, спотворення параметрів якості електричної енергії, вейвлет-аналіз.

Вступ. Аналіз сучасного стану електроенергетичної галузі України свідчить, що її інтеграція з електроенергетичним сектором країн ЄС можлива тільки за умови дотримання жорстких вимог до параметрів якості електричної енергії, які повинні знаходитися у межах допустимих рівнів, встановлених у нормативних документах [1]. При цьому слід зауважити, що якість електричної енергії в значній мірі впливає на надійність функціонування електроенергетики України і є постійно діючим фактором, який може призводити до необґрунтованих економічних втрат як безпосередньо енергопостачальних компаній, так і багатьох споживачів електричної енергії.

Одним із заходів вирішення даних питань є створення системи моніторингу якості електричної енергії в реальному часі на основі такого математичного апарату, який би надавав змогу проводити не тільки визначення наявності спотворень якості електричної енергії, але і необхідність подальшої обробки вимірювальної інформації і при цьому бути адаптивним до сингулярної поведінки інформаційного сигналу.

Літературний огляд. Як слідує із нормативних документів [1], показники якості електричної енергії розподіляються на дві групи: безперервні явища, тобто відхилення від номінального значення, що мають місце протягом усього часу, та випадкові події з напругою, тобто раптові та істотні відхилення від нормальної чи бажаної форми кривої напруги. Гармоніки та інтергармоніки, коливання напруги і небаланс напруг відносяться до першої групи, а перехідні процеси напруги, зниження/перевищення напруги, переривання напруги та інші високочастотні спотворення складають другу групу.

Велика кількість методів обробки інформаційних сигналів використовується задля визначення показників якості електричної енергії. Всім їм притамані як переваги так і недоліки для застосування їх в системах моніторингу якості електричної енергії (ЯЕЕ).

Аналіз літературних джерел дав змогу окреслити основні існуючі методи ідентифікації наявності та типу спотворень якості електричної енергії:

- штучні нейронні мережі (скриті марківські моделі). Досліджувалися ученими Perunicic (1998 p.), Santoso (2000 p.), Gaouda (2002 p.), Gaing (2004 p.), Mishra (2008 p.), Zwe-Lee Ching (2004–2012 p.p.) [2];
- на основі експертних систем – Santoso (2000 p.), Styvaktakis (2001, 2002 p.), Chung (2002–2009 p. p.), Reaz (2007–2011 p. p.) та адаптивної нечіткої експертної системи – Ibrahim (2001 p.) [3];
- експертні системи із нечіткою логікою – Dash (2000 p.), Tharak (2003 p.), Zau (2004 p.), Chilukuri (2004–2008 p. p.), Ortiz (2006–2009 p. p.), Bizjak (2006–2010 p. p.) [4];
- SVM – методологія навчання за прецедентами (Bishop, Moulin, Lin, Axelberg, Roberts [5];

- комбіновані методи – штучні нейронні мережі та SVM [6];
- вейвлети та моделі Маркова [7];
- експертні системи із нечіткою логікою та Фур'є-аналіз [8].

Аналіз особливостей застосування даних методів показав наступне. Використання скритих марківських моделей потребує знання статистичних властивостей сигналів. Метод опорних векторів використовується в основному для вирішення задач класифікації та регресійного аналізу, а нейромережеві експертні системи, зазвичай, призначені для розв'язання задач діагностики та прогнозування. При цьому слід враховувати, що навчання та перенавчання штучних нейронних мереж є багатопараметричною задачею нелінійної оптимізації та вимагає багато часу. Таким чином застосування зазначених методів для ідентифікації спотворень ЯЕЕ в реальному часі не можна вважати достатньо ефективним.

Враховуючи вищевикладене, у даній роботі розглядається швидке перетворення Фур'є як один із найпоширеніших методів визначення параметрів якості електричної енергії та метод вейвлет-аналізу, просторово-часові властивості якого є цілком прийнятними для виявлення наявності спотворення ЯЕЕ, його початку і тривалості та подальшого визначення та класифікації цього спотворення.

Метою даної роботи є розроблення узагальненого ідентифікатора визначення наявності спотворення ЯЕЕ незалежно від його типу, часу появи та тривалості у реальному часі.

Розробка способу однозначної ідентифікації наявності спотворень якості електроенергії.

На даний час не існує узагальненого ідентифікатора визначення наявності довільного типу спотворень. Тому актуальною із науково-практичної точки зору є розробка способу однозначної ідентифікації погіршення ЯЕЕ у реальному часі. Як показують результати багатьох досліджень для аналізу структури сигналів різноманітної тривалості необхідні частотно-часові атоми з різноманітними часовими носіями.

В ортогональних перетвореннях як сімейства таких частотно-часових атомів застосовується вейвлет-функція $\psi_{u,s}(t)$ в результаті її масштабування на величину s і зсуву на величину u

$$\psi_{u,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-u}{s}\right). \quad (1)$$

При цьому, ортогональне перетворення $\psi \in L^2(R)$ від часу u і масштабу $s \in \text{наступним}$:

$$Wf(u,s) = \left\langle f, \psi_{u,s} \right\rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-u}{s}\right) dt, \quad (2)$$

де $\langle f, \psi_{u,s} \rangle$ – скалярний добуток.

Як слідує із виразу (2), вейвлет-перетворення може фокусуватися на локальних структурах сигналу за допомогою процедури наближення та віддалення об'єктів, яка поступово зменшує/збільшує масштабний параметр. Особливості та негладкі структури сигналу часто містять основну інформацію щодо його характеристики. Оскільки локальна гладкість сигналу характеризується зменшенням амплітуди вейвлет-перетворення зі зменшенням масштабу, в роботі досліджено особливості і перепади сигналу шляхом аналізу локальних максимумів вейвлет-перетворення за малих масштабів, що дало змогу деталізувати місця «аномалій» у сигналі [9].

Як відзначається в науковій літературі, зменшення амплітуди вейвлет-коефіцієнтів в залежності від масштабу пов'язано з рівномірною і точковою гладкістю Ліпшиця сигналу. Вимірювання цього асимптотичного убудання еквівалентне наближенню структур сигналу за масштаба, який прямує до нуля. Тобто, якщо $f \in L^2(R)$ задовольняє умові Ліпшиця α , $\alpha \leq n$ на $[a, b]$, то існує $A > 0$ таке, що

$$\forall (u,s) \in [a,b] \times R^+ \quad |Wf(u,s)| \leq As^{\alpha+1/2}. \quad (3)$$

Нерівність (3) є умовою асимптотичного спадання $|Wf(u,s)|$, якщо s прямує до нуля. При цьому, у разі зменшення масштабу s функція $|Wf(u,s)|$ характеризує дрібномасштабні зміни довкілля u . Масштаб s має бути більше 2, в протилежному випадку крок вибірки може бути більше носія вейвлета. Тому під час обчислення найменший масштаб вейвлет-перетворення обмежений

розділенням дискретних даних. Як відомо, дискретне вейвлет-перетворення обчислюється з масштабом $2^j \geq s \geq \mu N^{-1}$, де μ може бути достатньо велике для того, щоб усунути вплив неточної вибірки на вейвлети найменшого масштабу. Тому найбільший масштаб 2^j потрібно обирати так, щоб він був меншим, ніж відстань між двома послідовними особливостями у часі для того, щоб запобігти впливу інших особливостей на $Wf(u, s)$.

За кожного масштаба 2^j представлення максимумів дає значення $Wf(u, 2^j)$ там, де $|Wf(u, 2^j)|$ – локальний максимум. При цьому, коли значення функції $f(t)$ зсунуте на τ , кожне $Wf(u, 2^j)$ також зсунуте на τ , як і їхні максимуми.

Апробація результатів дослідження.

Задля перевірки адекватності теоретичного рішення та його практичної значимості було проведено порівняльний аналіз результатів обробки сигналів за допомогою Фур'є та вейвлет-аналізу. Як інформаційні сигнали було вибрано наступне: наявність розривів I роду (перепадів амплітуди) та наявність третьої та п'ятої гармонік на різних періодах основного сигналу.

Результати Фур'є-аналізу свідчили про наявність аномалій у сигналі (розривів I роду) та наявність третьої й п'ятої гармоніки, але без ідентифікації часу їхнього виникнення та тривалості. Результати вейвлет-аналізу показали наступне. Наявність вейвлет-коефіцієнтів першого рівня вейвлет-декомпозиції ($Wf(u, 2^j)$) – cDI свідчили про наявність аномалій у сигналі (розривів I роду), наявність 3 та 5 гармонік в сигналі із зазначенням часу їхнього виникнення та тривалості протяжності.

Проаналізуємо вплив наявності спотворень ЯЕЕ, які присутні в інформаційному сигналі, на результати його ортогонального перетворення (рис. 1 та 2). Рис. 1 – вейвлет-декомпозиція інформаційних сигналів: а – синусоїдальний сигнал та наявність перевищення номінального значення напруги; б – синусоїдальний сигнал із наявністю шуму (SNR – 20%) та пониження номінального значення напруги. Рис. 2 – вейвлет-декомпозиція сигналу з провалом номінального значення (а) та знешумленого сигналу (б).

