



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

№ 2
2023

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

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

EDITORIAL BOARD*

Kyrylenko O.V., Editor-in-Chief,
Member of N.A.S.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

SUCHKOV G.M., BOLYUKH V.F., KOCHERGA A.I., MYGUSHCHENKO R.P., KROPACHEK O.Yu. Increasing the efficiency of the surface-mounted ultrasonic electromagnetic-acoustic transducer on account of the magnetic field source 3

Перетворення параметрів електричної енергії

ЩЕРБАК Я.В., ІВАКІНА К.Я. Особливості динамічних характеристик систем регулювання із односторонньою та двосторонньою широтно-імпульсними модуляціями..... 9

ВІННИЧЕНКО Д.В., НАЗАРОВА Н.С., ВІННИЧЕНКО І.Л. Дослідження характеристик високовольтного безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою емнісного накопичувача 21

Електромеханічне перетворення енергії

MAZURENKO L.I., DZHURA O.V., SHYKHENENKO M.O., KOTSIURUBA A.V. Modification of the master generator method used for frequency and voltage control in isolated power systems with parallel operating ac generators 28

PERESADA S.M., RODKIN D.I., NIKONENKO Y.O., KOVBASA S.M., POLISCHUK V.V. Robust control of low-cost direct drives based on interior permanent magnet synchronous motors 37

ПЕТУХОВ І.С., КІРЄЄВ В.Г., АКИНІН К.П., ЛАВРИНЕНКО В.А. Вплив числа фаз обмотки обертання на структуру та властивості електричної машини з триступеневим ротором 45

CHERNO O.O., HUROV A.P., IVANOV A.V. Energy characteristics of the electromagnetic vibration drive with pulse power supply of vibrator coils..... 53

Електроенергетичні системи та установки

SAUKH S.E., BORYSENKO A.V. Mathematical model of a flexible micro grid integrated into the country grid 61

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

ТЕСИК Ю.Ф., КАРАСІНСЬКИЙ О.Л., МОРОЗ Р.М., ПРОНЗЕЛЕВА С.Ю., ЗАЙКОВ М.В. Аналіз впливу режимів роботи мережі на рівень обліку активної та реактивної електричної енергії..... 69

БОРЩОВ П.І., МЕЛЬНИК В.Г. Зменшення впливу опорів переносу заряду у біосенсорних кондуктометричних вимірювальних перетворювачах..... 74

ГЕРАСИМЕНКО І.В., ЗАЙЦЕВ Є.О., ЛАТЕНКО В.І., МИРОНОВ Р.Д., ОРНАТСЬКИЙ І.А., ФІЛЬ С.О. Удосконалення алгоритму розрахунку температури квазілінійного резистивного сенсора Pt100..... 83

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

SUCHKOV G.M., BOLYUKH V.F., KOCHERGA A.I., MYGUSHCHENKO R.P.,
KROPACHEK O.Yu. Increasing the efficiency of the surface-mounted ultrasonic
electromagnetic-acoustic transducer on account of the magnetic field source.....3

Conversion of electric energy parameters

SHCHERBACK Y.V., IVAKINA K.Y. Features of dynamic characteristics of regulation
systems with one-sided and two-sided pulse-width modulations.....9

VINNYCHENKO D.V., NAZAROVA N.S., VINNYCHENKO I.L. Research of characteristics
of high voltage transformerless resonant charger of capacitary storage device21

Electromechanical energy conversion

MAZURENKO L.I., DZHURA O.V., SHYKHENENKO M.O., KOTSIURUBA A.V. Modification
of the master generator method used for frequency and voltage control in isolated power systems
with parallel operating ac generators28

PERESADA S.M., RODKIN D.I., NIKONENKO Y.O., KOVBASA S.M., POLISCHUK V.V. Robust
control of low-cost direct drives based on interior permanent magnet synchronous motors37

PETUKHOV I.S., KIREYEV V.G., AKININ K.P., LAVRINENKO V.A. Influence of the number
of rotation winding phases on the structure and properties of electric machine with three degrees
of freedom rotor.....45

CHERNO O.O., HUROV A.P., IVANOV A.V. Energy characteristics of the electromagnetic
vibration drive with pulse power supply of vibrator coils.....53

Electric power systems and installations

SAUKH S.E., BORYSENKO A.V. Mathematical model of a flexible micro grid integrated
into the country grid61

Information-measuring systems in power engineering

TESIK Yu.F., KARASINSKIY O.L., MOROZ R.M., PRONZELEVA S.Iu., ZAIKOV M.V.
Analysis of the impact of network operation regimes on the level of accounting active
and reactive electricity.....69

BORSHCHOV P.I., MELNYK V.G. Reduction of influence of near-electrode charge transfer
resistance in biosensor conductometric measuring transducers74

HERASYMENKO I.V., ZAITSEV Ie.O., LATENKO V.I., MYRONOV R.D., ORNATSKY I.A.,
FIL S.O. Improving the algorithm for calculating the temperature of the quasilinear
resistance sensor Pt10083

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ
Редактор І.О. БРАГІНЕЦЬ

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 1 від 09.02.2023 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».
Підписано до друку 09.02.2023. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 11,3. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388.

Поліграфічна дільниця Інституту електродинаміки НАН України 03057, м. Київ, пр. Перемоги, 56.

INCREASING THE EFFICIENCY OF THE SURFACE-MOUNTED ULTRASONIC ELECTROMAGNETIC-ACOUSTIC TRANSDUCER ON ACCOUNT OF THE MAGNETIC FIELD SOURCE

G.M. Suchkov*, V.F. Bolyukh**, A.I. Kocherga***, R.P. Mygushchenko****, O.Yu. Kropachek*****

National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”,
2, Kirpichova str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

E-mail: hpi.suchkov@gmail.com; vfolyukh@gmail.com; kocherga.oleksandr07@gmail.com; mrp1@ukr.net; kropachek@ukr.net

Model studies were carried out using the COMSOL Multiphysics package, aimed at ensuring the forming of a permanent magnet magnetic field at a considerable distance to a ferromagnetic product from its pole, which is necessary to create efficient portable ultrasonic electromagnetic-acoustic transducers of thickness gauges and testing and diagnostic devices. It is theoretically shown and experimentally confirmed that for portable measuring ultrasonic devices it is expedient to set the height of the permanent magnet at about 60 mm and the cross section of the magnet pole 50x50 mm². At the same time, with a gap between the magnet pole and the product of about 30 mm, the value of the normal component of the magnetic field induction near the surface of the object is about 0.3...0.4 T, which is sufficient for thickness gauging or diagnostics of ferromagnetic products using the ultrasonic pitch-and-catch method. References 19, figures 8.

Key words: measurements, testing, diagnostics, electromagnetic-acoustic transducer, gap, magnetic field, permanent magnet, magnetic field induction, ultrasonic pulses, ferromagnetic product.

Introduction

Electromagnetic-acoustic (EMA) transducers are increasingly used for ultrasonic testing and diagnostics of products made of ferromagnetic material with dielectric coatings or deposits on the surface [1-13]. The thickness of coatings can reach 2-5 mm, and deposits up to 20 mm or more, especially on the inner surfaces of pipelines for various purposes. Cleaning such deposits before control requires significant financial and material costs [14-15].

There is an opinion among non-destructive testing specialists that electromagnetic-acoustic transducers (EMATs) have a low efficiency of converting electromagnetic energy into ultrasonic energy and vice versa (double EMA conversion) [2, 7]. A contradiction arises. On the one hand, it is necessary to diagnose products with coatings and deposits of significant thickness without expensive cleaning [7, 14-15], and on the other hand, in this case, low efficiency of EMA conversion is declared.

According to known works [2-3, 5, 7, 16], the efficiency of EMAT is estimated by the coefficient η of the double EMA conversion, which can be represented as:

$$\eta = k \cdot I \cdot B^2 \cdot \exp(-h/R),$$

where k is a coefficient that depends on the electrical, magnetic and elastic characteristics of the material tested; I is the strength of the high-frequency current in the EMAT inductance coil, A ; B is the value of the normal induction component of a permanent polarizing magnetic field in the surface layer of the object of control (OC), T ; h is the distance from EMAT to surface of OC, mm; R is the average size of the high-frequency inductor of the transducer, mm.

Direct combined overhead EMATs are most often used for portable devices that allow exciting and receiving shear ultrasonic pulses, which are characterized by increased sensitivity when detecting defects [7, 16]. For these devices, it is necessary to ensure the maximum possible induction of the magnetic field at a considerable distance (5 - 60 mm) from the surface of the ferromagnetic OC to the source of the magnetic field.

© Suchkov G.M., Bolyukh V.F., Kocherga A.I., Mygushchenko R.P., Kropachek O.Yu., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-1805-0466>; ** <https://orcid.org/0000-0001-9115-7828> ;
*** <https://orcid.org/0000-0002-0028-9532> ; **** <https://orcid.org/0000-0002-3287-9772> ;
***** <https://orcid.org/0000-0001-5899-0252>

To increase the EMAT efficiency, research and development is being carried out aimed at increasing the current I in the high-frequency coil [17], and at increasing the value of the normal component of the induction of the magnetic field in the surface layer of the OC [2, 7, 10, 18]. It should be considered that when using combined EMATs, the efficiency depends to a greater extent on the magnitude of the induction B of the magnetic field than on the high-frequency current I [2, 7]. This makes it necessary to increase the induction of a permanent magnetic field in the surface layer of the OC, which is especially relevant at significant distances h from its source, made on the basis of a highly coercive permanent magnet.

The aim of the work is to increase the effectiveness of the overhead ultrasonic EMAT by increasing the ratio of the amplitude of the first reflected ultrasonic pulse to the noise amplitude by selecting the geometric parameters of the magnetic field source located at significant distances from the surface of the ferromagnetic control object.

Consider EMAT for portable ultrasonic devices, which are used mainly for thickness measurement or diagnostics of products with equidistant surfaces: sheet, tube, shell, etc.

Basic provisions for modeling:

- consider the ferromagnetic material half-plane product as the OC.
- use a $NeFeB$ ceramics-based permanent magnet in the form of vertically arranged sections, each of which has a rectangular shape in the vertical section, and a square shape in the horizontal section as a source of the magnetic field
- use a magnetic wire located above the sections of the permanent magnet to increase the induction of the magnetic field in the near-surface layer of the OC.

Also consider the magnetic field B in the plane (zOx) crossing the middle of a magnet with a square section of a pole with side a , Fig. 1, using the COMSOL Multiphysics application program package [19].

When conducting experimental research, the normal component of magnetic field B induction was measured by a Hall sensor in the active zone – under the pole of the magnetic system at a height of 0.5 mm above the surface of the OC. This is necessary for verification of simulation results and experimental measurements.

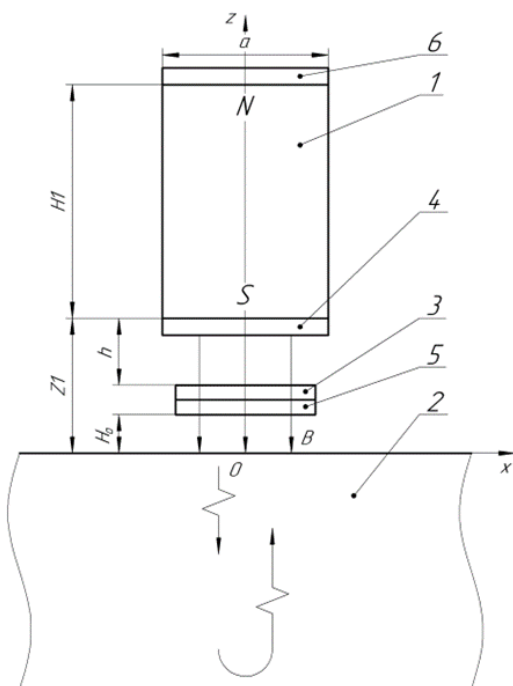


Fig. 1

interference can be excited. Thus, for example, with the thickness H_0 of the dielectric gap between EMAT and OC up to 20 mm, the thickness of the protector 1 mm, the thickness of the high-frequency inductor up to 1.5 mm, the thickness of the electromagnetic screen up to 0.6 mm and the distance between the high-frequency inductor and the end of the magnet up to 8 mm, the total distance $Z1$ between the lower end of the permanent magnet and the surface of the product being measured can be 30 mm or more.

A simplified physical model of a combined EMAT located above the surface of a ferromagnetic OC with plane-parallel planes (a variant of thickness measurement) is shown in Fig. 1, which shows: 1 is the permanent magnet; 2 is the OC; 3 is the high-frequency inductor; 4 is an electromagnetic screen designed to protect against excitation of coherent pulsed ultrasonic interference in the magnet; 5 is a protector designed to protect the transducer from mechanical damage; 6 is the magnetic screen; $Z1$ is the distance between the magnet pole and the product (hereinafter the gap); H_0 is the thickness of the dielectric coating (deposit) on the OC surface; $H1$ the height of the permanent magnet; a is the side of the square pole of the permanent magnet; B is the normal component of induction of the permanent magnetic field. Arrows in the OC volume show the directions of ultrasonic pulse propagation.