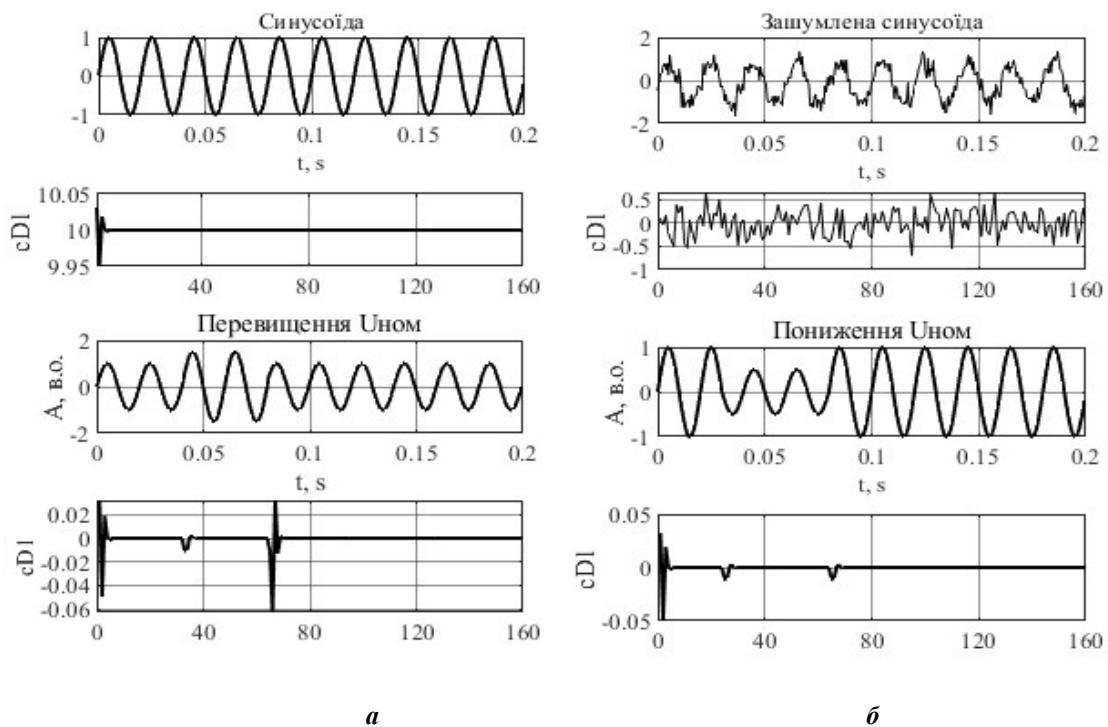


Рис. 1

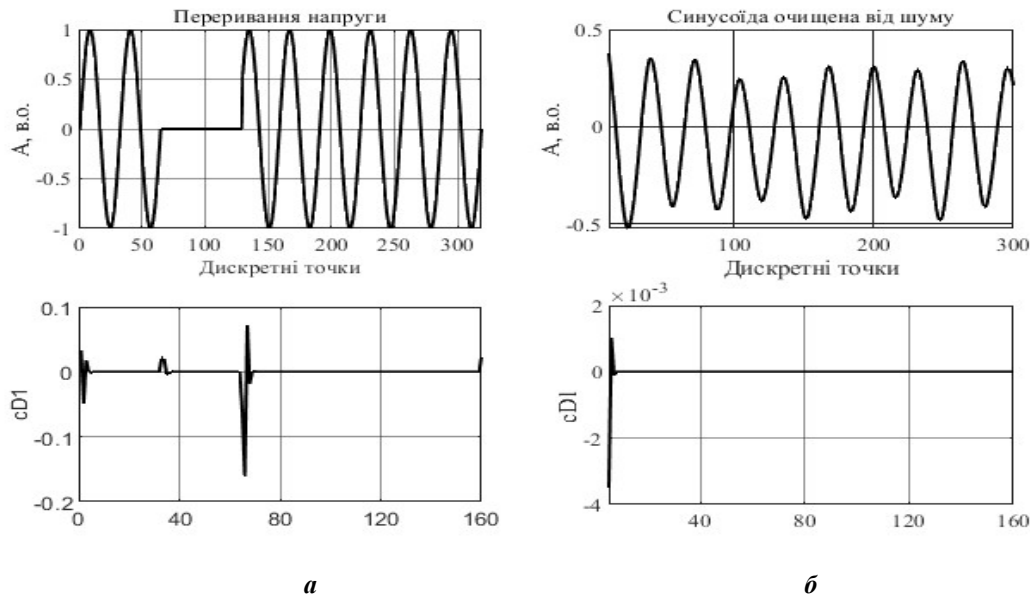


Рис. 2

Видалення шумової компоненти (розглядалася наявність адитивного білого Гаусового шуму із середнім нулем і стандартним відхиленням σ) проводилося вибором адаптивного порогового значення шуму $\lambda_{\text{адап}} = \frac{\sigma}{\sigma_{\text{лок}}}$, де $\sigma_{\text{лок}}$ – локальна середньоквадратична похибка досліджуваного сигналу та типу порогової обробки [10]

$$c\hat{D}_{j,k} = \begin{cases} \text{sgn}(cD_{j,k}) \left(|cD_{j,k}| - \eta \left(\lambda_j 0 |cD_{j,k}| \right) \lambda_j \right), & |cD_{j,k}| \geq \lambda_j \\ 0, & |cD_{j,k}| \leq \lambda_j \end{cases}, \quad (4)$$

де λ_j – порогове значення j -го рівня вейвлет-перетворення; $cD_{j,k}$ – деталізуючий вейвлет-коефіцієнт j -го рівня. За умови $\eta \rightarrow \infty$ вираз (4) є еквівалентним жорсткій пороговій обробці, а у випадку $\eta \rightarrow 1$ (у нашому випадку) – м'якій. Як слідує із результатів дослідження наявність спотворення в сигналах любого типу призводить до появи значення деталізуючого коефіцієнта першого рівня вейвлет-декомпозиції ($cD1$), відмінного від нуля.

За наявності синусоїдального сигналу $cD1 = 0$ інформаційний сигнал не містить спотворень. Спотворення типу пониження / перевищення номінального значення напруги (інформаційного сигналу) та переривання напруги призводить до появи значення коефіцієнту $cD1$ з позначенням початку та закінчення спотворення. Наявність шумової компоненти в інформаційному сигналі призводить до появи деталізуючого коефіцієнту першого рівня вейвлет-декомпозиції, відмінного від нуля.

Висновки.

1. Аналіз отриманих результатів вейвлет-декомпозиції синусоїдального сигналу та сигналів із наявністю спотворень якості електричної енергії (значення деталізуючих коефіцієнтів першого рівня декомпозиції) показує можливість безпосереднього виявлення спотворень та визначення початку та/або закінчення дії відповідного спотворення за значенням деталізуючого коефіцієнту першого рівня вейвлет-декомпозиції. Даний деталізуючий коефіцієнт першого рівня вейвлет-перетворення має нульові значення у більшості точок за виключенням тих, в яких порушення відбувається.

2. Наявність деталізуючого коефіцієнта вейвлет-аналізу ($cD1$) слугує як узагальнений ідентифікатор наявності спотворення якості електричної енергії незалежно від його типу. В протилежність підходу запропонованого в даній роботі, у інших роботах проводиться послідовна обробка вимірювального сигналу для визначення окремих показників якості електричної енергії, що

унеможливує розробку системи проведення моніторингу якості електричної енергії в реальному часі.

3. Подальша вейвлет-декомпозиція інформаційного сигналу ($j \rightarrow J_{\text{необх}}$, який залежить від максимальної частоти інформаційного сигналу) дає змогу не тільки ідентифікувати наявність спотворення ЯЕЕ, але і, за необхідності, визначати їх тип та джерело появи.

1. EN 50160:2010&A1:2015&A2:2019&A3:2019 Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks. (NSAI), 2019. 36 p.
2. Zwe-Lee Gaing. Wavelet-based neural network for Power Disturbance recognition and classification. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2004. Vol. 19. No 4. Pp. 1560-1567.
3. Emmanouil S., Bollen M.H.J., Gu I.Y.H. Expert system for classification and analysis of Power system event's. *IEEE Trans. On Power Delivery*. 2002. Vol. 17. No 2. Pp. 423-428.
4. Bizjak B., Planinsic P. Classification of Power Disturbances using Fuzzy Logic. 12th International *Power Electronics and Motion Control* Conference. Portoroz, 30 August–1 September 2006. Pp. 1356-1360.
5. Axelberg, P., Gu I.Y.-H., Bollen M. H. Support Vector Machine for Classification of Voltage Disturbances *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2007. Vol. 22. No 3. Pp. 1297-1303.
6. Janic P. Automated classification of Power-quality disturbances using SVM and RBF network. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2006. Vol. 21. No 3. Pp. 1663-1669.
7. Grouse M.S., Nowak R.D., Baraniuk R.G. Wavelet-based statistical signal processing using hidden Markov models. *IEEE Trans. Signal Processing*. 1998. Vol. 46. No 4. Pp. 886-902.
8. Dash P.K., Mishra K.S., Salama M.M.A. Classification of Power Disturbances using a Fuzzy expert system and a Fourier linear combiner. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2000. Vol. 15. No 2. Pp. 472-477.
9. Mallat S.A. A theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation. *IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell.* 1989. Vol. 11. Pp. 674-693.
10. Coh H.H., Liao L., Zhang D., Dai W., Lim C.S. Denoising Transient Power Quality Using an Improved Adaptive Wavelet Threshold Method Based on Energy Optimization. *Energies*. 2022. No 15. Pp. 1-21. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15093081>.

GENERALIZED IDENTIFIER OF THE PRESENCE OF DISTORTIONS OF QUALITY OF ELECTRICITY

A.V. Voloshko

**National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,
37, prosp. Peremohy, Kyiv, 03056, Ukraine.**

E-mail: avolosko820@gmail.com

Development of measures to ensure the quality of electricity is possible only after assessing the actual state of electricity quality in all nodes of the electricity network. Therefore, the system of ensuring the required quality of electricity should be based on its monitoring system. An approach to building a real-time electricity quality monitoring system by developing a generalized identifier for the presence of electricity quality distortion regardless of its type is presented, time of occurrence and duration based on the construction of spatio-temporal distribution of the information signal and subsequent orthogonal analysis of frequency-temporal changes of its spectral components. This allows the creation of a system of real-time monitoring of electricity quality in contrast to existing methods, when using which the sequential processing of the measuring signal is carried out to determine certain indicators of the quality of electric energy, which makes it impossible to conduct it in real time. References 10, figures 2.

Keywords: electricity quality, distortion of electric energy quality parameters, wavelet analysis.