The following provisions are considered during modeling. The thicknesses of the electromagnetic shield, the high-frequency inductor and the protector are included at a distance of $Z1$ from the magnet pole to the OC surface. A certain (technological) distance h is required between the high-frequency inductor and the end of the permanent magnet. This is due to the fact that in a permanent magnet, even in the presence of an electromagnetic shield, coherent ultrasonic pulse

Considering the influence of the height $H1$ of the permanent magnet on the value of the induction normal component of the magnetic field in the active zone of the OC, a permanent magnet with a pole cross section of 50x50 mm as the maximum size was chosen, which is determined based on the ability of the operator of the portable device to physically scan the ferromagnetic metal product being diagnosed. One

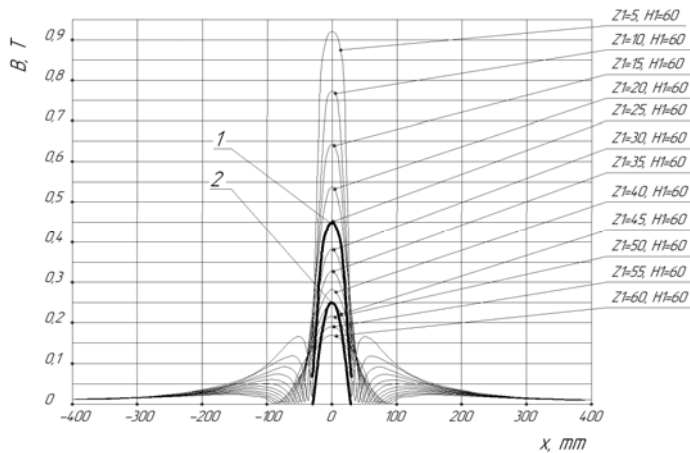


Fig. 2

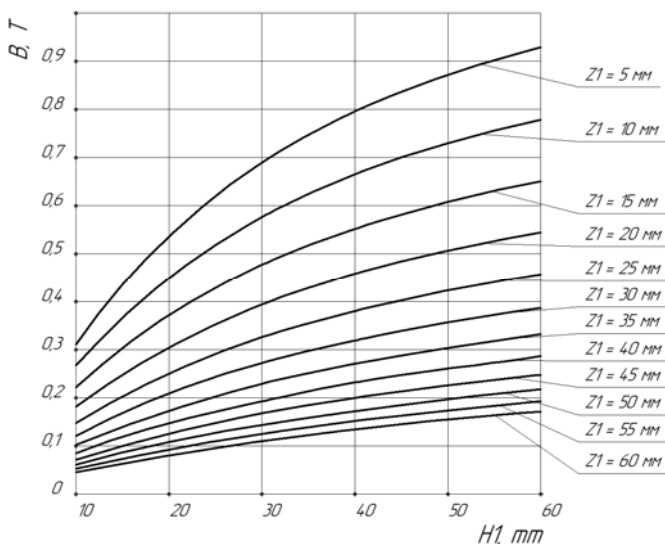


Fig. 3

example of modeling for a magnet height of 60 mm and changes in the distance from the pole of the magnetic field source to the OC in the range of 5...60 mm is shown in Fig. 2. These are the results of comparative experimental studies, for an air gap of 5.5 mm, position 1 (19.5 mm total gap from the magnet pole to the OC) and 15.5 mm, position 2 (29.5 mm total gap from the magnet pole to the OC). The distance from the magnet pole center is calculated along the surface of the OC.

Fig. 3 shows the generalized simulation results for the normal component of magnetic field induction for magnets of different heights $H1$ at different values of the distance $Z1$ from the pole of the magnetic field source to the surface of the OC. Analysis of the data shown in Fig. 2 and Fig. 3 allows us to draw the following conclusions:

- to obtain a value of the normal component of magnetic field induction sufficient for EMAT operation (at least 0.35 T) [19] at a distance between the permanent magnet pole and OC $Z1 = 30$ mm, the height of the magnet should be selected $H1 = 50$ mm.

- with an increase in the height of the $H1$ magnet, the normal component of the magnetic field induction in the active zone near the surface of the ferromagnetic OC increases nonlinearly with a slowdown in its growth rate;

- the value of the normal component of the magnetic field B induction within ± 10 mm from the center of the magnet pole (the EMAT active zone) does not change by more than 10%, which is sufficient [10-11] for the formation of the directional diagram of the ultrasonic field during

reception and emission in the OC pulses of ultrasonic vibrations;

- when the gap increases, the width of the dependence of the normal component of the magnetic field induction on the border of its maximum value also increases, which makes it possible to form a sharper directional diagram of the ultrasonic field, other things being equal;

- for the conditions established during modeling, the value of the normal component of the magnetic field induction at a gap of about 30 mm, determined earlier, reaches 0.3...0.4 T, which is sufficient [4-5] to ensure the performance of the EMAT.

An increase in the normal component of magnetic field induction is also possible due to the use of a magnetic (ferromagnetic) screen [7, 16]. Consider the EMAT magnetic system with a magnetic shield (position 1 in Fig. 4), which covers the permanent magnet from above (Fig. 4, a), partially (Fig. 4, b) and completely (Fig. 4, c) from its sides. During modeling, the height Y of the side sections of the magnetic screen varied in the range of 0...65 mm. In the given example, the gap $Z1 = 10$ mm.

The influence of the height Y of the side sections of the magnetic screen on the value of the normal component V of the magnetic field induction in the center of the magnet pole is shown in Fig. 5. The analysis of the data shown in Fig. 4 and Fig. 5 shows that the greatest increase in the normal component of the induction of the magnetic field is provided by the location of the magnetic screen on the upper part of the pole of the permanent magnet. Comparing the generalized simulation data shown in Fig. 3 and Fig. 5, it

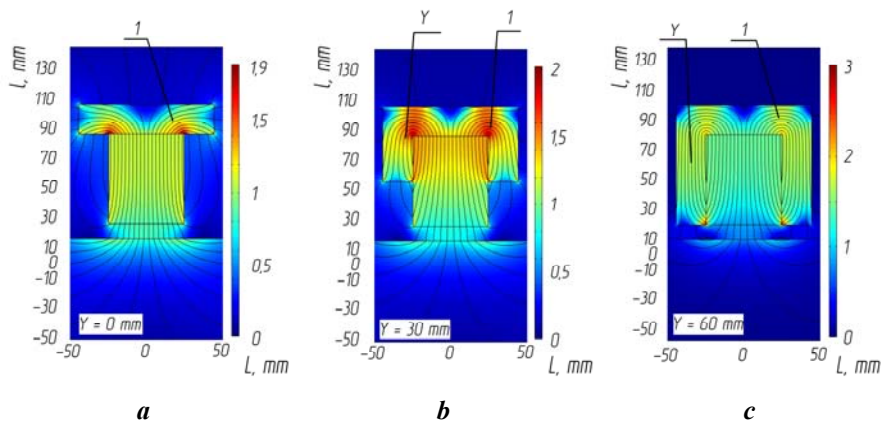


Fig. 4

should be noted that with a significant gap between the permanent magnet and the OC due to the ferromagnetic screen on the upper part of the magnet pole, the addition of magnetic field induction is about 0.1 T, which with a significant gap can be significant (25...30%). In addition, the magnetic shield can be the basis for fastening a permanent magnet in the EMAT case. This allows you to suspend the magnetic system in the EMAT housing and protect

it from destruction in the event of a collision with a ferromagnetic OC.

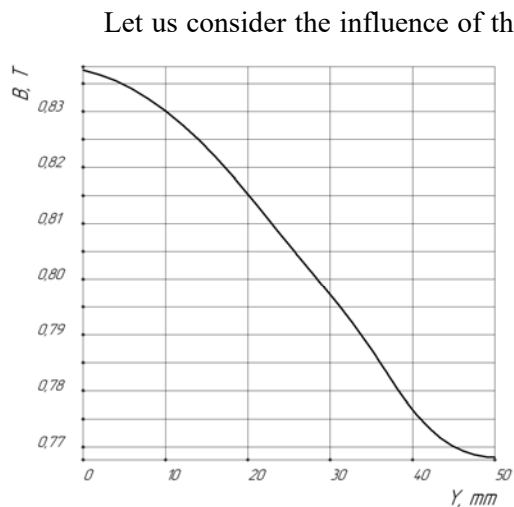


Fig. 5

Let us consider the influence of the size of the magnet end (parameter a , Fig. 1) on the value of the normal component of the magnetic field B induction. Based on the practical experience of operating the EMAT [5], the minimum size of the permanent magnet end is chosen as $axa = 30 \times 30$ mm. This ensures the formation of an acceptable magnitude of the of the magnetic field B induction at relatively small distances to the OC. The maximum acceptable pole size is defined as 50×50 mm, based on the operator's physical ability to scan the diagnosed metal product. The maximum size of the magnet pole is set at 100×100 mm, as acceptable for use in mechanized or automatic systems of ultrasonic measurement, control and diagnostics.

The influence of the end size of the pole permanent magnet on the value of the normal component of the of the magnetic field B induction at different values of the height of the magnet and different sizes of the gaps between the magnet and the OC are shown in Fig. 6.

The analysis of the results regarding modeling of the influence of the pole ends sizes in the range of $30 \times 30 \dots 100 \times 100$ mm² allows us to draw the following conclusions:

- with all considered sizes of pole ends and gaps greater than 20 mm, the increase in the value of the normal component B of the magnetic field induction does not exceed 0.1 T, which is not significant.

- with smaller pole end sizes and a magnet height of about 60 mm, it is possible to obtain larger values of the normal component of the magnetic field induction with gaps between the magnet and the OC up to 5 mm.

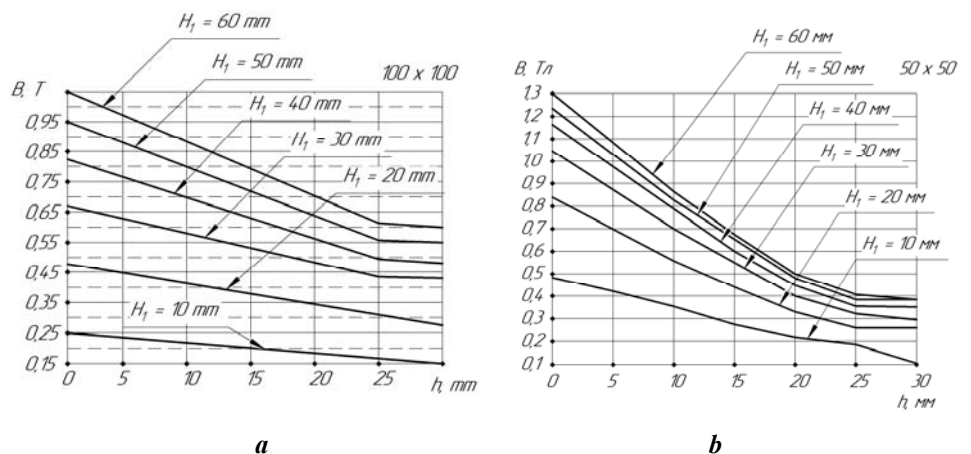


Fig. 6

Based on the obtained theoretical results and experimental studies, an EMAT model with a permanent magnet based on NeFeB ceramics with a height of $H1=60$ mm and a pole end size of 50×50 mm was made. A magnetic shield 6 (Fig. 1) made of grade 3 steel with a thickness of 10 mm is attached to the

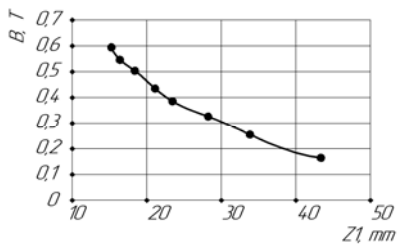


Fig. 7

upper pole of the magnet. Experimental verification of the normal component of induction of a constant magnetic field showed compliance with the results of model studies, Fig. 7. Its value reaches 0.25...0.3 T, which, according to [4–5], is sufficient to obtain the necessary amplitude of ultrasonic pulses during double EMA transformation. This assumption was tested on a special stand for OC – a sheet sample made of 09G2S steel 40 mm thick. Time sweep of the sequence of ultrasonic pulses reflected in the volume of the OC on the screen of a digital oscilloscope, obtained using the developed EMAT on the sample with a gap between the transducer protector and the metal surface of 20.1 mm

(the distance from the pole end of the magnet to the metal surface is 33.6 mm) shown in Fig. 8.

From the data shown in Fig. 8, it can be concluded that the ratio of the amplitude of the first reflected ultrasonic pulse and the noise amplitude is approximately 5/1, while according to [7] this ratio should be approximately 3/1.

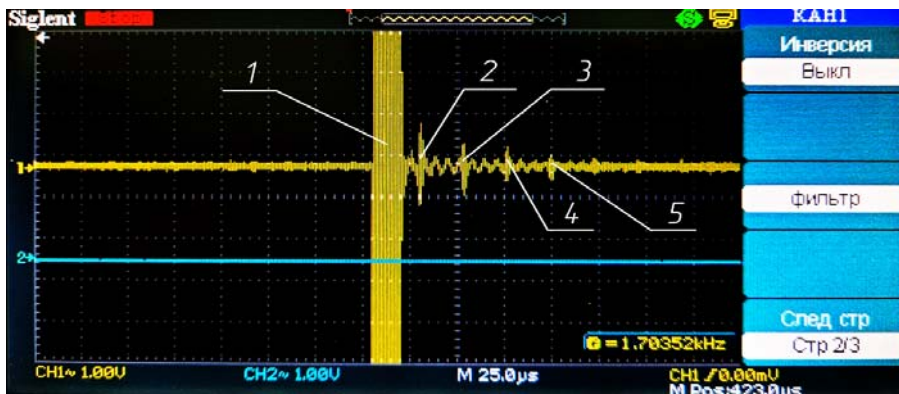


Fig. 8

Therefore, the developed transducer with a modernized magnetic system has a higher efficiency compared to known ones. Thus, the obtained experimental results show the increased efficiency of the developed EMAT, which uses an improved magnetic field source.

Conclusions.

1. As a result of calculation and experimental studies, it was established that in order to ensure a sufficient value for the measurement of the normal component of the magnetic field induction, at significant distances from the EMAT permanent magnet to the ferromagnetic OC, it is necessary to increase the height of the indicated magnet and the width of its poles.

2. For portable measuring ultrasonic devices, it is advisable to set the height of the magnet to about 60 mm and the cross-section of the magnet pole to 50x50 mm². Thus, with a gap of about 30 mm, the value of the normal component of magnetic field induction is about 0.3...0.4 T, which is sufficient for thickness measurement or diagnostics by the ultrasonic mirror-shadow method.

3. With large gaps, an increase of approximately 0.1 T in the normal component of the magnetic field induction is proposed to use a magnetic screen with a thickness of about 10 mm, located on the upper pole of the magnet.

1. Suchkov G.M., Migushchenko R.P., Kropachek O.Iu. Portable surface-mounted direct combined electromagnetic-acoustic transducer for ultrasonic testing through dielectric layers of up to 20 mm thickness in ferromagnetic products. *Defektoskopiia*. 2022. No 5. Pp. 13-23. (Rus)

2. Petrov K.V., Muraveva O.V., Myshkin Y.V., Basharova A.F. Modeling Magnetic, Electric, and Acoustic Fields of a Pass-Through Transducer When Testing Cylindrical Objects. *Russ J Nondestruct Test*. 2019. No 55. Pp. 102-110. DOI: <https://doi.org/10.1134/S1061830919020062>. (Rus)

3. Migushchenko R.P., Suchkov G.M., Petrishchev O.N. Information-measurement electromechanical transducers for quality assessment of ferromagnetic product surface via ultrasonic Rayleigh waves. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No 2. Pp. 70-76. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.070>.

4. Migushchenko R.P., Suchkov G.M., Radev Kh.K., Petrishchev O.N., Desiatnichenko A.V. Electromagnetic-acoustic transducer for ultrasonic thickness-gauging of ferromagnetic products without removal of dielectric coating. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016. No 2. Pp. 78-82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.02.078>. (Rus)

5. Migushchenko R.P., Suchkov G.M., Petrishchev O.N., Desiatnichenko A.V. Theory and practice of electromagnetic-acoustic testing. Part 5. Peculiarities of design and practical application of EMA ultrasonic testing devices of metal products: monograph. Kharkiv: TOV Planeta-print, 2016. 230 p. (Rus)

6. Pliesnetsov S.Yu. Development of methods and tools of electromagnetic-acoustic testing of rod-shape, pipe-

- shaped and sheet metal products. ScD diss. autoref. Kharkiv, National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute. 2021. 40 p. (Ukr)
7. Non-destructive testing. Vol. 3: Ultrasonic testing. Moskva: Mashinostroenie, 2008. 864 p. (Rus)
 8. Willems H., Jaskolla B., Sickinger T., Barbian A.A., Nies F. Advanced possibilities for corrosion inspection of gas pipelines using EMAT technology. X European Conference on *Non-Destructive Testing (ECNDT-2010)*. Moscow, Russia, June 7-11, 2010. URL: http://www.ndt.net/article/ecndt2010/reports/1_11_16.pdf (accessed at 25.09.2022).
 9. Tolipov K.B. Possibilities for Increasing the Efficiency of Contactless Emitters of Acoustic Waves. *Russ J Nondestruct Test*. 2017. No 53. Pp. 304–307. DOI: <https://doi.org/10.1134/S106183091704009X>.
 10. Desyatnichenko A.V. Electromagnetic-acoustic thickness gauge for dielectric-coated metal product thickness gauging. PhD diss.: 05.11.13. National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute. Kharkiv. 2015. 172 p. (Rus)
 11. Myshkin A.V. Influence of constructive parameters of multi-element phased transducers on formation of acoustic fields. PhD diss. Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education “Izhevsk State Technical University named after M.T. Kalashnikov. Izhevsk. 2015. 175 p. (Rus)
 12. Jianpeng He, Steve Dixon, Samuel Hill, Ke Xu. A New Electromagnetic Acoustic Transducer Design for Generating and Receiving S0 Lamb Waves in Ferromagnetic Steel Plate. *Sensors*. 2017. Vol. 17(5). Pp. 10-23. DOI: <https://doi.org/10.3390/s17051023>.
 13. Mikhailov A.V. Highly effective scanning systems for electromagnetic-acoustic flaw detection in elongated ferromagnetic objects with thick walls. PhD diss. Federal State Budgetary Institution of Science Institute of Physics of Metals named after M.N. Mikheev. Ural Branch of the Russian Academy. Sankt-Peterburg. 2019. 141 p. (Rus)
 14. Sudakova K.V., Kazyukevich I.L. On increasing of metallurgic product quality testing efficacy. *V mire nerazrushayushchego kontrolya*. 2004. No 3. Pp. 8-10. (Rus)
 15. Semerenko A.V. Using EMAT for testing of corrosion and erosion in steam heaters of boiler systems. *Territoriya NDT*. 2014. No 1. Pp. 42-43. (Rus)
 16. Suchkov G.M., Plesnetsov S.Yu., Meshcheryakov S.Yu., Yudanov N.N. New developments of electromagnetic-acoustic transducers (overview). *Tekhnicheskaya diagnostika i nerazrushayushchii kontrol*. 2018. No 3. Pp. 27-34. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/tdnk2018.03.03>.
 17. Suchkov G.M., Mygushchenko R.P., Plesnetsov S.Yu. Powerful Sources for High Frequency Electromagnetic Transducers for Measurement, Monitoring and Diagnostics. *Russian Journal of Nondestructive Testing*. 2017. Vol. 53. No 12. Pp. 850-855. DOI: <https://doi.org/10.1134/S1061830917120063>.
 18. Bussi Salam. Electromagnetic-acoustic transducers for ultrasonic testing of metal products: author’s abstract of PhD diss.: 05.11.13. National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute. Kharkiv. 2020. 22 p. (Ukr)
 19. Simulate real-world designs, devices, and processes with multiphysics software from COMSOL. URL: <http://www.comsol.com> (accessed at 15.10.2022).

УДК 620.179.16: 620.179.17

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ НАКЛАДНОГО УЛЬТРАЗВУКОВОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНО-АКУСТИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЗА РАХУНОК ДЖЕРЕЛА МАГНІТНОГО ПОЛЯ

Г.М. Сучков, В.Ф. Болюх, А.І. Кочерга, Р.П. Мигущенко, О.Ю. Кропачек
Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут",
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна.
E-mail: hpi.suchkov@gmail.com; vfbolyukh@gmail.com; kocherga.oleksandr07@gmail.com;
mrp1@ukr.net; kropachek@ukr.net

За допомогою пакету COMSOL Multiphysics виконано модельні дослідження спрямовані на забезпечення формування магнітного поля постійного магніту на значній відстані від його полюса до феромагнітного виробу, що необхідно задля створення ефективних портативних ультразвукових електромагнітно-акустичних перетворювачів товщиномірів і приладів контролю та діагностики. Теоретично показано та експериментально підтверджено, що для портативних вимірювальних ультразвукових приладів висоту постійного магніту доцільно встановлювати близько 60 мм та переріз полюса магніту – 50x50 мм². При цьому у разі зазору між полюсом магніту і виробом близько 30 мм величина нормальної компоненти індукції магнітного поля біля поверхні об’єкта становить близько 0,3...0,4 Тл, що є достатнім для проведення товщинометрії чи діагностики феромагнітних виробів ультразвуковим дзеркально-тіньовим методом. Бібл. 19, рис. 8.

Ключові слова: вимірювання, контроль, діагностика, електромагнітно-акустичний перетворювач, зазор, магнітне поле, постійний магніт, індукція магнітного поля, ультразвукові імпульси, феромагнітний виріб.

Надійшла 21.11.2022
Остаточний варіант 05.12.2022

ОСОБЛИВОСТІ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ ІЗ ОДНОСТОРОННЬОЮ ТА ДВОСТОРОННЬОЮ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМИ МОДУЛЯЦІЯМИ

Я.В. Щербак^{1*}, докт. техн. наук, **К.Я. Івакіна^{2**}**, канд. техн. наук

¹ Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна. E-mail: yvsh47@gmail.com

² Харківський національний університет міського господарства ім. О.М. Бекетова, вул. Маршала Бажанова, 17, Харків, 61002, Україна.

Метою роботи є: визначення динамічних властивостей систем автоматичного керування імпульсного перетворювача постійної напруги із односторонньою та двосторонньою модуляціями шляхом дослідження впливу форми опорного сигналу на динамічні процеси у системах автоматичного регулювання вихідної координати перетворювача з широко використовуваними пропорційним (P), інтегральним (I) та пропорційно-інтегральним (PI) регуляторами. Новизна запропонованої роботи полягає у визначенні впливу односторонньої та двосторонньої широтно-імпульсних модуляцій на стійкість та умови процесу кінцевої тривалості системи автоматичного керування імпульсним перетворювачем постійної напруги. Динамічні характеристики системи досліджені із застосуванням імпульсних моделей перетворювача постійної напруги і використанням математичного апарату Z-перетворення та імітаційного моделювання. Отримано аналітичні залежності: умови стійкості для пропорційного, інтегрального та пропорційно-інтегрального регуляторів; умови процесу кінцевої тривалості в системі із аперіодичною ланкою в колі навантаження; осцилограми перехідних процесів, що підтверджують теоретичні результати. Практична цінність полягає в тому, що отримані в роботі результати дають під час розробки системи автоматичного регулювання із заданими параметрами можливість оптимального вибору типу широтно-імпульсної модуляції. Бібл. 17, рис. 15.

Ключові слова: перетворювач постійної напруги, широтно-імпульсна модуляція, імпульсна модель, передавальна функція, характеристичне рівняння, стійкість системи, процес кінцевої тривалості.

Вступ. У високоефективних системах перетворення електричної енергії широко застосовують імпульсні перетворювачі постійної напруги (ППН) з односторонньою та двосторонньою широтно-імпульсними модуляціями (ШІМ) [1-8]. Такі перетворювачі застосовуються для побудови автоматизованого електроприводу постійного [1,2] і змінного струмів та стабілізованих систем живлення [3-8]. Різняться між собою такі перетворювачі формами опорних сигналів. У перетворювача з односторонньою ШІМ це односторонній пилкоподібний сигнал, а із двосторонній ШІМ – двосторонній опорний сигнал. Ця відмінність впливає на динамічні властивості ППН як дискретної системи. Це є метою досліджень даної роботи.

Дослідженню ППН і розробці імпульсних моделей присвячено роботи [9- 12]. В [13- 16] розглянуто динамічні властивості систем автоматичного регулювання із односторонньою ШІМ із урахуванням дискретних властивостей ППН. Є значно менша кількість робіт, в яких наведено результати аналогічних досліджень із двосторонньою ШІМ [17]. Слід зазначити, що відомі результати досліджень не надають повного розуміння відмінності динамічних властивостей систем із односторонньою і двосторонньою ШІМ.

Мета роботи полягає в визначенні динамічних властивостей систем автоматичного регулювання з застосуванням ППН із односторонньою та двосторонньою модуляціями шляхом аналізу процесів в системі автоматичного регулювання вихідної координати перетворювача з широко застосовуваних: пропорційним (P), інтегральним (I) та інтегрально-пропорційним (PI) регуляторами, що є актуальною задачею, яка визначає новизну одержаних результатів та практичне значення.

1. Системи з односторонньою ШІМ. Структурну схему системи автоматичного регулювання (САР) з імпульсною моделлю ППН для режиму неперервному струму наведено на рис. 1,

де позначено: $G(p)$ – передавальна функція регулятора; $H(p)$ – передавальна функція кола навантаження. Модель ШПН складається із ідеального імпульсного елемента із періодом дискретності T і приведеної неперервної частини K_1TF , де K_1 – статичний коефіцієнт передачі, F – фактор пульсацій [13].

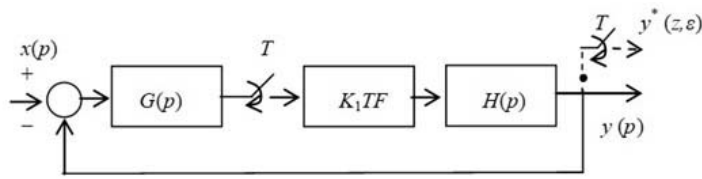


Рис. 1

Модель ШПН складається із ідеального імпульсного елемента із періодом дискретності T і приведеної неперервної частини K_1TF , де K_1 – статичний коефіцієнт передачі, F – фактор пульсацій [13].

Пропорційний регулятор. Передавальні функції регулятора і кола навантаження

$$G(p) = K_o; \quad H(p) = \frac{1}{T_1 \cdot p + 1}. \quad (1)$$

Зв'язок між вхідним і вихідним сигналами визначається виразом

$$y^*(z) = \frac{xG^*(z) \cdot K_1 \cdot F \cdot T}{1 + K_1 \cdot F \cdot T \cdot HG^*(z)}. \quad (2)$$

У наслідок того, що різниця порядків поліномів знаменника і чисельника передавальної функції приведеної частини

$$H(p) \cdot G(p) = \frac{K_o}{T_1 \cdot p + 1} \quad (3)$$

дорівнює одиниці, її реакція на вихідний сигнал ШПН є розривною функцією. Для фіксації імпульсним елементом лівосторонніх значень вхідного сигналу характеристичне рівняння, що одержано із виразу (2), набуває вигляду

$$1 + z^{-1} \cdot K_1 \cdot F \cdot T \cdot HG^*(z, 1) = 0. \quad (4)$$

У відповідності до [16] одержуємо модифіковане перетворення передаточної функції приведеної неперервної частини

$$HG^*(z, 1) = Z_{\varepsilon=1} \left\{ \frac{K_o}{T_1 \cdot p + 1} \right\} = \frac{K_o}{T_1} \cdot \frac{z \cdot e^{-T/T_1}}{z - e^{-T/T_1}}. \quad (5)$$

Із урахуванням (5) характеристичне рівняння (4) набуває вигляду

$$z + \left(K_o \cdot K_1 \cdot F \cdot \frac{T}{T_1} - 1 \right) \cdot e^{-\frac{T}{T_1}} = 0. \quad (6)$$

Вираз (6) дає можливість одержати умови налаштування системи регулювання на процес кінцевої тривалості (ПКТ) [12]

$$K_1 \cdot K_o = \frac{T_1}{T \cdot F}. \quad (7)$$

Фактор пульсацій для системи із односторонньою ШПМ для режиму неперервного струму і передавальної функції приведеної частини (3) визначається виразом

$$F^{-1} = 1 + K_o \cdot K_1 \cdot \frac{T}{T_1} \cdot \frac{e^{-\gamma T/T_1} - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}}. \quad (8)$$

Умова ПКТ із урахуванням виразу (8) набуває вигляду

$$K_1 \cdot K_o = \frac{T_1}{T} \cdot \frac{1 - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-\gamma T/T_1}}. \quad (9)$$

Із (9) витікає те, що умова налаштування на ПКТ залежить від змін регульованого параметру γ . Це викликає неоднозначність перехідних процесів.