Надійшла 02.06.2022
Остаточний варіант 21.07.2022

A FOUR TERMINAL AXIAL-BISHIELDED NETWORKS

O.O. Mikhal*

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: a_mikhal@ukr.net

An impedance measurement object with an H-shaped four-terminal equivalent substitution circuit is considered. An error analysis was performed for sensors whose non-informative supply resistances are of the same order or exceed the measured impedance. A new definition of four-terminal impedance has been proposed, namely four-terminal axial be-shielded (FTABS) measuring object. Based on such new definition, the scheme of axial-bishielded bridges is proposed for precision measurement of temperature and electrolytic conductivity of liquids. Such bridges differ from the well-known coaxial bridges since the former ones have an additional circuit for equipotential protection, which is located between the flow circuits of direct and reverse currents. References 18, figures 7.

Keywords: impedance, model, four-terminal axial be-shielded object, measuring bridge.

From the works of Samuel Christie [1] and Charles Wheatstone [2], which became the prototype of the four-branch bridge [3], the Kelvin double bridge [4] or the first transformer bridges (patent Rosenthal's in 1883) to the present day, improvement of the impedance measurement accuracy has been related to bringing invariance to a large number of impact factors, increasing efficiency of the four-terminal connections, and eliminating shunting effects. The key technical solutions to achieve an error of 0.1 ppm in the measurement of AC resistance were the transformer bridges of Gibbings [5], Hill [6], Furd [7]. Amidst major requirements for such bridges, along with the high precision of branches ratio, was an effective four-terminal connection of the standard measure and the measuring object. In 1964, for precision immittance measurement Cutkosky proposed to use the definition which he formulated as ‘four-terminal-pair networks’, Fig. 1, a [8]. In the coaxial variation a model is presented in Fig. 1, b where an object is surrounded by a shield with potential equaling zero and a reverse current flowing through it.

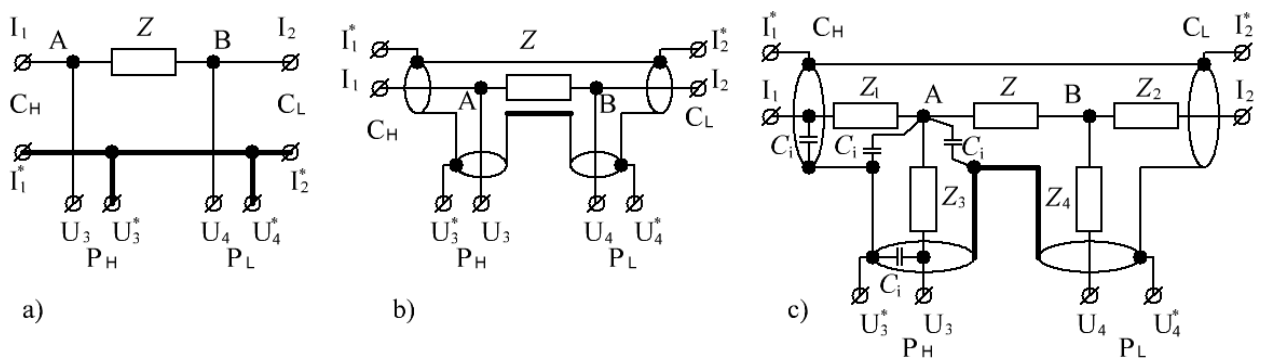


Fig. 1

Each of the four signals (two current and two potential) is fed to the object via a coaxial port. Later on, such objects and measuring networks on their basis became known as coaxial bridges [9, 10]. A model with the four-pair connection allows to pass direct and reverse currents in spatial contours with the minimum area. This enables to reduce scattering fields in the transformer measuring networks, optimize the signal-to-interference ratio (primarily magnetic), and realize, along with other techniques, high sensitivity of the coaxial bridges. The four-terminal-pair connection of a measuring object in Fig. 1 has the formula of connection 4x2, i.e. four terminals with two connectors each. The modes to be formed on each connector are given in Table 1.

© Mikhal O.O., 2022

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

Therefore, the purpose of this article is to analyze the problems of the four-terminal-pair measuring object, to consider ways to solve these problems, to introduce a new type of object to correct the influence of transverse parasitic admittance, which was defined as four-terminal axial-bi-shielded (FTABS) measuring object and examples of implementation of such objects in double-shielded coaxial bridges designed for precision measurement of temperature or electrolytic conductivity.

Table 1

| Type of connections: | Modes on port connectors | | | |
|---|------------------------------|------------------------------|---|--|
| | I_1 and I_1^* (C_H) | I_2 and I_2^* (C_L) | U_3 and U_3^* (P_H) | U_4 and U_4^* (P_L) |
| Four-terminal-pair connections [8] | $I_1 = I_1^*$ $U_1^* = 0$ | $I_2 = I_2^*$ $U_2^* = 0$ | $I_3 = I_3^* = 0$ $U_3 = U, U_3^* = 0$ | $I_4 = I_4^* = 0$ $U_4 = U_4^* = 0$ |
| | $I_1 = I_2, U_1 = U_3$ | | $U_2 = U_4$ | |
| Four-terminal bi-shielded connections (FTABS) | $U_1^{**} = U_1$ | $U_2^{**} = U_2$ | $U_3^{**} = U_3$ | $U_4^{**} = U_4 \neq 0$ |
| | $U_1 \neq U_3$ | | $U_2 \neq U_4$ | |

The problem and its analysis. The Cutkosky impedance definition is based on several conditions. The voltage difference at U_H and U_H^* connectors should be equal to the voltage of the power source, and the voltage difference at U_L and U_L^* connectors should be zero. This means that potentials of I_H, U_H connectors and point A coincide, and potentials of the connectors I_L, U_L and point B coincide accordingly. But in this case, a model of the four-terminal object neglects impedances in the current circuits Z_1, Z_2 and voltage circuits Z_3, Z_4 (Fig. 1, c). However, there are a number of measurement objects where impedances cannot be ignored. For EG, at cryogenic temperatures, the active resistance 100Ω of Standard Platinum Resistance Thermometer (SPRT) decreases by three orders of magnitude to 0.1Ω , whereas the input impedances Z_1-Z_4 remain significant at 0.6Ω level. Additionally, in four-electrode AC conductivity cells with the calculated constant (absolute 4T cell [11]), impedances Z_1, Z_2 and Z_3 of liquid columns are almost identical in module and reach $10\text{ k}\Omega$. Moreover, informative parameter Z has a parallel capacitive equivalent circuit [12], while the non-informative parameters Z_1, Z_3 have a serial capacitive equivalent circuit, the phase angle tangent of which for some solutions approaches 1. For above mentioned objects, the working current and parasitic capacitances C_i breach the Cutkosky conditions $U_1 \neq U_3$ and $U_2 \neq U_4$. This is a major problem that leads to error. We'll look at it in more detail below.

Typically, measuring devices and sensors are connected with an communication line (cable). Fig. 2 shows a scheme for measuring informative parameter Z_X which is represented by an H-shaped four-terminal measuring object [13].

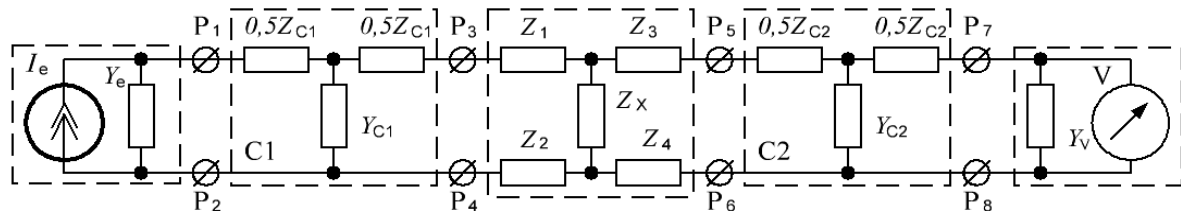


Fig. 2

The scheme contains the following elements of the device: a power source with output conductance Y_e and a voltmeter with input conductance Y_v , connected respectively by cable C_1 with connectors P_1-P_4 , and cable C_2 with connectors P_5-P_8 to the measuring object.

A systematic error caused by non-informative parameters will occur during the measurement process. For its calculation in [13] the following formula is applied:

$$\delta_Z = -[(Y_e + Y_{C1})z_1 + (Y_v + Y_{C2})z_2], \quad (1)$$

where:

$$z_1 = Z_{C1} + Z_1 + Z_2 + Z_X \frac{1 + (Y_v + Y_{C2})(Z_{C2} + Z_3 + Z_4)}{1 + (Y_v + Y_{C2})(Z_X + Z_{C2} + Z_3 + Z_4)};$$

$$z_2 = Z_{C2} + Z_3 + Z_4 + Z_X \frac{1 + (Y_e + Y_{C1})(Z_{C1} + Z_1 + Z_2)}{1 + (Y_e + Y_{C1})(Z_X + Z_{C1} + Z_1 + Z_2)}.$$

In [13] all non-informative parameters (Fig. 2) denoted by symbols Z_i are called longitudinal impedance, and Y_i -denoted parameters are named transverse admittance, respectively. As a rule, only short-length cable [9, 10, 13] parameters are used in the analysis. In [9], linear parameters of a standard (50 Ω) coaxial cable, based on one-meter-length, are given: $Z_{C1} = Z_{C2} = 10^{-2} + j\omega 2,5 \times 10^{-7}$ and $Y_{C1} = Y_{C2} = j\omega 10^{-10}$. It stands to reason that at typical operating frequencies ranging from 100 to 1000 Hz inductance in the impedances Z_{C1} and Z_{C2} can be neglected for thermometry and conductivity measuring instruments. It should be noted that, for EG, SPRTs are calibrated at reference points which are located over a large area, sometimes in different rooms. Whereby a thermometry bridge (F900), depending on its configuration, has a weight of 27-31 kg, is grounded and, as a rule, is installed as stationary one. Therefore, the length of the measuring cables for the thermometry bridges can reach 10-30 m in the laboratories of the national metrological institutes. Thus, the longitudinal impedances of the measuring objects can be an order of magnitude larger than the informative parameter. Under interconnection line we mean not only the measuring cable connecting a device and a sensor (we denote these parameters as r_{CAB} and C_{CAB}), but also the part of the cable inside the device (parameters r_{INDEV} and C_{INDEV}), as well as the cable inside the sensor, which links sensor connectors and electrodes of the sensing element (parameters r_{INSEN} and C_{INSEN}).