На рис. 2 показано закон зміни фактора пульсацій, який одержано за виразом (9) для різних сталих часу кола навантаження перетворювача T_1 і його періоду дискретності T , де $F1$ – для $T_1/T = 2$; $F2$ – для $T_1/T = 5$

Відомо [16], що для стійкості імпульсної системи автоматичного регулювання необхідно, щоб полюси характеристичного рівняння (6) знаходилися всередині круга одиничного радіусу, тобто

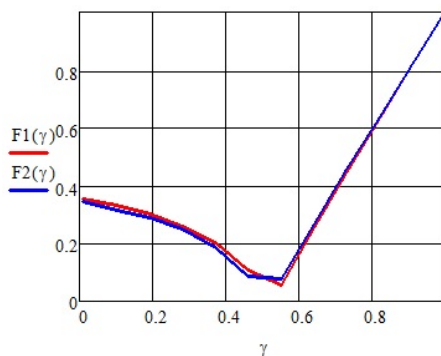


Рис. 2

$$\text{mod} |HG^*(z,1)|_{z=-1} < 1. \quad (10)$$

Підставивши (8) в характеристичне рівняння (6) і виконавши перетворення у відповідності до (10), одержуємо вираз для границі стійкості системи

$$K_1 \cdot K_o < \frac{T_1}{T} \cdot \left| \frac{1 - e^{-\frac{T}{T_1}}}{2 \cdot e^{-\frac{T}{T_1}} - e^{-\gamma \frac{T}{T_1}} (1 + e^{-\frac{T}{T_1}})} \right|. \quad (11)$$

Графік границі стійкості системи з пропорційним регулятором у залежності від γ представлено на рис. 3, а, де: K_1 – для $T_1/T=2$; K_2 – для $T_1/T=5$. На рис. 3, б показано вплив на границі стійкості системи зміни її параметрів системи, коли: K_1 – для $\gamma=0,2$; K_2 – для $\gamma=0,5$; K_3 – для $\gamma=0,8$; $p=T_1/T$.

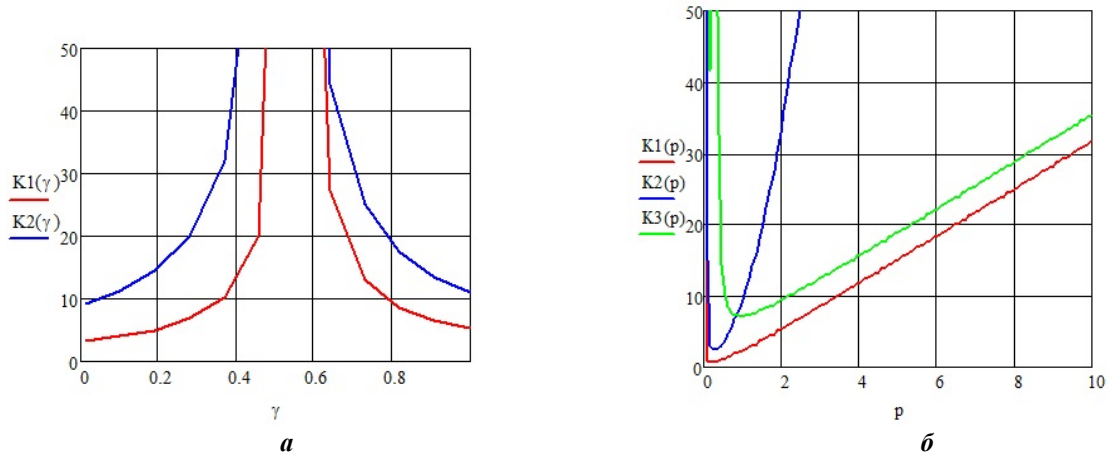


Рис. 3

Дана система регулювання характеризується високою чутливістю границі стійкості до змін регульованого параметра γ перетворювача. Викликано це особливістю змін фактора пульсацій (рис. 3, а). Критична величина фактора пульсацій досягається за $\gamma=0,5$. Це необхідно враховувати під час проектування системи регулювання.

Інтегральний регулятор, $G(p) = 1/(T_2 \cdot p)$. Зв'язок між вхідним і вихідним сигналами системи визначається виразом (2). Передавальна функція приведеної неперервної частини

$$H(p) \cdot G(p) = [T_2 \cdot p \cdot (T_1 \cdot p + 1)]^{-1}, \quad (12)$$

де T_2 – стала часу регулятора.

Модифіковане z -перетворення передавальної функції приведеної неперервної частини визначається виразом

$$HG^*(z, \varepsilon) = Z_{\varepsilon=1} \left\{ \frac{1}{T_1 \cdot T_2 \cdot (p + \frac{1}{T_1})} \right\} = \frac{1}{T_2} \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z \cdot e^{-T/T_1}}{z - e^{-T/T_1}} \right). \quad (13)$$

Підставивши (13) в характеристичне рівняння (4) і застосувавши вираз (10), одержуємо вираз для умови стійкості системи

$$\frac{T}{T_2} < \frac{2 \cdot (1 + e^{-T/T_1})}{K_1 \cdot F \cdot (1 - e^{-T/T_1})}. \quad (14)$$

У відповідності до [13] і формули (8) фактор пульсацій визначається формулою

$$F^{-1} = 1 + K_1 \cdot \frac{T}{T_2} \cdot \left(1 - \gamma - \frac{e^{-\gamma T/T_1} - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}} \right). \quad (15)$$

Підстановка (15) в (14) дає вираз для умови стійкості системи із урахуванням пульсуючої складової сигналу керування перетворювача

$$\frac{T}{T_2} < \frac{2 \cdot (1 - e^{-2T/T_1})}{(1 - e^{-T/T_1})^2 - 2 \left[(1 - \gamma) \cdot (1 - e^{-2T/T_1}) - (1 + e^{-T/T_1}) (e^{-\gamma T/T_1} - e^{-T/T_1}) \right]} \quad (16)$$

Графік границі стійкості у функції регульованого параметра γ представлено на рис. 4, а, прийнято наступні позначення: $K = T/T_2$, коли $K02$ для $T_1/T = 5$, а $K01 - T_1/T = 2$. На рис. 4, б показано залежності змін границі стійкості системи від функції періоду дискретності перетворювача, сталої часу кола навантаження і регульованого параметра перетворювача, де: $K_i = T_2/T$, $K1 -$ для $\gamma = 0,2$; $K2 -$ для $\gamma = 0,5$; $K3 -$ для $\gamma = 0,8$; $p = T_1/T$.

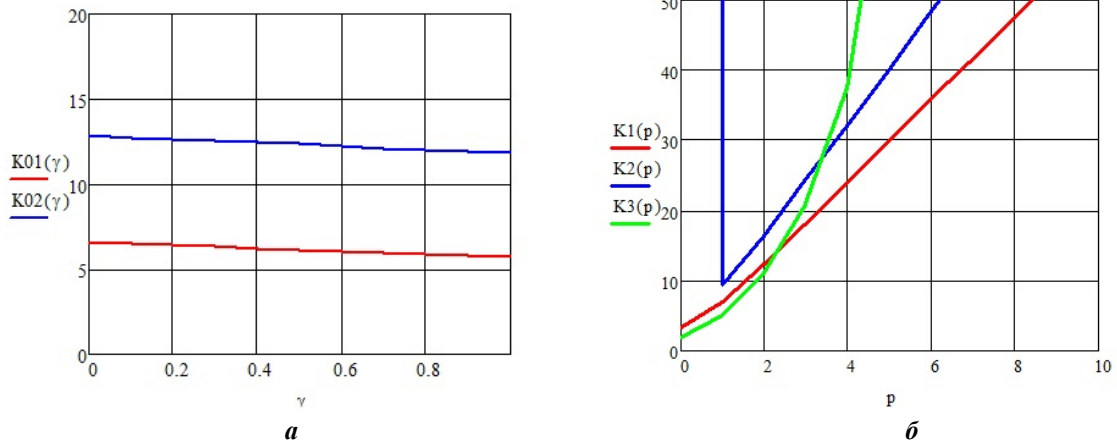


Рис. 4

Як слідує з (12), різниця порядків поліномів чисельника і знаменника дорівнює двом. Це означає, що пульсуюча складова сигналу керування перетворювача формується двома каналами передачі інформації щодо вихідної координати системи регулювання. В такій системі відсутня фізична умова формування процесу кінцевої тривалості (ПКТ) [11].

Система регулювання напруги з інтегральним регулятором. Задля побудови стабілізованих джерел живлення на базі перетворювачів напруги з ШІМ застосовується система регулювання, структурну схему якої наведено на рис. 5.

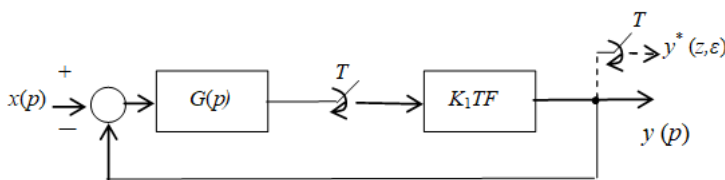


Рис. 5

Зв'язок між вхідним і вихідним сигналами системи регулювання визначається виразом

$$y^*(z, \varepsilon) = \frac{xG^*(z, \varepsilon) \cdot K_1 \cdot F \cdot T}{1 + K_1 \cdot F \cdot T \cdot G^*(z, \varepsilon)} \quad (17)$$

Характеристичне рівняння для фіксації імпульсним елементом лівосторонніх значень вхідного сигналу має вигляд

$$1 + z^{-1} \cdot K_1 \cdot F \cdot T \cdot G^*(z, 1) = 0, \quad (18)$$

$$\text{де } G(z, \varepsilon) = Z_{\varepsilon=1} \left\{ \frac{1}{T_2 \cdot p} \right\} = \frac{1}{T_2} \cdot \frac{z}{z-1}.$$

Умова ПКТ
фактор пульсацій

$$T_2 = K_1 \cdot F \cdot T; \quad (19)$$

умова стійкості

$$F^{-1} = 1 + K_1 \cdot (T/T_2) \cdot (1 - \gamma); \quad (20)$$

$$\frac{T}{T_2} < \left| \frac{2}{K_1 \cdot (2 \cdot \gamma - 1)} \right|. \quad (21)$$

На рис. 6, а показані графічні залежності фактору пульсацій від γ , де: $F1 -$ для $T_2 = T$, $F2 -$ для $T_2 = 0,66T$, а на рис. 6, б та границя стійкості системи автоматичного регулювання вихідної напруги перетворювача з ШІМ для $K_1 = 1$, на якому $K = T_2/T$. Із рис. 6, б витікає, що за $T_2 = T$ система втрачає стійкість.

Пропорційно – інтегральний регулятор (ПІ):

$$G(p) = \frac{T_3 \cdot p + 1}{T_2 \cdot p}, \quad H(p) = \frac{1}{T_1 \cdot p + 1}. \quad (22)$$

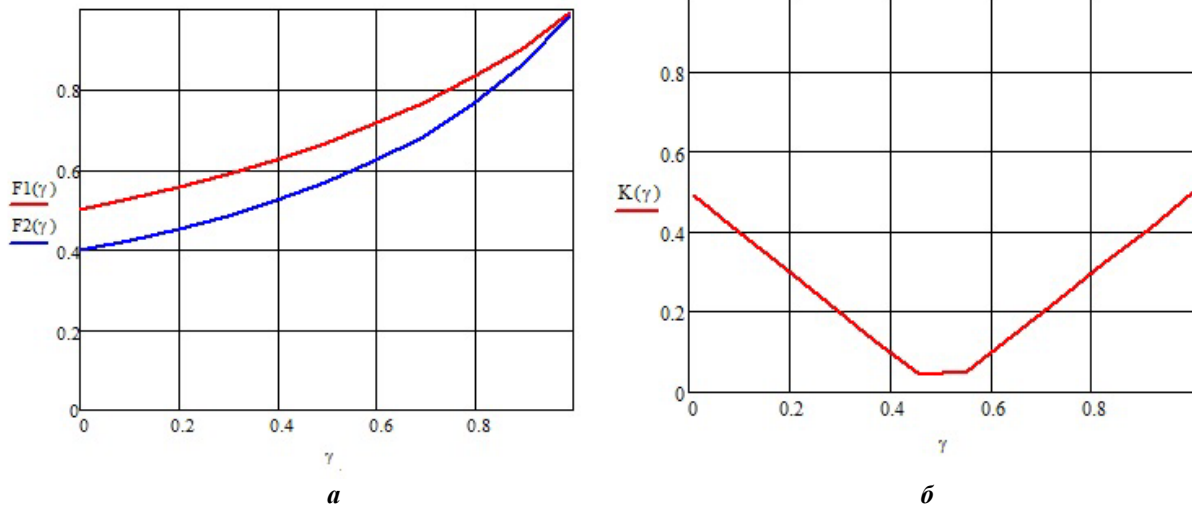


Рис. 6

Зв'язок між вхідним і вихідними сигналами системи регулювання визначається виразом (2). Передавальна функція приведеної частини має вигляд

$$G(p) \cdot H(p) = \frac{T_3 \cdot p + 1}{T_2 \cdot p \cdot (T_1 \cdot p + 1)}, \quad (23)$$

де T_2 і T_3 – сталі часу ПІ – регулятора.

Виконавши розклад (23) на елементарні ланки, маємо

$$GH^*(z,1) = Z_{\varepsilon=1} \left\{ \frac{1}{T_1 \cdot T_2} \left(\frac{T_1}{p} + \frac{T_3 - T_1}{p + 1/T_1} \right) \right\} = \frac{z}{T_2} \cdot \left[\frac{1}{z=1} + \left(\frac{T_3}{T_1} - 1 \right) \cdot \frac{e^{-\frac{T}{T_1}}}{z - e^{-\frac{T}{T_1}}} \right]. \quad (24)$$

Підставивши (24) в (4) і виконавши перетворення, одержуємо характеристичне рівняння в канонічній формі

$$z^2 + z \cdot \left\{ K_1 \cdot F \cdot \frac{T}{T_2} \cdot \left[1 + \left(\frac{T_3}{T_1} - 1 \right) \cdot e^{-\frac{T}{T_1}} \right] - 1 - e^{-\frac{T}{T_1}} + e^{-\frac{T}{T_1}} \cdot \left(1 - K_1 \cdot F \cdot \frac{T \cdot T_3}{T_2 \cdot T_1} \right) \right\} = 0. \quad (25)$$

Звідки умови ПКТ

$$T_3 = T_1 \cdot (1 - e^{-T/T_1}); \quad T_2 = K_1 \cdot F \cdot T \cdot (1 - e^{-T/T_1}). \quad (26)$$

Задля отримання умови стійкості системи регулювання в характеристичне рівняння (4) підставимо z -перетворення (24) передавальної функції приведеної неперервної частини (23) і, виконавши перетворення, одержимо

$$\frac{T}{T_2} < \frac{2 \cdot (1 + e^{-T/T_1})}{K_1 \cdot F \cdot [1 - e^{-T/T_1} \cdot (1 - 2 \cdot T_3/T_1)]}. \quad (27)$$

Фактор пульсацій визначається реакцією приведеної неперервної частини (23) на вихідну напругу перетворювача. Задля отримання виразу для фактору пульсацій представимо передавальну функцію (21) як суму передавальних функцій елементарних ланок

$$G(p) \cdot H(p) = \frac{1}{T_2} \left[\frac{1}{p} + \left(\frac{T_3}{T_1} - 1 \right) \cdot \frac{1}{p + 1/T_1} \right]. \quad (28)$$

Тоді, у відповідності до [13], фактор пульсацій визначається як

$$F^{-1} = 1 + \sum_{i=1}^2 (F_i^{-1} - 1), \quad (29)$$

де $F_1^{-1} = 1 + K_1 \cdot \frac{T}{T_2} \cdot (1 - \gamma); F_2^{-1} = 1 + K_1 \cdot \frac{T}{T_2} \cdot \left(\frac{T_3}{T_1} - 1\right) \cdot \frac{e^{-\gamma T/T_1} - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}}$.

Підставивши в (29) вирази для F_i^{-1} , одержимо

$$F^{-1} = 1 + K_1 \cdot \frac{T}{T_2} \cdot \left[\left(\frac{T_3}{T_1} - 1\right) \cdot \frac{e^{-\gamma T/T_1} - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}} + 1 - \gamma \right]. \quad (30)$$

Закони змін фактора пульсацій для $K_1=1$ наведено на рис.7, а. Графічні залежності відповідають налаштуванню системи на ПКТ у відповідності до (26) для двох значень сталої часу T_1 кола навантаження перетворювача: $F_1 - T_1 = 12,5 \cdot 10^{-3} c$; $F_2 - T_1 = 25 \cdot 10^{-3} c$.

Записавши нерівність (27) із урахуванням виразу (30), отримаємо остаточний вираз умови стійкості системи із ПІ-регулятором, графіки якої наведено на рис.7, б, де $K=T_2/T$. Границі стійкості системи регулювання, де K_1 – для $T_1 = 25 \cdot 10^{-3} c$; K_2 – для $T_1 = 12,5 \cdot 10^{-3} c$.

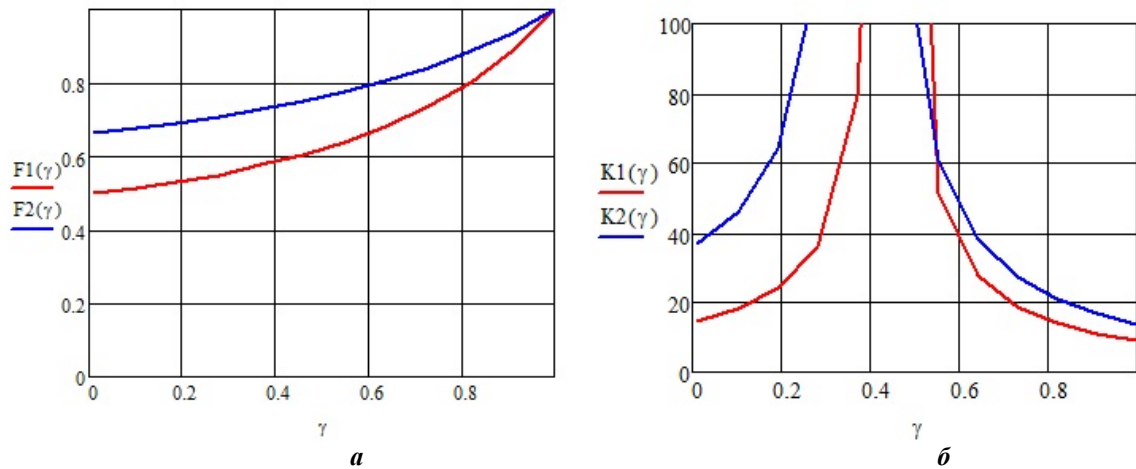


Рис. 7

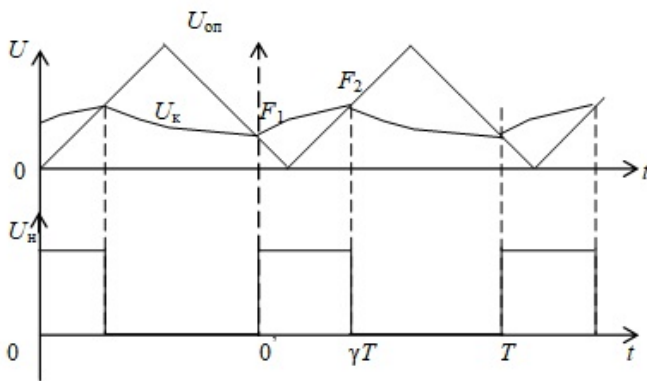


Рис. 8

періодами квантування, рівних періоду ШІМ. Один із імпульсних елементів має запізнення квантування вхідного сигналу на величину тривалості вихідного імпульсу перетворювача [12,14].

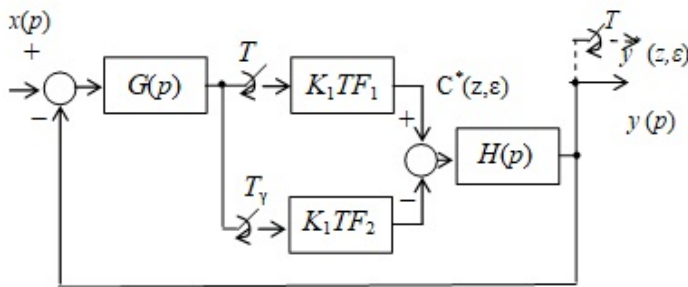


Рис. 9

2. Системи з двосторонньою ШІМ.

На відміну від односторонньої ШІМ вихідний імпульс перетворювача має модульовані вхідним сигналом U_k передній і задній фронти, як показано на рис. 8.

В результаті цього імпульсна модель перетворювача постійної напруги в режимі неперервного струму кола навантаження має два канали передачі інформації щодо змін сигналу керування U_k . Структурна схема системи регулювання набуває вигляду, який показано на рис. 9.

Модель перетворювача постійної напруги має два імпульсних елемента із

періодами квантування, рівних періоду ШІМ. Один із імпульсних елементів має запізнення квантування вхідного сигналу на величину тривалості вихідного імпульсу перетворювача [12,14].

В силу того, що на приведену неперервну частину системи діють дві послідовності δ -імпульсів і різних величин факторів пульсацій F_1 та F_2 , виникає відмінність протікання динамічних процесів від аналогічних процесів системи із односторонньою ШІМ.

У відповідності до рис. 9 та враховуючи те, що запізнення імпульсного еле-

менту T_γ відносно імпульсного елементу T не перевищує одного тактового інтервалу, модифіковане z -перетворення сигналу $C^*(z, \varepsilon)$ визначається як [16]

$$C^*(z, \varepsilon) = K_1 \cdot T \cdot [xG^*(z, \varepsilon) \cdot F_1 + xG^*(z, 1-\gamma) \cdot F_2], \quad (31)$$

Для $\varepsilon=0$ в рівнянні (31) і у відповідності до рис. 9, одержуємо зв'язок між вхідним $x(t)$ і вихідним $y^*(z, \varepsilon)$ сигналами

$$y^*(z, \varepsilon)_{\varepsilon=0} = \frac{K_1 \cdot T \cdot [xG^*(z, 1) \cdot F_1 + xG^*(z, 1-\gamma) \cdot F_2] \cdot H^*(z)}{1+z^{-1} \cdot K_1 \cdot T \cdot [GH^*(z, 1) \cdot F_1 + GH^*(z, 1-\gamma) \cdot F_2]}. \quad (32)$$

Фактори пульсацій у разі представлення передавальної функції приведеної неперервної частини у вигляді суми n елементарних аперіодичних ланок з коефіцієнтами передачі K_i і сталими часу T_i визначаються виразами

$$F_1^{-1} = 1 + \sum_{s=1}^n \frac{K_i \cdot T}{2 \cdot T_i} \cdot \frac{e^{-\gamma T/T_i} - e^{-T/T}}{1 - e^{-T/T}}; \quad F_2^{-1} = 1 + \sum_{s=1}^n \frac{K_i \cdot T}{2 \cdot T_i} \cdot \frac{e^{-(1-\gamma)T/T_i} - e^{-T/T}}{1 - e^{-T/T}}. \quad (33)$$

Із виразів (33) і (34) слідує, що за $\gamma=0,5$

$$F_1 = F_2 = F_e. \quad (34)$$

Аналіз виразів (33) апіорі вказує на те, що в системі регулювання із двохсторонньою ШІМ відбувається зменшення впливу змін регулюючого параметру γ , відносно односторонньої ШІМ, на динамічні характеристики. Це є результатом взаємної компенсацією факторів пульсацій.

Пропорційний регулятор. Параметри регулятора визначаються рівняннями (1). Модифіковане z -перетворення передаточної функції приведеної частини

$$GH^*(z, \varepsilon) = \frac{K_o \cdot K_1}{T_1} \cdot \frac{z \cdot e^{-\varepsilon T/T_1}}{z - e^{-T/T_1}}, \quad (35)$$

де K_o – коефіцієнт передачі регулятора.

Характеристичне рівняння системи із урахуванням (5), (31) і (34) для K_1 набуває вигляду

$$1 + K_o \cdot \frac{T}{T_1} \cdot \frac{[e^{-T/T_1} F_1 + e^{-(1-\gamma)T/T_1} \cdot F_2]}{z - e^{-T/T_1}} = 0. \quad (36)$$

Умову стійкості системи одержимо у відповідності до виразу (10)

$$K_o < \frac{T_1}{T} \cdot \left| \frac{1 + e^{-T/T_1}}{F_1 \cdot e^{-T/T_1} + F_2 \cdot e^{-(1-\gamma)T/T_1}} \right|. \quad (37)$$

Фактори пульсацій у відповідності до (33) визначаються виразами

$$F_1^{-1} = 1 + \frac{K_o \cdot T}{2 \cdot T_1} \cdot \frac{e^{-\gamma T/T_1} - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}}; \quad F_2^{-1} = 1 + \frac{K_o \cdot T}{2 \cdot T_1} \cdot \frac{e^{-(1-\gamma)T/T_1} - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}} \quad (38)$$

Графічні залежності факторів пульсацій для $T_1/T=5$ із пропорційним регулятором показано на рис. 10, а.

Із рівняння (36) одержимо умови процесу кінцевої тривалості

$$K_o = \frac{T_1}{T} \cdot \frac{1}{(e^{\gamma T/T_1} \cdot F_2 + F_1)}. \quad (39)$$

Для $\gamma=0,5$ умова (39) із урахуванням (33) набуває вигляду

$$K_o = \frac{T_1}{T} \cdot \frac{1}{(e^{T/2T_1} + 1) \cdot F_e}, \quad (40)$$

Враховуючи закони змін факторів пульсацій та їхню взаємну компенсаційну дію на приведену неперервну частину системи, підстановка (40) в умову (39) надає можливість визначити їхній вплив на стійкість системи. Графіки границі стійкості, які одержані за виразами (37), (33), представлено на рис. 10, б, де $K01$ – для $T_1/T=5$ та $K02$ – для $T_1/T=10$.

Із рис. 10, б випливає, що в даній системі зміна регульованого параметру γ перетворювача мало впливає на границю стійкості.