For some of the most commonly used types of precision thermometry and conductivity sensors (high-temperature SPRTs of BTC type and ITC10 type; low-temperature SPRTs of platinum resistance thermometer TCIH-4B type, Russian designation; or absolute 4T conductivity cell), the values of longitudinal and transverse parameters are presented in Table 2.

Table 2

| Sensor type | Parameters of interconnection line | | | | | | Object parameters | | |
|-------------|------------------------------------|------------------|------------------------|----------------|--------------------------|------------------|---------------------------|--------------------------|---------------------------|
| | r_{INDEV} , M Ω | C_{INDEV} , pF | r_{CAB} , M Ω | C_{CAB} , pF | r_{INSEN} , M Ω | C_{INSEN} , pF | $ Z_1 , Z_2 $ | $ Z_3 , Z_4 $ | $ Z_X $ |
| BTC | 1-3 | 10-30 | 10-300 | 100-3000 | 10-15 | 100-150 | 0.2-0.6 M Ω | 0.2-0.6 M Ω | 0.6-2 Ω |
| ITC10 | 1-3 | 10-30 | 10-300 | 100-3000 | 10-15 | 100-150 | 2-6 M Ω | 2-6 M Ω | 10-25, Ω |
| TCIH-4B | 1-3 | 10-30 | 10-300 | 100-3000 | 10-15 | 100-150 | 0.3-1 Ω | 0.3-1 Ω | 0.1-100 Ω |
| 4T cell | 1-3 | 10-30 | 10-15 | 100-150 | 1-3 | 10-30 | 5 Ω - 10k Ω | 3 Ω - 3k Ω | 5 Ω - 10k Ω |

In the formula for an error (1) there are three components: additive, multiplicative, and linear error. We make a simplified estimation of the additive component of an error in the assumption that the parameters of a source and a voltmeter are compensated, i.e. $Y_e \ll Y_{C1}$ and $Y_V \ll Y_{C2}$. At the highest range, upon equal distance between the potential and current electrodes, impedance modules of the conductivity sensor are equal $Z_X \approx Z_1 \approx Z_2 = 5$ k Ω . Hence, an additive component of the error (1) will be $\delta Z_a \approx Y_{C1}(Z_1 + Z_2)$. Then at an operating frequency of 1 kHz the error can reach 0.6%. Thereby, linear and multiplicative errors will be of the same order of magnitude. There are two methods to handle this problem. The first method is based on the compensation of the voltage drop on the longitudinal parameters to reduce the influence of the impedances Z_1, Z_2 . The second one is based on equipotential protection in coaxial measuring networks to reduce the impact of the Y_{C1} and Y_{C2} transverse admittances. There are ways to solve the second problem. This is the use of three axial measuring cables with the formation of a protective potential. But in [10] only the idea is formulated. Even the principle of action is absent. There is also an original solution based on a symmetrical passive transmission structure obtained with a center-tapped four-coaxial cable [14, 15]. It requires four axial cables in current or potential circuits. But the effect is achieved only for a cable of a specific length. Further, since, for example, for $Z_l = Z$ (Fig. 1, c), the potentials of terminals I_1 (port C_H) and U_3 (port P_H) will differ twice, this method will not work. This article discusses the second method in more detail.

Ways to solve the problem. The essence of new approach lies in combining methods of magnetic and electrostatic protection of the measuring networks. Schematically this idea is shown in Fig. 3, a. Well-known coaxial measuring networks [9, 10], where operating current I_X flows through an object with impedance Z_i and returns to the power source through a shield with impedance Z_{i2} , forming in the space contour L with a minimum area. It is suggested that such networks will be supplemented by an additional contour which performs the function of equipotential protection of the direct working current circuit. It should be located between the direct and reverse working current circuits. The new object, Fig. 3, a (as opposed to two-

terminals pair 2P or four-terminals coaxial 4C [16]) can be defined as two port triple-coaxial impedance (code 2 TC). The following relation is a condition for the absence of leakage currents ($I_{leakage} = 0$, Fig. 3, a):

$$I_{i1}Z_{i1} = I_X Z_i. \quad (2)$$

If we apply the above approach to all elements of the four-terminal object ($Z_1 - Z_4, Z_X$, Fig. 2), then we obtain the multi-terminal model of the measurement object. The model presented in Fig. 3, b, allows organizing universal protection against magnetic and electrostatic external or internal interference.

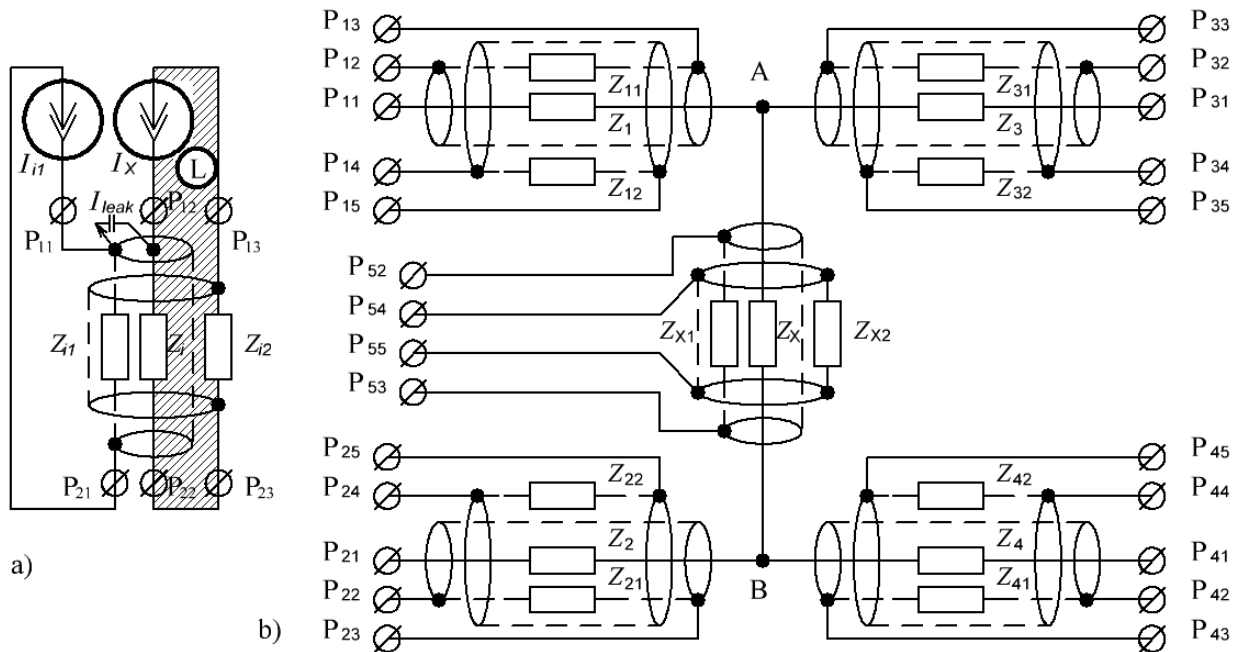


Fig. 3

The scheme shown in Fig. 3, b contains five ports (terminals) $P1 - P5$ with connectors P_{ij} to form the respective modes. The first four ports have the same set of five connectors each. A pair of P_{i2} and P_{i3} connectors for the inner shield, a pair of P_{i4} and P_{i5} connectors for the outer shield, and P_{i1} connectors for a classic four-terminal connection. Fifth port terminals have the same functions, but do not have terminal P_{51} , because by definition four clamping objects, the corresponding terminals of ports $P1, P3$ and $P5$ are connected at point A, and the terminals of ports $P2, P4$ and $P5$ with are connected at point B. The scheme in Fig. 3, b, upon forming appropriate modes, is suitable for the implementation of wires bifilarity with direct and reverse currents and for equipotential protection of sensor sections, connectors and measuring networks.

If you combine P_{15} and P_{54} connectors, as well as P_{53} and P_{25} connectors, you are able to form a circuit for reversing current through the connectors P_{14} and P_{24} . If you exclude circuits for equipotential protection, but combine pair wise connectors P_{15} and P_{54}, P_{53} and P_{25}, P_{35} and P_{45} both electrically and constructively, then in combination with the connectors P_{i1} one can obtain a four-terminal pair definition of the object, Fig. 1. In general representation of the scheme in Fig. 3, b, 21 variants of independent connector combinations for P_{ij} connectors can be identified to form protection circuits. The variations with the most practical significance are given in Table 3.

Four-terminal axial-bishielded (FTABS) measuring object. The implementation of some protection options proposed in Table 3 significantly complicates the sensor design. For existing designs (for EG, Strelkov's design of a high-temperature SPRT) it is only partially possible. This is explained by the fact that a shield can be inserted inside a thermometer's quartz tube only with the manufacturer's consent. In other cases, as a rule, additional studies of the shunting influence of the capacitances C_i (Fig. 1, c) are required.

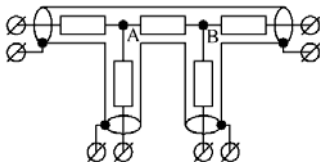
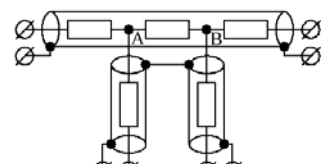
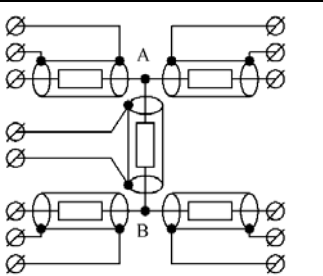
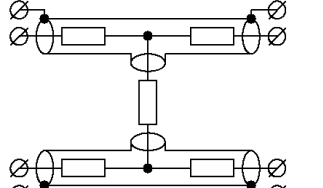
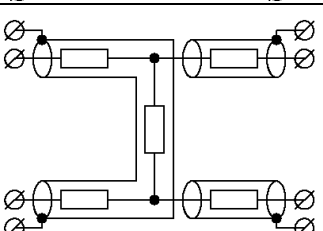
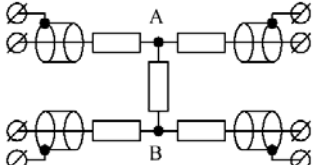
The most effective and promising approach is to combine the methods of bifillation of signals and their equipotential protection, which is achieved by combining schemes 1 and 6 of Table 3. Accordingly, there is a need to identify a new type of multi-terminal object.