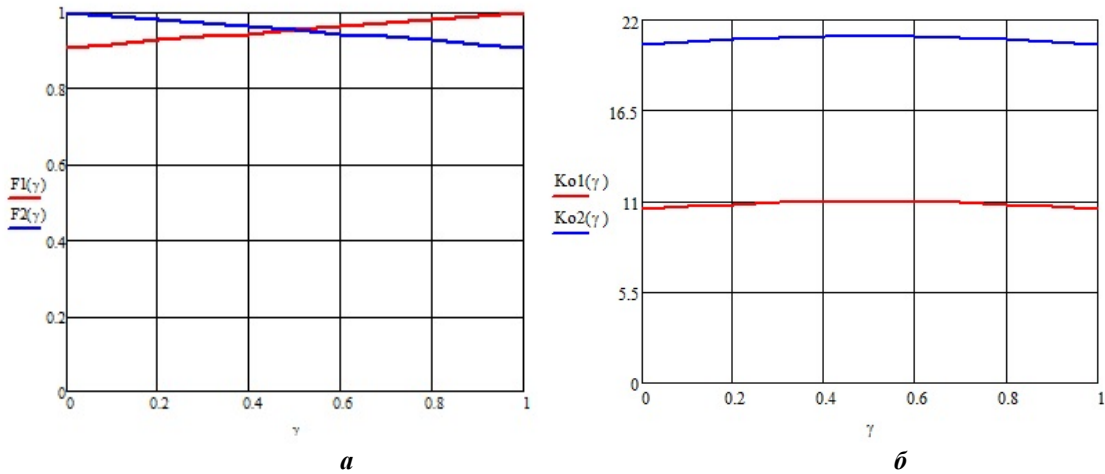


Рис. 10

Інтегральний регулятор. Підставивши в характеристичний поліном (32) z -перетворення (13) для $\varepsilon = 1$ передавальної функції приведеної неперервної частини (12) і виконавши перетворення, одержуємо характеристичне рівняння системи з інтегральним регулятором

$$1 + \frac{T}{T_2} \left\{ \left(\frac{1}{z-1} - \frac{e^{-T/T_1}}{z - e^{-T/T_1}} \right) \cdot F_1 + \left[\frac{1}{z-1} - \frac{e^{-(1-\gamma)T/T_1}}{z - e^{-T/T_1}} \right] \cdot F_2 \right\} = 0. \quad (41)$$

Тоді, умова стійкості системи визначається виразом

$$\frac{T}{T_2} < \left| \frac{2 \cdot (1 + e^{-T/T_1})}{(1 - e^{-T/T_1}) \cdot F_1 + [1 + e^{-T/T_1} - 2 \cdot e^{-(1-\gamma)T/T_1}] \cdot F_2} \right|, \quad (42)$$

а фактори пульсацій

$$F_1^{-1} = 1 + \frac{T}{2 \cdot T_2} \left(1 - \gamma + \frac{e^{-\gamma T/T_1} - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}} \right); \quad F_2^{-1} = 1 + \frac{T}{2 \cdot T_2} \left(\gamma + \frac{e^{-\gamma T/T_1} - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}} \right). \quad (43)$$

На рис. 11, a і b показано результати розрахунків факторів пульсацій $F1(\gamma)$ і $F2(\gamma)$ системи із І-регулятором для $T_1 = n \cdot T$, $n = 5$; $T_2 = T_1$ та границі стійкості, коли $K01 = T_2/T$ – для $T_1 = 5 \cdot T$, $K02 = T_2/T$ – для $T_1 = 10 \cdot T$ за формулами (42), (43).

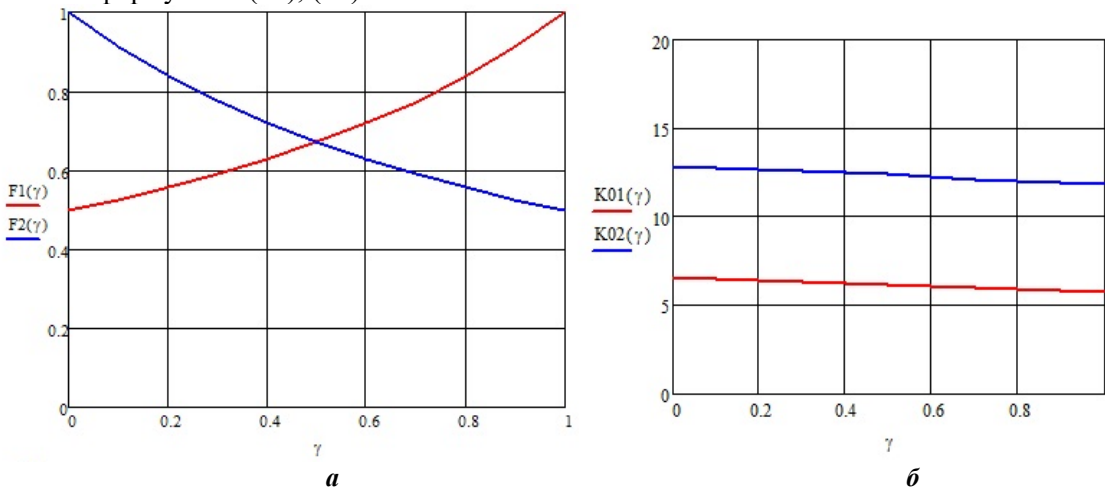


Рис. 11

Система регулювання напруги з інтегральним регулятором. Зв'язок між вхідним і вихідним сигналами системи регулювання визначається виразом (31).

Характеристичне рівняння для фіксації імпульсним елементом лівосторонніх значень вхідного сигналу має вигляд

$$1 + z^{-1} \cdot K_1 \cdot T \cdot [G^*(z, 1) \cdot F_1 + G^*(z, 1 - \gamma) \cdot F_2], \quad (44)$$

$$\text{де } G^*(z) = Z \left\{ \frac{1}{T_2 \cdot p} \right\} = \frac{1}{T_2} \cdot \frac{z}{z-1}.$$

Підставивши в (44) z -перетворення передавальної функції регулятора, одержуємо характеристичне рівняння

$$1 + K_1 \cdot \frac{T}{T_2} \left(\frac{F_1}{z-1} + \frac{F_2}{z-1} \right) = 0. \quad (45)$$

Фактори пульсацій визначаються виразами:

$$F_1^{-1} = 1 + K_1 \cdot \frac{T}{2 \cdot T_2} (1 - \gamma); \quad F_2^{-1} = 1 + K_1 \cdot \frac{T}{2 \cdot T_2} \cdot \gamma. \quad (46)$$

Із (45) з врахуванням (46) одержуємо умову стійкості системи

$$\frac{T_2}{T} < \frac{K_1 \cdot [1 - \gamma \cdot (1 - \gamma)]}{\sqrt{1 + 4[1 - \gamma \cdot (1 - \gamma)]} - 1} \quad (47)$$

і умову налаштування системи на перехідний процес кінцевої тривалості для $K_1=1$

$$T_2 = T \cdot \frac{K_1 \cdot [2 - \gamma \cdot (1 - \gamma)]}{\sqrt{9 + 4 \cdot [2 - \gamma \cdot (1 - \gamma)]} - 3}. \quad (48)$$

Графіки факторів пульсацій на рис. 12, *а* відповідають налаштуванню системи регулювання на процес кінцевої тривалості. На рис. 12, *б* показана границя стійкості системи, де $K_0=1=T_2/T$.

Із характеристичного рівняння (45) маємо умову налаштування системи на процес кінцевої тривалості

$$T_2 = T \cdot \frac{2 - \gamma(1 - \gamma)}{2 \cdot [\sqrt{3 - \gamma(1 - \gamma)} - 1]}. \quad (49)$$

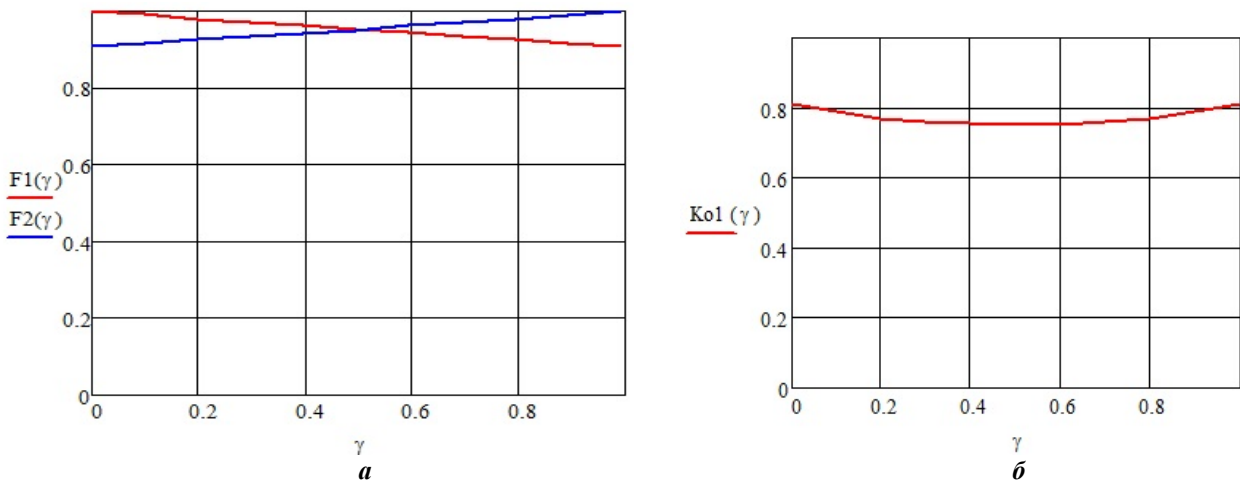


Рис. 12

На рис. 13 показано осцилограми реакції системи на вхідне діяння при налаштуванні системи на процес кінцевої тривалості: рис. 13, *а* – перехідний процес для $\gamma=0,3$; $T=2,5 \cdot 10^{-3} \text{ c}$; $T_2=1,5 \cdot 10^{-3} \text{ c}$., а рис. 13, *б* – перехідний процес для $\gamma=0,2$; $T=2,5 \cdot 10^{-3} \text{ c}$; $T_2=2,17 \cdot 10^{-3} \text{ c}$, де *а* – вихідний сигнал перетворювача постійної напруги; *б* – вхідне діяння; *в* – вихідний сигнал інтегрального регулятора.

Пропорційно-інтегральний регулятор. Передавальні функції регулятора і кола навантаження визначаються виразом (20), а передавальна функція приведеної неперервної частини виразом (21). Модифіковане z -перетворення приведеної неперервної частини визначається виразом (23).

Характеристичне рівняння системи регулювання для $\varepsilon = 0$ має вигляд

$$1 + \frac{T}{T_2} \cdot \left\{ \left[\frac{1}{z-1} + \left(\frac{T_3}{T_1} - 1 \right) \cdot \frac{e^{-T/T_1}}{z - e^{-T/T_1}} \right] \cdot F_1 + \left[\frac{1}{z-1} + \left(\frac{T_3}{T_1} - 1 \right) \cdot \frac{e^{-(1-\gamma)T/T_1}}{z - e^{-T/T_1}} \right] \cdot F_2 \right\} = 0. \quad (50)$$

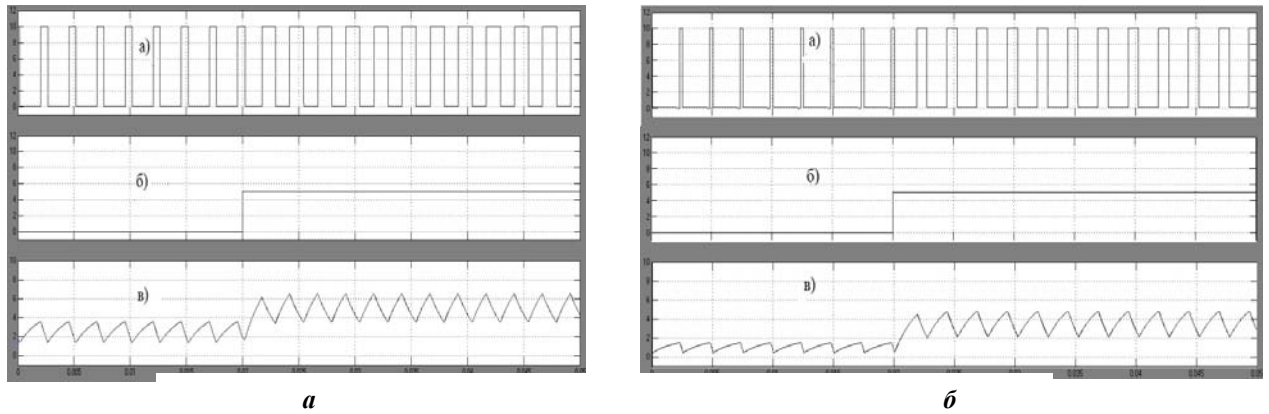


Рис. 13

У відповідності до виразів (33) із урахуванням передавальної функції приведеної неперервної частини системи (21) та умову (29) одержимо вирази для факторів пульсацій

$$F_1^{-1} = 1 + \frac{T}{2 \cdot T_2} \cdot \left[1 - \gamma + \left(\frac{T_3}{T_1} - 1 \right) \frac{e^{-\gamma T/T_1} - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}} \right]; \quad F_2^{-1} = 1 + \frac{T}{2 \cdot T_2} \cdot \left[\gamma + \left(\frac{T_3}{T_1} - 1 \right) \frac{e^{-(1-\gamma)T/T_1} - e^{-T/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}} \right]. \quad (51)$$

Застосувавши умову (10) до характеристичного рівняння (50), одержуємо вираз для границі стійкості системи

$$\frac{T}{T_2} = \frac{2 \cdot (1 + e^{-T/T_1})}{\left[1 + e^{-T/T_1} + \left(\frac{T_3}{T_1} - 1 \right) \cdot e^{-T/T_1} \right] \cdot F_1 + \left[1 + e^{-T/T_1} + \left(\frac{T_3}{T_1} - 1 \right) \cdot e^{-(1-\gamma)T/T_1} \right] \cdot F_2}. \quad (52)$$

Залежності факторів пульсацій системи із ПІ-регулятором для $T_1 = 5 \cdot T$ і границь стійкості від регульованого параметру γ у разі налаштування системи на процес кінцевої тривалості показані на рис.14, *a* і *б*, де $K1$ – для $T_1=5 \cdot T$, $K2$ – для $T_1=10 \cdot T$.