The new definition of a measuring object has the formula of type connectors 4×3 , as shown in Fig. 4. The object differs from the well-known four-terminal-pair object by the fact that each terminal is provided with a third connector for equipotential protection. By analogy with a "bi-shielded" cable, such measuring

object can be called as a four-terminal coaxial bi-shielded one. Its connection scheme and designation of the modes on the connectors are represented in Fig. 4. Table lists additional requirements for voltages and currents at the connectors which are needed to define a four-terminal coaxial bi-shielded object.

Four-terminal axial bi-shielded (FTABS) measuring object. The implementation of some protection options proposed in Table 3 significantly complicates the sensor design. For existing designs (for EG, Strelkov's design of a high-temperature SPRT) it is only partially possible. This is explained by the fact that a shield can be inserted inside a thermometer's quartz tube only with the manufacturer's consent. In other cases, as a rule, additional studies of the shunting influence of the capacitances C_i (Fig. 1, c) are required.

Table 3

| | No | Scheme configuration | Jumper link | Scheme description and purpose |
|-------------------------------------|----|---|---|---|
| Methods of magnetic protection | 1 |  | P_{12} and P_{13} – none $P_{15} + P_{54} +$ $P_{55} + P_{24} +$ $P_{25} + P_{44} +$ $P_{45} + P_{34} +$ $P_{35} + P_{14} +$ | Combined bifilarity of current and potential circuits. Four-terminal-pair connection. The definition given in [8] and used in [9, 10, 14-16]. |
| | 2 |  | P_{12} and P_{13} – none $P_{15} + P_{54} +$ $P_{55} + P_{24};$ $P_{45} + P_{34}$ | Separate bifilarity of current and potential circuits. |
| Methods of electrostatic protection | 3 |  | P_{14} and P_{15} – none | Five-port symmetrical inclusion for independent equipotential protection of each element. |
| | 4 |  | P_{14} and P_{15} – none $P_{13} + P_{33};$ $P_{23} + P_{43}$ | Equipotential protection of current circuits, separately with high and low potential. |
| | 5 |  | P_{14} and P_{15} – none $P_{13} + P_{52} +$ $P_{53} + P_{22}$ | Separate equipotential protection of current and potential circuits. |
| | 6 |  | P_{14} and P_{15} – none P_{52} and P_{53} – none | Equipotential protection of the communication line to a sensitive element. |

The most effective and promising approach is to combine the methods of bifiling signals and their equipotential protection, which is achieved by combining schemes 1 and 6 of Table 3. Accordingly, there is a need to identify a new type of multi-terminal object.

The new definition of the measurement object requires a new type of connection. According to the formula terminal×connector, this should be the type of terminal – 4×3 connector, as shown in Fig. 4. This

object differs from the well-known four-terminal-pair object by the fact that each port is provided with a third connector for equipotential protection. By analogy with a "bi-shielded" cable, such measuring object can be called as a four-terminal coaxial bi-shielded one. Its connection scheme and designation of the modes on the connectors are represented in Fig. 4. Table lists additional requirements for voltages and currents at the connectors which are needed to define a four-terminal coaxial bi-shielded object.

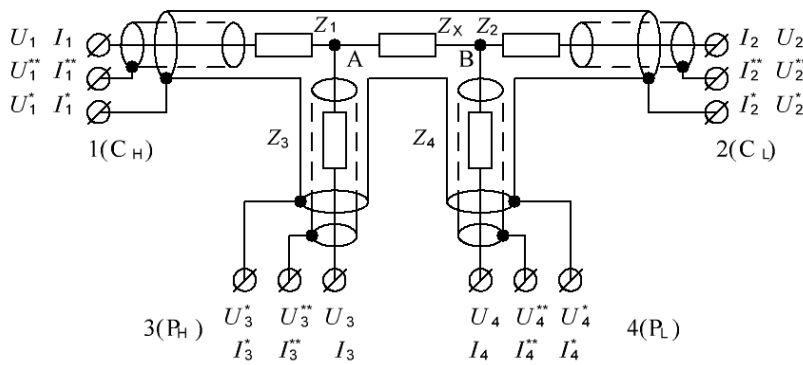


Fig. 4

Examples of coaxial bi-shielded bridges.

To protect against leakage currents of the measuring circuit with inductive voltage dividers and the formation of protective potentials can be used special transformers, the secondary winding of which is made of shielded wire. This wire has a four-layer structure: flexible internal lead, insulation, screen and again insulation. In real devices, we used such a shielded cable in isolation with an outer diameter of 1.1 mm. This allows up to 30-35 turns to be performed on amorphous toroid core (dimensions 40×25×11 mm) without noticeable loss of magnetic coupling. Measuring circuits with such transformers and objects in Fig. 4 were called tri-axial [17], by analogy with a triaxial cable [10]. Further on, the authors admitted the opinion of the reviewers that the term 'coaxial bi-shielded' more closely corresponds to the physical essence of the proposed changes in an object. Therefore, by analogy with coaxial bridges [9], measuring networks with objects in Fig. 4 can be called as coaxial bi-shielded bridges. Here below we propose several variants of schemes for such bridges for thermometric and conductometric tasks. One of such variants is shown in Fig. 5 for temperature measurement with SPRT. The basis of the scheme is a two-stage transformer T_2 , the secondary windings of which (in the circuit of flow of working current its m_{21} , and in the circle of comparison of voltages its m_{22}) are made of shielded wire.

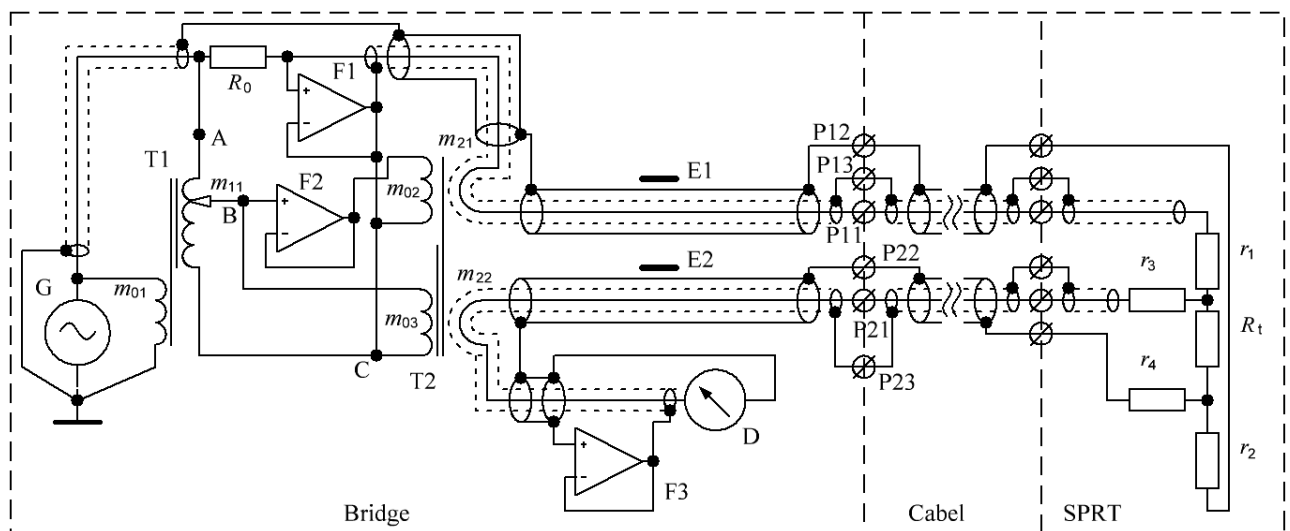


Fig. 5

The scheme is intended for operation in the range of non-cryogenic temperatures, where parameter r_2 indicates resistance of the wires inside the quartz tube of the standard platinum resistance thermometer (SPRT). Therefore, this resistance will be less than the resistance of the object R_t . In this case, the voltage drop across r_2 (Fig. 5) will be insignificant and, thus, there is no need to protect current and potential branches with low potential. In the scheme, the equipotential protection spreads not only throughout the device and cable, but also throughout some terminals to the sensitive element of the resistance thermometer, equalizers $E1$ and $E2$.

As a result, under these conditions, we may restrict ourselves to a type connection configuration 2×3 . That is, two connectors (for current $P11-P13$ and potential circuit $P21-P23$, Fig. 5) with coaxial double shielding. In Fig. 6, *a* shows an example of a simpler, cheaper implementation of a connector that uses three terminals instead of coaxial double shielding. It is this type of connector has been used in thermometric bridge CA 300.

Upon precision conductivity measurements, the measurable temperature of the liquid is almost always stabilized with high accuracy. For this purpose, a conductivity sensor, such as a precision absolute 4T cell [11] with a calculated constant (Fig. 6, *b*), is placed in a thermostat. The metal box of a thermostat can serve as a shield from electrical and magnetic interference. However, for safety reasons, the housing must be grounded. Therefore, it can lock the capacitors' currents of the supply filter. For this reason it is impractical to use the thermostat housing as a housing for a four-pair connection.

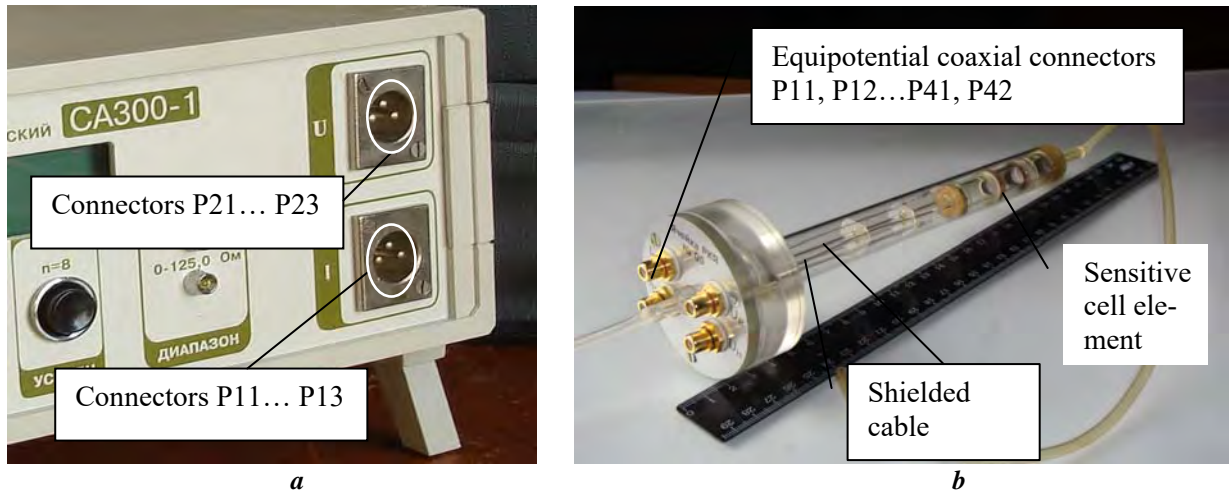


Fig. 6

As such, it is possible to utilize a section of metal foil or mesh fixed just behind the quartz tube of a four-electrode cell, Fig. 6, *b*. In this case, the screen S (Fig. 7) will also be in the thermostat. Therefore, it is not advisable to pass reverse working current through it. But it can be used as a screen shell for protection against interference. The scheme of such equipotential protection of the precision reference cell is shown in Fig. 7. It realizes a 4×2 connection type, that is, four terminals with two coaxial connectors each. The scheme in Fig. 7 is implemented in the Ukrainian standard of the unit for electrolytic conductivity of liquids [18].

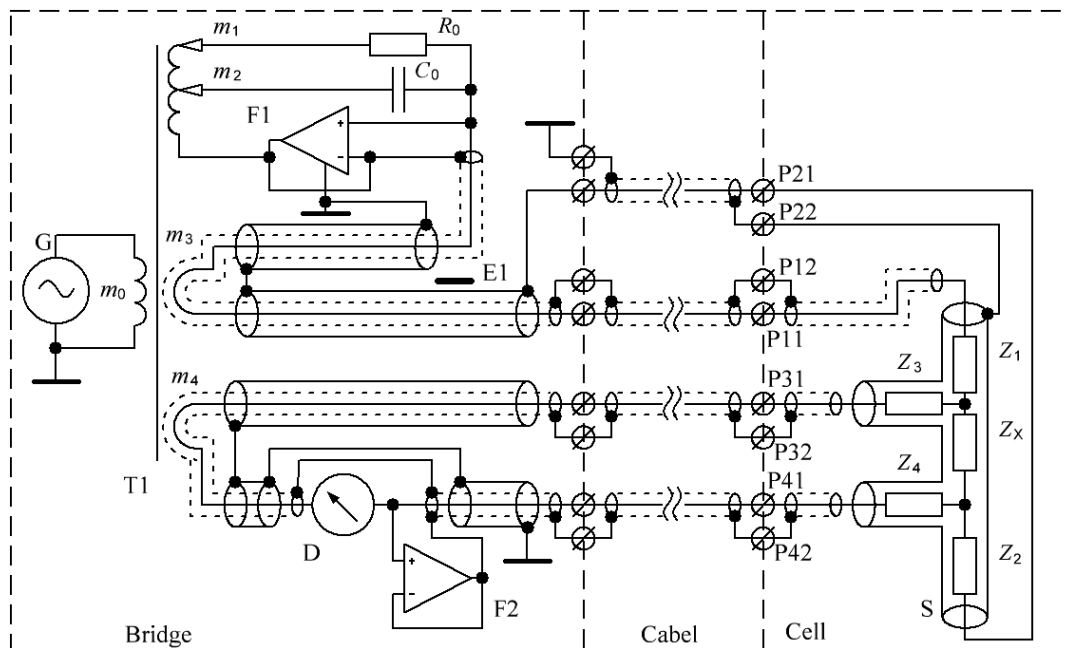


Fig. 7

It differs significantly from the well-known four-pair connection (Fig. 1) in that each of the shields has its own potential close to (ideally equal to) the potential of the central wire. Such connection enables full equipotential protection, including protection inside the sensor and the sensitive element itself, Fig. 6, *b*. That is, inside the device you can implement a coaxial bi-shielded connection but use a 4×2 cable configuration, or four terminals with two connectors. This will minimize the area of current and potential circuits, and therefore reduce the level of interference (including in-phase one) caused by the magnetic connections inside the device.

Thus, the use of the new definition of a coaxial bi-shielded measuring object and the formation of the necessary modes (Table 1) in the measuring networks of bridges allow to ensure the invariance of the measurement result to non-informative transverse admittance (Fig. 2) regardless of their magnitude with an error (1.0 – 0.1) ppm. This corresponds to the LBS of precision thermometry or conductivity bridges.

Conclusion. The scheme of known coaxial bridges (in the sense of Kibble's [9]) consists of two separate contours (frame), as if strung on top of each other. The first contour of the main is a classic four-armed bridge (in the sense of Hague's [3]). The second contour is a system of wires through which the reverse currents of the bridge branches flow, which are maximally aligned with the first circuit. The new bridges we have considered differ in that a third contour is placed between the first and second contours of the coaxial bridge. This contour performs the functions of equipotential bonding signals in the middle of the measuring circuit as well as the cable and the measuring object.

The new definition of the object of measurement - four-terminal axial be-shielded (FTABS) object allows combining as effectively as possible the bifilization of signals and their equipotential protection for four-terminal impedances having the lead (snood) resistance are commensurate with the information resistance. For such objects, the proposed approach reduces the influence of transverse admittance to the level of sensitivity of instruments, allows the use of measuring cables of any length and has the same small measurement error as in the case of four-terminal pair networks.

Роботу виконано за рахунок держбюджетної теми “Розвиток наукових основ підвищення точності кондуктометричних вимірювань з еталонними двоелектродними комірками”, шифр теми “ДИПОЛЬ-2”, державний реєстраційний номер теми 0119U001281, КПКВК 6541030.

1. Christie S. Hunter. Experimental Determination of the Laws of Magneto-Electric Induction in Different Masses of the Same Metal, and of Its Intensity in Different Metals. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*. 1833. Vol. 123. Pp. 95-142. URL: <http://www.jstor.org/stable/107990> (accessed at 10.02.2018).
2. Wheatstone Charles. An Account of Several New Instruments and Processes for Determining the Constants of a Voltaic Circuit. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*. 1843. Vol. 133. Pp. 303-327.
3. Hague B., Foord B.R. Alternating current bridge methods. Pitman Publishing, 1971. 603 p.
4. Kelvin bridge. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Kelvin_bridge (accessed at 10.07.2019).
5. Gibbings D.L. An alternating current analogue of the Kelvin double bridge. *Proc. IEE*. 1962. Vol. 109C. P. 307.
6. Hill J.J., Miller A.P. An A.C. Double bridge with inductively coupled ratio arms for platinum resistance thermometry. *Proc. IEE*. 1963. Vol. 110. No 2. P. 453.
7. Foord T.R., Langlands R.C., Binnie A.J. Transformer-ratio bridge network with precise lead compensation. *Proc. IEE*. 1963. Vol. 110. No 9. Pp. 1693-1700.
8. Cutkosky R.D. Four-terminal pair networks as precision admittance and impedance standards. *IEEE Trans. Commun. Electron*. 1964. Vol. 80 (70). Pp. 19-22.
9. Kibble B.P., Rayner G.N. Coaxial AC Bridges. Bristol, U.K.: Adam Hilger Ltd., 1984. 203 p.
10. Awan S., Kibble B., Schurr J. Coaxial Electrical Circuits for Interference-free Measurements. London, UK: The Institution of Engineering and Technology, 2011. 321 p.
11. Jensen H.D. Final Report of Key Comparison CCQM-K36. *Metrologia*. Vol. 47. No 1A. Pp. 08025. DOI: <https://doi.org/10.1088/0026-1394/47/1A/08025>
12. Mikhal A.A., Glukhenkyi A.I., Warsza Z.L. Factors of AC Field Inhomogeneity in Impedance Measurement of Cylindrical Conductors. *Recent Advances in Systems, Control and Information Technology, Advances in Intelligent Systems and Computing* Vol. 543. Springer Cham. Pp. 535-545. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-319-48923-0_57
13. Surdu M.M., Monastyrsky Z.Ya. Variational methods for improving the accuracy of immittance meters. Kyiv: Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, 2015. 385 p. (Ukr.)
14. Cabiati F., D'Elia V. High-accuracy voltage and current transmission by a four-coaxial cable. Conference on *Precision Electromagnetic Measurements. Conference Digest (CPEM 2000)*. Sydney, Australia, 14-19 May 2000. Pp 435-436.

15. Cabiati F., D'Elia V. A new architecture for high-accuracy admittance measuring systems. Conference Digest Conference on *Precision Electromagnetic Measurements*. Ottawa, ON, Canada, June 16-21, 2002. No 5. Pp. 178-179. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2002.1034778>
16. Gallegaro L. Electrical impedance: principles, measurement, and applications. Ser. in Sensors. USA: CRC press: Taylor & Francis, 2013. 308 p.
17. Mikhal A.A., Warsza Z.L. Electromagnetic Protection in High Precision Tri-axial Thermometric AC Bridge. In: *Progress in Automation, Robotics and Measuring Techniques*. Vol. 3: Measuring Techniques and Systems, *Advances in Intelligent Systems and Computing* Vol. 352. Springer Cham, 2015. Pp. 147–156. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-319-15835-8_17
18. Mikhal A.A., Warsza Z.L., Gavrylkin V.G. Primary Standard of Electrolytic Conductivity Based on the AC Four Electrode Cell. *Challenges in Automation, Robotics and Measurement Techniques*. *Advances in Intelligent Systems and Computing*. Vol. 440. Springer Cham, 2016. Pp. 867–879.