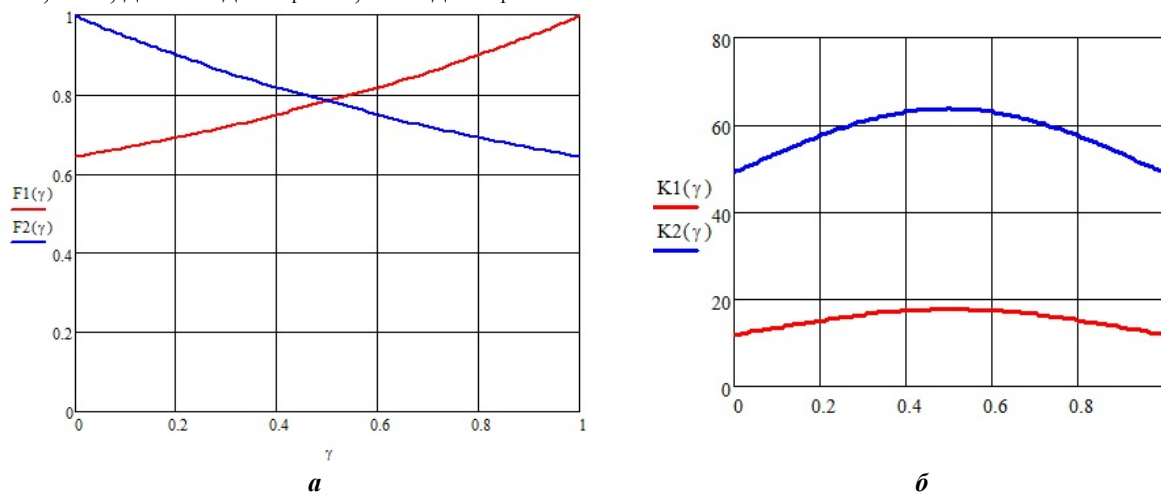


Рис. 14

Умови налаштування системи регулювання на процес кінцевої тривалості для $\gamma=0,5$ визначаються як

$$T_2 = T \cdot F_e \cdot (2 - e^{-T/T_1}); \quad T_3 = T_1 \cdot \frac{e^{-T/T_1} \cdot (2 - e^{-T/T_1}) + e^{-T/2T_1}}{e^{-T/T_1} + e^{-T/2T_1}}. \quad (53)$$

На рис. 15 показано осцилограми змін сигналів системи регулювання під час перехідного процесу: *a* – напруга перетворювача; *б* – вихідний сигнал системи; *в* – вихідний сигнал регулятора; *г* – вхідне діяння.

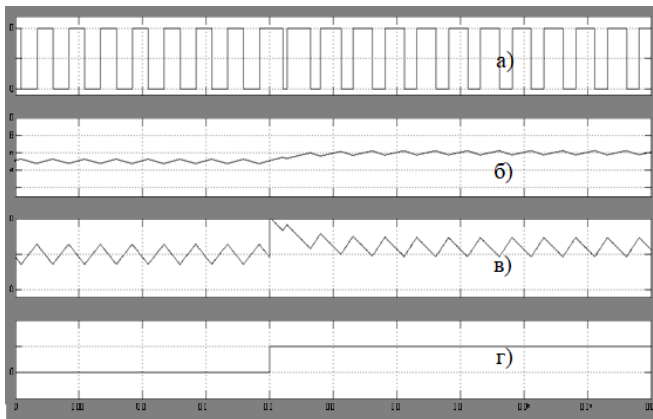


Рис. 15

Наведені осцилограми підтверджують реалізації в системі регулювання процесу кінцевої тривалості, який закінчується за два тактові інтервали перетворювача, що відповідає порядку системи.

Висновки.

1. В результаті аналізу розкрито механізм формування впливу односторонньої та двосторонньої ШІМ на динамічні процеси систем автоматичного регулювання. Одержані аналітичні залежності визначають вплив виду модуляції на стійкість системи і на налаштування на граничну швидкодію систем автоматичного регулювання імпульсного перетворювача постійної напруги для режиму неперервного струму.

2. Показано, що системи із односторонньою ШІМ в результаті модуляції одного із фронтів вихідного імпульсу мають достатньо високу чутливість до змін регульованого параметру, що визначається сильною залежністю фактору пульсацій від змін регульованого параметру перетворювача. «Строго» реалізація налаштування системи на умови граничної швидкодії в усьому діапазоні змін регульованого параметру досягається в інваріантних системах регулювання.

3. В системах із двосторонньою ШІМ, в яких за рахунок модуляції переднього і заднього фронтів вихідних імпульсів перетворювача, відбувається взаємна компенсація дії факторів пульсацій. Це розширює зону стійкості системи у порівнянні із односторонньою ШІМ. Особливо це проявляється в системі регулювання вихідної напруги із інтегральним регулятором. Опис такої системи регулювання, в порівнянні із односторонньою ШІМ, є більш складним і у багатьох випадках викликає необхідність розв'язання трансцендентних рівнянь. Також слід зазначити, що, за «строого» розгляду, одностороння ШІМ через наявність зворотного ходу опорного сигналу перетворювача фактично є різновидом двосторонньої.

4. Одержані теоретичні результати досліджень дають можливість оптимального вибору виду широтно-імпульсної модуляції у відповідності до вимог, які пред'являються до системи автоматичного регулювання імпульсного перетворювача постійної напруги.

1. Patkar F., Jidin A., Levi E., Jones M. Performance comparison of symmetrical and asymmetrical six-phase open-end winding drives with carrier-based PWM. 2017 6th International Conference on *Electrical Engineering and Informatics (ICEEI)*. Langkawi, Malaysia, 25-27 November 2017. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEEI.2017.8312446>.

2. Sivarani T.S., Joseph Jawhar S. Sawtooth carrier based Random PWM technique for AC drives. International Conference on *Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)*. Kumaracoil, India, 18-19 December 2015. Pp. 818-820. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCICCT.2015.7475391>.

3. Fahad A.H., Reza M.S. Single-Phase Shunt Active Power Filter Using Parabolic PWM for Current Control. IEEE 7th International Conference on *Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*. Oshawa, ON, Canada, 12-14 August 2019. Pp. 134-138. DOI: <https://doi.org/10.1109/SEGE.2019.8859868>.

4. Wang X., Liu S., Li Q. Research on control strategy of PWM rectifier technology based on DSP. IEEE International Conference on *Information and Automation (ICIA)*. Macao, China. 18-20 July 2017. Pp. 1050-1053. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICInfA.2017.8079057>.

5. Yingchao Z., Zhengming Z., Ting L., Liping J. An integrated control method for three-level NPC based PWM rectifier-inverter. The 2nd International Symposium on *Power Electronics for Distributed Generation Systems*. Hefei, China, 16-18 June 2010. Pp. 616-620. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDG.2010.5545876>.

6. Lee J., Lee K. Carrier-Based Discontinuous PWM Method for Vienna Rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. Vol. 30. No 6. Pp. 2896-2900. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2365014>.

7. Pengcheng Han, Wang Y., Peng X., He X., Shu Z., Shibin Gao. Current-sharing performance of an advanced co-phase traction power substation system based on cascade-parallel converter. IEEE 3rd International *Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*. Kaohsiung, 03-07 June 2017. Pp. 1932-1937. DOI: <https://doi.org/10.1109/IFEEC.2017.7992345>.

8. Messina A., Giannoccaro N.I., Gentile A. Experimenting and modelling the dynamics of pneumatic actuators controlled by the pulse width modulation (PWM) technique. *Mechatronics*. 2005. Vol. 15. No 7. Pp. 859-881. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2005.01.003>.

9. Suraj G.O., Trivedi N. Comparative analysis of PWM based front end rectifier with different modulation techniques. IEEE 5th International Conference for Convergence in Technology (I2CT). Bombay, India, 21-31 March 2019. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/I2CT45611.2019.9033862>.
10. Shcherbak Y. V., Ivakina E. Y. Dynamic characteristics of a rectifier with pulse-width modulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 3. Pp.47-51.(Rus)
11. Shcherbak Y.V. Parametric formation of a process of finite duration in systems with semiconductor converters. *Vestnik KhSPU. Electric power industry and converter technology*. 1999. Issue 69. Pp.15-21. (Rus)
12. Shcherbak Y.V., Ivakina E.Y., Panchenko V.V. Pulse rectifier model with two-way pulse-width modulation in continuous current mode. *Bulletin of NTU "KhPI". Problems of automated electric drive*. 2015. Issue 12(1121). Pp. 443-448. (Rus)
13. Shcherbak Y.V. Pulsation factor of multiloop discrete automatic control systems. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 1998. No 4. Pp. 41-43. (Rus)
14. Ivakina E.Y. Dynamic properties of automatic control system with two-way pulse-width modulation. *Collected scientific works of ukrainian state university of railway transport*. 2016. Issue 165. Pp. 149-156. (Rus)
15. Ivakina E.Y. Analysis of the dynamic processes of the automatic voltage control system of the converter with PWM. *Collected scientific works of ukrainian state academy of railway transport*. 2013. Issue 142. Pp. 151-156. (Rus)
16. Juri E. Impulse systems of automatic control. Moskva: Fizmatizdat, 1963. 455 p. (Rus)
17. Shcherbak Ya., Semenenko Yu., Semenenko O., Karpenko N., Suprun O., Plakhtii O., Nerubatskyi V. Synthesis of the transfer function of the voltage controller in an active filter-stabilizer converter. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologie*. 2021. Vol. 2. No 2 (110). Pp. 71-77. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2021.229827>.

FEATURES OF DYNAMIC CHARACTERISTICS OF REGULATION SYSTEMS WITH ONE-SIDED AND TWO-SIDED PULSE-WIDTH MODULATIONS

Y.V. Shcherbak¹, K.Y. Ivakina²

¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,

2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,

e-mail: yvsh47@gmail.com

²O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv,

17, Marshal Bazhanov Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

The purpose of the article is: to determine the dynamic properties of automatic control systems of the pulse DC voltage converter with one-way and two-way modulations by studying the influence of the form of the reference signal on dynamic processes in the systems of automatic control of the output coordinate of the converter with widely used proportional (P), integral (I) and proportionally - by integral (PI) regulators. The novelty of the proposed work lies in the determination of the influence of one-sided and two-sided pulse width modulation on the stability and conditions of the process of the finite duration of the automatic control system of the pulse converter of constant voltage. The dynamic characteristics of the system are investigated using impulse models of the pulse DC voltage converter and the use of the Z-transformation mathematical apparatus and simulation modeling. Analytical dependencies were obtained: stability conditions for proportional, integral and proportional-integral regulators; conditions of the process of finite duration of finite duration in a system with an aperiodic link in the load circuit; oscillograms of transition processes that confirm the theoretical results. The practical value lies in the fact that the results obtained in the work provide, during the development of an automatic regulation system with given parameters, the possibility of optimal selection of the type of pulse-width modulation. References 17, figures 15.

Keywords: DC voltage converter, pulse width modulation, pulse model, transfer function, characteristic equation, system stability, process of finite duration.

Надійшла 09.01.2023

Остаточний варіант 30.01.2023

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ВИСОКОВОЛЬТНОГО БЕЗТРАНСФОРМАТОРНОГО РЕЗОНАНСНОГО ЗАРЯДНОГО ПРИСТРОЮ ЄМНІСНОГО НАКОПИЧУВАЧА

Д.В. Вінниченко^{1*}, канд. техн. наук, Н.С. Назарова^{1**}, канд. техн. наук,
І.Л. Вінниченко^{2***}, канд. техн. наук

¹ Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України,
пр. Богоявленський, 43а, Миколаїв, 54018, Україна.

² Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова,
пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна.

E-mail: vdvvs@gmil.com; nazarovanataly2000@gmail.com; i.l.vinnychenko@gmail.com.

Проаналізовано електричні характеристики високовольтного безтрансформаторного резонансного пристрою для зарядки ємнісного накопичувача. Отримано залежності вихідної напруги та зарядного струму від відносного опору навантаження та добротності резонансного кола. Проаналізовано характер зміни вихідної напруги в залежності від співвідношення добротності та відносного опору навантаження. Проведено імітаційне моделювання роботи досліджуваного перетворювача. Бібл. 11, рис. 6.

Ключові слова: високовольтний безтрансформаторний перетворювач, резонансний зарядний пристрій, добротність резонансного кола.