УДК 621.317

ЧОТИРИТЕРМІНАЛЬНІ АКСІАЛЬНІ ПОДВІЙНО-ЕКРАНОВАНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ КОЛА

О.О. Міхаль, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: a_mikhal@ukr.net

Розглянуто імпедансний об'єкт вимірювання з H-подібною чотиризаписною еквівалентною схемою заміщення. Проведено аналіз похибки для давачів, неінформативні опори підводу яких одного порядку або перевищують вимірюваний імпеданс. Запропоновано нове визначення чотиризаписного імпедансу, а саме чотиритермінальний аксіальний подвійно-екранований (FTABS) об'єкт вимірювання. На основі нового визначення запропоновано схеми аксіальних подвійно-екранованих мостів для прецизійного вимірювання температури та електролітичної провідності рідин. Такі мости відрізняються від відомих коаксіальних мостів наявністю додаткового контура для еквіпотенційного захисту, що розміщується між контурами протікання прямого та зворотного струму. Бібл. 18, рис. 7.

Ключові слова: імпеданс, модель, чотиризаписний об'єкт, вимірювальний міст.

Надійшла 10.05.2022
Остаточний варіант 04.07.2022

ДО 100-РІЧЧЯ ВІД ДНЯ НАРОДЖЕННЯ АКАДЕМІКА НАН УКРАЇНИ

ФЕОДОСІЯ БОРИСОВИЧА ГРИНЕВИЧА

(1922-2015 рр.)



Народився Феодосій Борисович Гриневич 1 листопада 1922 року в селі Ріпна Волочиського району Хмельницької області. Свій трудовий шлях він розпочав у неповні 17 років вчителем сільської школи. У роки другої світової війни воював у лавах діючої армії, брав участь у штурмі Берліна.

У 1948 р. Ф. Б. Гриневич вступає до Львівського політехнічного інституту, після закінчення якого у 1953 р. пов'язав свою трудову і творчу діяльність з Академією наук.

В 1958 році Ф.Б. Гриневич приймав активну участь у заснуванні Інституту автоматики та електрометрії Сибірського відділення Академії наук СРСР, а в 1962 році – в становленні Інституту автоматики Академії наук Киргизької РСР (м. Фрунзе – Бішкек).

З 1966 по 2007 рік Ф.Б. Гриневич завідував відділом електричних і магнітних вимірювань Інституту електродинаміки НАН України, доктор технічних наук (1964 р.), професор (1967 р.), член-кореспондент (1973 р.) та академік (1979 р.) АН України, заслужений винахідник УРСР (1972 р.), лауреат Державної премії СРСР (1976 р.) у галузі науки і техніки.

Академік НАН України Феодосій Борисович Гриневич зробив величезний внесок у науку. Видатний вчений прожив 92 роки. Він заснував відому серед наукової спільноти школу з десятками висококваліфікованих спеціалістів, яка підняла на новий рівень важливі напрямки вимірювальної техніки. Головним науковим результатом праці Ф. Б. Гриневича, як науковця, стала теорія та принципи створення нового класу електровимірювальних приладів, що отримали назву цифрові екстремальні мости змінного струму. На базі цієї теорії було розроблено цілу низку типів прецизійних приладів

для вимірювання як електричних, так і неелектричних фізичних величин. Було налагоджено постійне і тісне співробітництво з заводом «Точелектроприлад», який виготовив понад 10000 екземплярів універсальних мостів змінного струму. Ще сотні і тисячі спеціалізованих приладів виготовлялися іншими підприємствами. Багато з цих приладів були першими та найкращими у своєму класі не тільки у Радянському Союзі, потім в Україні, але й у цілому світі. І сьогодні за важливими метрологічними характеристиками вони не поступаються сучасним зарубіжним аналогам. А ще були й унікальні прилади для медицини, космосу та для метрологічних організацій України і деяких інших країн.

Багато важливих наукових і практичних результатів було започатковано в роботах під керівництвом Ф. Б. Гриневича та розвинуто його учнями. Розроблено і впроваджено в експлуатацію серію еталонних засобів, засобів передачі значень еталонів та серійних робочих приладів для метрологічного забезпечення функціонування електроенергетики України. Створено теоретичні основи та розроблено прилади і багатоканальні інформаційно-вимірювальні системи для дистанційного визначення параметрів фізичних величин з використанням ємнісних, індуктивних та резистивних, а також кондуктометричних сенсорів. Запропоновано і реалізовано в унікальних розробках ефективні технічні рішення на основі високоточних уніфікованих вимірювальних перетворювачів. Створено принципово новий метод вимірювання магнітних характеристик, розроблено та впроваджено у виробництво автоматичні системи для визначення параметрів магнітів та виготовлення постійних магнітів з високоенергетичних матеріалів. Створено нові принципи побудови фазометричних систем та приладів. Розроблено лазерні далекомірні системи, що базуються на високоточному вимірюванні зміщення фаз прямого та відбитого сигналів. Розроблено принципові засади, теорію та принципи побудови нової дистанційної автоматичної кутомірної системи «Ємкосин» з похибкою вимірювання не більше ніж 1 кутова секунда (дорівнює прогину жорсткої балки завдовжки 200 метрів на 1 міліметр).

Загальна кількість розробок Ф.Б.Гриневича і його учнів перевищує сотню, з них 35 було освоєно у серійному виробництві.

Цікаво зазначити, що після вибуху на Чорнобильській АЕС, коли досить тривало (протягом декількох років) тримався радіоактивний фон, значно вищий за норму, Ф. Б. Гриневич написав та опублікував книгу «Измерение невидимок» накладом 18600 примірників. Книга була розрахована, радше, не на спеціалістів, а на допитливих читачів, що цікавились як виміряти «шкідливу невидимку», інтенсивність радіоактивного випромінювання та виявити розпад атома.

Науковий доробок Ф. Б. Гриневича налічує близько 400 наукових праць, серед яких понад 12 монографій, 200 наукових статей, 175 авторських свідоцтв та патентів, більшість з яких впроваджено у виробництво. Ці праці дуже поширені серед наукової спільноти, низку їх опубліковано за кордоном.

Значну увагу Ф.Б. Гриневич приділяв підготовці та вихованню наукових кадрів. Під його керівництвом підготовлено 7 докторів та понад 35 кандидатів технічних наук. Протягом тривалого часу він був заступником голови Ради з наукового приладобудування при Президії Академії наук УРСР, членом Президії Науково-методичної ради з інформаційно-вимірювальної техніки Міністерства вищої та середньої освіти, членом редколегії журналів «Автометрія» Сибірського відділення АН СРСР, «Контрольно-вимірювальна техніка», «Технічна електродинаміка», «Електронне моделювання», головою Спеціалізованої вченої ради із захисту докторських дисертацій.

Ф.Б. Гриневич як активний учасник бойових дій у роки другої світової війни нагороджений 5-ма орденами та багатьма медалями.

Феодосія Борисовича Гриневича немає серед живих вже сім років, з ним пішла епоха високих звершень і починань, але закладена ним школа працює і продовжує готувати висококваліфіковані кадри з метрології і вимірювальної техніки для нашої України.

Світла пам'ять про Феодосія Борисовича Гриневича буде завжди в наших серцях.

75 років Інституту електродинаміки НАН України

КИРИЛЕНКО О.В. До 75-річчя ІЕД НАН України 3

Теоретична електротехніка та електрофізика

ЖИЛЬЦОВ А.Н., БЕРЕЗЮК А.О., ВИШТАК Т.В. Тривимірна математична модель трифазного теплогенератора індукційного типу з використанням методу вторинних джерел 5

КУЧЕРЯВА І.М. Способи зменшення магнітного поля підземних силових кабелів в поліетиленових трубах з композиційного магнітного матеріалу 3

ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., КУЧЕРЯВА І.М. Захищені ізоляцією проводи для повітряних ліній електропередачі на середню напругу: переваги, комп'ютерні розрахунки 5

СЕГЕДА М.С., ГОГОЛЮК П.Ф., БЛИЗНАК Ю.В. Математична модель для аналізу перехідних процесів в двообвиткових трансформаторах у методі прямих 5

ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М., ЧЕРКАСЬКИЙ О.П. Особливості перехідних процесів у колах другого порядку з нелінійною моделлю іскроерозійного навантаження в умовах примусового обмеження їхньої тривалості 6

ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., КУЧЕРЯВА І.М. Зниження рівня магнітного поля підземної кабельної лінії на відповідальних ділянках за допомогою композиційних магнітних екранів кінцевої довжини 1

ЩЕРБА А.А., СУПРУНОВСЬКА Н.І. Формування біполярних імпульсних струмів у навантаженні ємнісних накопичувачів енергії електророзрядних установок 5

BATYGIN Yu.V., SHINDERUK S.O., CHAPLYGIN E.O., FENDRIKOV D.V. Double-circuit resonant electric power amplifier for magnetic-pulse processing of metals 3

SHCHERBA A.A., SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A. Features of the formation of multi-channel pulse currents and fast-migrating electric sparks in the layer of current-conducting granules of electric-discharge installations 2

SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A., ROZISKULOV S.S., SYNITSYN V.K. Improving the dynamic characteristics of electric discharge installations, which are significantly distant from the spark-erosion load 3

VASETSKY Yu.M. Virial theorem limitations for the toroidal magnetic energy storage caused by the location of support structure elements and their mechanical properties 1

VASETSKY Yu.M. Impedance boundary condition of non-uniform electromagnetic field penetration into conducting half-space 4

Перетворення параметрів електричної енергії

ГУЦАЛЮК В.Я. Послідовні резонансні інвертори з модульною структурою для високочастотних установок індукційного нагрівання 4

ЗУБКОВ І.С., ГУЦАЛЮК В.Я., ЮРЧЕНКО О.М. Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти резонансного інвертора напруги 2

ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Особливості декомпозиції багаторівневих випрямлячів за умови заданого обмеження діапазону регулювання вихідної напруги 2

ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Комбінована трансформаторна-ключова виконавча структура двофункційного перетворювача з дискретно-разовим керуванням 5

ПАВЛОВСЬКИЙ В.О., ГУРІН В.К., ЮРЧЕНКО О.М. Підвищення ефективності захисту електротехнічної та радіоелектронної апаратури від високовольних короткочасних сплесків напруги в мережі електроживлення 5

ARTEMENKO M.Yu., SHOPYK V.V., MIKHALSKY V.M., SHAPOVAL I.A., POLISHCHUK S.Y. The unbalance power identification in the three-phase four-wire power supply system for the needs of its distributed compensation 2

ARTEMENKO M.Yu., SHOPYK V.V., MYKHALSKYI V.M., SHAPOVAL I.A., POLISHCHUK S.Y. The efficiency improvement of a multiphase power supply system by using energy-saving shunt active filtration strategies 4

MAKARENKO V.V., PILINSKY V.V., GURIN V.K. The DC-DC converters EMI filters calculation method using LTspice 2

OLESCHUK V.I. Grid-connected PV system employing three inverters regulated by synchronous scheme of PWM 5

Перетворення параметрів електричної енергії

БОНДАР Р.П. Оптимізаційний підхід до визначення конструктивних параметрів лінійного

| | |
|---|---|
| магнітоелектричного двигуна вібраційної дії..... | 1 |
| РУДЕНКО Ю.В. Аналіз процесів у перетворювачі Кука з ізолюючою структурою з використанням метода усереднення..... | 6 |
| PERESADA S., NIKONENKO Y., KOVBASA S., RODKIN D., KISELYCHNYK O. Observer-based speed estimation for vector controlled induction motors | 1 |

Електромеханічне перетворення енергії

| | |
|---|---|
| АКІНІН К.П., КІРЕЄВ В.Г., ПЕТУХОВ І.С. Математичне моделювання електричної машини з триступеневим гіростабілізованим ротором..... | 5 |
| ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., ТАТАРІНОВ К.М. Зовнішня демпферна система ротора явнополюсної синхронної машини..... | 6 |
| ЖАРКІН А.Ф., ПАВЛОВ В.Б., ГРЕБЕНІКОВ В.В. Експериментальні дослідження контролера для керування тяговим електродвигуном на постійних магнітах..... | 5 |
| МАЗУРЕНКО Л.І., БІБІК О.В., ШИХНЕНКО М.О. Дослідження способів керування вентильно-індукторним приводом насосного обладнання з циклічним навантаженням..... | 6 |
| ПЕРЕСАДА С.М., НІКОНЕНКО Є.О., КОВБАСА С.М., КУЗНЕЦОВ О. Спостерігач потоко-зчеплення, адаптивний до змін активного опору асинхронних двигунів | 5 |
| РАЩЕПКІН А.П., КОНДРАТЕНКО І.П., КАРЛОВ О.М., КРИЩУК Р.С. Метод розрахунку електромагнітного поля спіралеподібної індукційної системи для магнітоімпульсного оброблення немагнітних металевих смуг з феромагнітним екраном..... | 2 |
| ШУРУБ Ю.В., ЦИЦЮРСЬКИЙ Ю.Л. Застосування комбінованої схеми однофазного включення асинхронного двигуна як засіб підвищення енергоефективності гідроприводу поступального руху..... | 4 |
| BONDAR R.P. Resonant modes of a linear permanent magnet vibratory motor | 4 |
| GREBENIKOV V.V., PAVLOV V.B., GAMALIA R.V., POPKOV V.S. Comparative analysis of electric machines characteristics with permanent magnets for electric vehicles and wind turbines | 4 |
| РОРОВОУСН О.М., ГОЛОВАН І.В. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors..... | 2 |
| РОРОВОУСН О.М., ГОЛОВАН І.В. Specification of determination the induction motor torque by the magnetic core modes in the saturated area | 6 |

Електроенергетичні системи та устаткування

| | |
|---|---|
| БАСОК Б.І., ДУБОВСЬКИЙ С.В., КУДЕЛЯ П.П. Сучасні проблеми функціонування ТЕЦ України..... | 6 |
| БЛІНОВ І.В., ТРАЧ І.В., ПАРУС Є.В., ДЕРЕВ'ЯНКО Д.Г., ХОМЕНКО В.М. Регулювання напруги та реактивної потужності в розподільних електричних мережах шляхом використання розосереджених відновлюваних джерел енергії | 2 |
| БЛІНОВ І.В., ОЛЕФІР Д.О., ПАРУС Є.В. Модель оптимального використання ресурсів гідроелектростанцій на ринку електричної енергії..... | 4 |
| БОРУКАЄВ З.Х., ЄВДОКІМОВ В.А., ОСТАПЧЕНКО К.Б. Обчислювальний метод вузлової трансформації процесу ціноутворення на ринку електроенергії | 5 |
| БУРАТИНСЬКИЙ І.М. Техніко-економічна оцінка використання системи акумуляування для стабілізації роботи сонячної електростанції..... | 2 |
| БУТКЕВИЧ О.Ф., ГУРСЄВА Т.М., ЧИЖЕВСЬКИЙ В.В., ЮНСЄВА Н.Т. Про деякі впливи складу генеруючи потужностей на динамічні властивості енергосистем | 6 |
| ВОЛОШКО А.В. Узагальнений ідентифікатор наявності спотворень якості електричної енергії..... | 6 |
| ДЕНИСЮК С.П., МАХЛІН П.В., ШРАМ О.А., СЛИНЬКО В.М. Особливості аналізу режимів роботи енергосистеми у районах з альтернативними джерелами електроенергії (вітровими електростанціями) | 1 |
| ДЕНИСЮК С.П., ДЕРЕВ'ЯНКО Д.Г., БЕЛОХА Г.С. Синтез моделей локальних електроенергетичних систем з джерелами розосередженої генерації | 4 |
| КАЦАДЗЕ Т.Л., ЧИЖЕВСЬКИЙ В.В., БУСЛОВА Н.В., ЧЕРКАШИНА В.В. Визначення складових втрат активної потужності в дальній електропередачі змінного струму..... | 4 |
| КИРИЛЕНКО О.В., ЖУЙКОВ В.Я., ДЕНИСЮК С.П. Використання динамічної тарифікації для оптимізації техніко-економічних показників Microgrid на локальних ринках електроенергії | 3 |
| КИРИЛЕНКО О.В., ПАВЛОВСЬКИЙ В.В., БЛІНОВ І.В. Науково-технічне забезпечення організації роботи ОЕС України в синхронному режимі з європейською континентальною енергетичною системою ENTSO-E | 5 |

| | |
|--|---|
| СИЧОВА В.В. Прогнозування добових графіків сумарних небалансів електричної енергії в ОЕС України..... | 4 |
| ШПОЛЯНСЬКИЙ О.Г. Аналіз перехідних процесів при постановці ЛЕП змінного струму під напругу в гібридних енергосистемах..... | 6 |
| ЯГУП В.Г., ЯГУП К.В. Дослідження режимів компенсації реактивної потужності в узагальненій системі електропостачання..... | 6 |

Електротехнологічні комплекси та системи

| | |
|--|---|
| БЕРЕКА В.О., БОЖКО І.В., КАРЛОВ О.М., КОНДРАТЕНКО І.П. Обробка водного розчину метиленової сині в краплино-плівковому стані імпульсним бар'єрним розрядом..... | 1 |
| БЕРЕКА В.О., БОЖКО І.В., КОНДРАТЕНКО І.П. Вплив параметрів руху води на енергоефективність її обробки імпульсним бар'єрним розрядом..... | 3 |
| БОНДАР О.І., ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., ЖАРКІН А.Ф. Інтенсифікація тепло-масообміну в індукційних каналних печах..... | 3 |
| ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., БОНДАР О.І., ПРОСКУДІН В.М., КУСКОВ Ю.М., РИМАР С.В., НЕТЯГА А.В. Моделювання електромагнітних процесів в секційному кристалізаторі для електрошлакового наплавлення металу..... | 4 |
| ХВОЩАН О.В., СМІРНОВ О.П. Залежність енергетичних процесів високовольтних електророзрядних свердловинних комплексів «СКІФ» від характеристик навантаження..... | 1 |
| ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М., ЗАХАРЧЕНКО М.Ф., МАЗУРЕНКО І.Л., КУЛІДА М.А. Фізичні і техніко-економічні аспекти сучасних методів підготовки води для теплової і атомної енергетики..... | 4 |
| ВОЙКО М.І., МАКОГОН А.В. Discharge in gas bubbles in water as a source of an intensive factors' complex for water disinfection: comparison experimental and computer modelling results..... | 3 |
| МАКАРЧУК О., CALUS D. Research of the performance indicator of an electromagnetic mill..... | 1 |
| РЕЧЕНІК М.В., BURIAN S.O., ZEMLIANUKHINA H.Y., PUSHKAR M.V., TERIAIEV V.I. Investigation of energy efficiency of water supply system when powered by an alternative energy source..... | 5 |

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

| | |
|--|---|
| БРАГИНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О. Методи підвищення завадостійкості високочотних лазерних оптоелектронних систем для вимірювання лінійних переміщень..... | 5 |
| КАРАСІНСЬКИЙ О.Л., ТЕСИК Ю.Ф., МОРОЗ Р.М. Апроксимація обвідних квазісинусоїдальних цифро-аналогових сигналів..... | 3 |
| ВОНАСНЕВ І.В., ВАБАК В.Р., ЗАПОРОЖЕТС А.О. Novel small-aperture transducers based on magnetostrictive effect for diagnostic systems..... | 3 |
| MELNYK V.G., BORSHCHOV P.I., VASYLENKO O.D., BRAHYNETS I.O. Optimization of balancing in a bridge measuring circuit with a differential conductometric sensor..... | 4 |
| МІКНАЛ А.А. A four terminal axial-bishielded networks..... | 6 |
| ORNATSKYI D.P., YENOROV S.V., DOVHAN V.V. Correction of errors of the measuring channel average active power..... | 1 |

Персоналії

| | |
|---|---|
| ДО 75-РІЧЧЯ Михайла Васильовича Загірняка..... | 5 |
| ДО 100-РІЧЧЯ від дня народження академіка НАН України Ф.Б. Гриневича..... | 6 |

Як оформити передплату на журнал «Технічна електродинаміка»?..... 2

ВИМОГИ до оформлення статей у журналі «Технічна електродинаміка»..... 1

ПОКАЖЧИК статей за 2022 рік..... 6