Електророзрядні технології обробки матеріалів і середовищ (природних та штучних), що функціонують на базі високовольтних імпульсних джерел енергії, мають тривалу історію успішного промислового застосування, посідаючи чинне місце за показниками ефективності, ресурсо- та енергоємності у різноманітті сучасних аналогів, а подекуди слугують і як єдино можливий, безальтернативний засіб впливу на структуру і властивості об'єкта обробки. Основним енергетичним елементом установок для електророзрядних технологій є генератор імпульсних струмів (ГІС). Існуючі ГІС мають базову структуру, яка принципово не змінювалася впродовж останніх десяти років (рис. 1) [1]. ГІС має в складі зарядного пристрою ємнісного накопичувача енергії крім випрямляча (наприклад, за схемою Ларіонова) такі матеріалоємні електромагнітні елементи, як підвищувальний трансформатор та дроселі для струмообмеження, вага яких становить від 30 % до

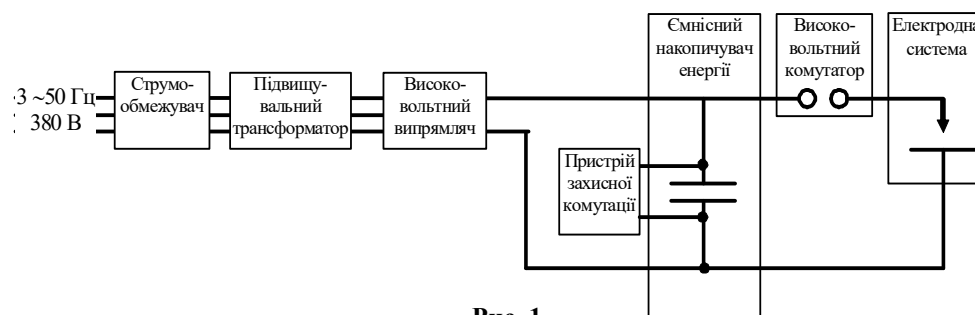


Рис. 1.

60 % ваги електро-технологічного обладнання, а питома масогабаритна характеристика ГІС при цьому складає від 40 кг/кВт до 250 кг/кВт відповідно з проміжним перетворенням частоти та без нього [2].

Вдосконалення генератора імпульсних струмів базується на зниженні масогабаритних показників [3], стабілізації частоти та характеристик розрядних імпульсів [4]. Але розробку електрообладнання для ГІС зазвичай спрямовано на удосконалення окремих блоків, що не дає змоги значно зменшити масогабаритні показники та енергоефективність таких установок.

Традиційним способом зменшення масогабаритних показників є підвищення частоти проміжного перетворення енергії та використання високочастотних трансформаторів. Але такі способи вже досягли своєї межі, що викликає необхідність пошуку інших принципів побудови, розробки та обґрунтування нової структури ГІС, наприклад, із використанням резонансних систем зарядки.

Резонансні інвертори з перемиканням у нулях струму та напруги зазвичай використовуються

© Вінниченко Д.В., Назарова Н.С., Вінниченко І.Л., 2023

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-8894-860X>; ** <https://orcid.org/0000-0001-5506-750X>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-3768-1060>

для м'якої комутації [5]. Добротність таких резонансних контурів невелика і висока напруга у резонансному контурі є негативним фактором. Але під час електророзрядної обробки діелектричних і напівпровідних середовищ потрібні джерела, що забезпечують високу напругу до 50 кВ. У таких випадках використовують генератори імпульсних струмів з накопичувальними конденсаторами, які формують розрядні імпульси із тривалими безструмними паузами. Ємнісні накопичувачі для електророзрядних технологій мають ємність 0,1-10 мкФ [6, 7]. Безтрансформаторні зарядні пристрої на основі резонансних систем для зарядки таких конденсаторів до напруги до 50 кВ ще не використовувалися, відповідно, їхні характеристики ще не досліджено.

Отже, метою роботи є отримання залежностей характеристик високовольтного безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою ємнісного накопичувача від його параметрів та добротності резонансного кола.

Для визначення залежності вихідної напруги та зарядного струму від відносного опору навантаження k та добротності резонансного кола Q проаналізовано схеми заміщення, наведені на рис. 2.

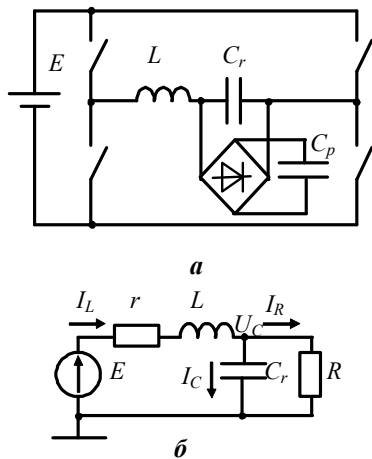


Рис. 2.

На рис. 2, а наведено схему високовольтного інверторного резонансного зарядного пристрою ємнісного накопичувача енергії C_p . Резонансне коло утворюють індуктивність L та ємність C_r . Напруга U на ємності C_r обмежується напругою на ємності C_p (перевищує на величину напруги відкритих діодів). З урахуванням того, що струм I крізь навантаження, що підключене паралельно C_r , не залежить від опору навантаження, є стабілізованим та визначається тільки опором індуктивного елемента резонансного кола [9, 11]. Напругу U , що встановилася на ємності C_r , можна задати як падіння напруги на активному опорі R [8], якій розраховується з виразу $R=U/I$. Слід відмітити, що потужність $p_{Cp}=u_{Cp}i$ зарядки конденсатора C_p має активний характер, тому що добуток напруги на конденсаторі u_{Cp} та струму i крізь нього завжди позитивний. За рахунок спрощення схеми, замінивши послідовно з'єднані випрямляч та ємнісний накопичувач C_p на активний опір R (рис. 2, б), отримуємо більш грубу модель, яка надасть змогу одержати зручні для аналізу залежності характеристик високовольтного безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою ємнісного накопичувача від його параметрів та добротності резонансного кола.

В наведеній на рис. 2, а схемі напруга на ємності C_p в процесі зарядки зростає, і кожному відповідному значенню напруги U на ємності C_r відповідає окреме значення R (рис. 2, б) і навпаки. В спрощеній моделі (рис. 2, б) інвертор модельовано джерелом живлення змінного струму з прямокутною напругою. З урахуванням того, що будь-яку періодичну напругу можна розкласти в ряд Фур'є, а резонансне коло відфільтровує гармоніки, частота яких вища за першу (резонансну) частоту, то джерело напруги E в моделі (рис. 2, б) можна вважати синусоїдальним.

Для моделі, наведеної на рис. 2, а, не враховується активний опір, що є паразитним параметром резонансного кола. Такі системи детально розглянуто, наприклад, у [9, 10], де показано, що вони є джерелом незмінного струму для навантаження. Але результати імітаційного моделювання, наведені в [11] свідчать, що у разі зростання опору навантаження спостерігається відхилення вихідного струму резонансного кола від стабілізованого значення, що вимагає використання спеціальної системи керування. Задля визначення причини такого відхилення в модель (рис. 2, б) додано резистор r , який враховує сумарний активний опір резонансного кола, суттєву частину якого складає активний опір індуктивного дроселя.

Залежність струмів в резонансному колі від його добротності.

Умова резонансу в резонансному колі (рис. 2, б)

$$\omega L = \frac{1}{\omega C_r}. \quad (1)$$

Введемо позначення для випадку резонансної частоти, тобто у разі виконання умови (1)

$$k = \frac{R}{\omega L} = \omega C_r R, \quad Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{1}{\omega C_r r}. \quad (2, 3)$$

Величина k , представлена виразом (2), є відносним опором навантаження. Величина Q ,

представлена виразом (3), є добротністю резонансного кола.

Система рівнянь та її розв'язок з урахуванням позначень, прийнятих для випадку резонансної частоти

$$\begin{cases} I_L \cdot (r + j\omega L) + I_C \cdot \frac{1}{j\omega C_r} = E; \\ I_L \cdot (r + j\omega L) + I_R \cdot R = E; \\ I_L - I_C - I_R = 0; \end{cases} \quad (4)$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} (r + j\omega L) & \frac{1}{j\omega C_r} & 0 \\ (r + j\omega L) & 0 & R \\ 1 & -1 & -1 \end{vmatrix} = R \cdot r + \frac{r}{j\omega C_r} + \frac{j\omega L}{j\omega C_r} = \frac{j\omega L}{j\omega C_r} \cdot Q^{-1} \cdot (k + Q - j); \quad (5)$$

$$\Delta_L = \begin{vmatrix} E & \frac{1}{j\omega C_r} & 0 \\ E & 0 & R \\ 0 & -1 & -1 \end{vmatrix} = \frac{E}{j\omega C_r} \cdot (Rj\omega C_r + 1) = \frac{E}{j\omega C_r} \cdot (jk + 1); \quad (6)$$

$$\Delta_C = \begin{vmatrix} (r + j\omega L) & E & 0 \\ (r + j\omega L) & E & R \\ 1 & 0 & -1 \end{vmatrix} = E \cdot R; \quad \Delta_R = \begin{vmatrix} (r + j\omega L) & \frac{1}{j\omega C_r} & E \\ (r + j\omega L) & 0 & E \\ 1 & -1 & 0 \end{vmatrix} = \frac{E}{j\omega C_r}; \quad (7, 8)$$

$$I_L = \frac{\Delta_L}{\Delta} = \frac{Q \cdot E \cdot (jk + 1)}{j\omega L \cdot (k + Q - j)} = \frac{Q \cdot E \cdot \sqrt{k^2 + 1} \cdot \exp\left(j\left(\arctg(k) + \arctg\left(\frac{1}{k + Q}\right) - 90^\circ\right)\right)}{\omega L \cdot \sqrt{(k + Q)^2 + 1}}; \quad (9)$$

$$I_R = \frac{\Delta_R}{\Delta} = \frac{Q \cdot E}{j\omega L \cdot (k + Q - j)} = \frac{Q \cdot E \cdot \exp\left(j\left(\arctg\left(\frac{1}{k + Q}\right) - 90^\circ\right)\right)}{\omega L \cdot \sqrt{(k + Q)^2 + 1}}; \quad (10)$$

$$I_C = \frac{\Delta_C}{\Delta} = \frac{Q \cdot E \cdot R \cdot j\omega C}{j\omega L \cdot (k + Q - j)} = \frac{Q \cdot E \cdot k \cdot \exp\left(j\left(\arctg\left(\frac{1}{k + Q}\right)\right)\right)}{\omega L \cdot \sqrt{(k + Q)^2 + 1}}. \quad (11)$$

Векторну діаграму струмів в дисипативній резонансній системі з активним навантаженням наведено на рис. 3.

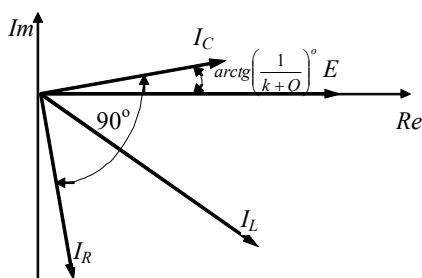


Рис. 3.

З виразів (9) – (11) слідує, що модулі комплексів струмів пов'язані співвідношеннями

$$|I_R| = \frac{Q \cdot E}{\omega L \cdot \sqrt{(k + Q)^2 + 1}}; \quad (12)$$

$$|I_C| = \frac{Q \cdot E \cdot k}{\omega L \cdot \sqrt{(k + Q)^2 + 1}} = |I_R| \cdot k; \quad (13)$$

$$|I_L| = \sqrt{|I_R|^2 + |I_C|^2}. \quad (14)$$

Введемо позначення струму крізь індуктивність L у

випадку короткого замикання конденсатора резонансного кола C_r з урахуванням того, що $r \ll \omega L$, $R=0$:

$$I_{SC} = \frac{E}{\omega L} = E\omega C_r. \quad (15)$$

Вирази для модулів струмів приймуть вигляд

$$|I_R| = \frac{Q \cdot I_{SC}}{\sqrt{(k+Q)^2 + 1}}; \quad |I_C| = \frac{Q \cdot I_{SC} \cdot k}{\sqrt{(k+Q)^2 + 1}} = |I_R| \cdot k. \quad (16, 17)$$

Залежність вихідної напруги від добротності резонансного кола.

З виразів (12) та (16) слідує, що зі збільшенням відносного опору навантаження k струм навантаження зменшується, та цей ефект тим менше, чим більше добротність резонансного кола Q .

Напруга на конденсаторі та навантаженні

$$U_C = \frac{Q \cdot E \cdot R}{j\omega L \cdot (k+Q-j)} = \frac{Q \cdot E \cdot k \cdot \exp\left(j\left(\arctg\left(\frac{1}{k+Q}\right) - 90^\circ\right)\right)}{\sqrt{(k+Q)^2 + 1}}; \quad |U_C| = \frac{Q \cdot E \cdot k}{\sqrt{(k+Q)^2 + 1}}. \quad (18, 19)$$

Для аналізу поведінки модуля напруги з виразу (19) у разі варіювання значень k та Q прийемо припущення, яке характерне для резонансних високовольтних зарядних систем

$$Q \gg 1. \quad (20)$$

З урахуванням виразу (20) вираз (19) прийме вигляд

$$|U_C| = \frac{E \cdot k \cdot Q}{k+Q}. \quad (21)$$

$$\text{У крайніх випадках при } k \ll Q \quad |U_C| = E \cdot k; \quad (22)$$

$$\text{при } k = Q \quad |U_C| = E \cdot Q / 2; \quad (23)$$

$$\text{при } k \gg Q \quad |U_C| = E \cdot Q. \quad (24)$$

Як сказано вище, напругу на конденсаторі, що заряджається, моделюємо за допомогою напруги на активному опорі, представленому у виразі (21) відносним опором навантаження k (див. вираз (2)). Таким чином, з виразу (22) слідує, що за невеликих k модуль напруги U_C є пропорційним до опору навантаження. Максимальне значення модуль напруги приймає у разі великого опору навантаження як слідує з виразу (24). Слід зазначити, що у такому випадку модуль напруги U_C є пропорційним до Q та не залежить від опору навантаження.

Якщо записати вираз (21) у вигляді

$$|U_C| = E \cdot k_{Uc}, \quad (25)$$

де $k_{Uc} = k \cdot Q / (k+Q)$ – коефіцієнт при E , то отримаємо залежність модуля напруги на навантаженні від відносного опору навантаження. Для наочності цю залежність наведено у координатах k/Q та $\frac{|U_C|}{EQ}$ (рис. 4).

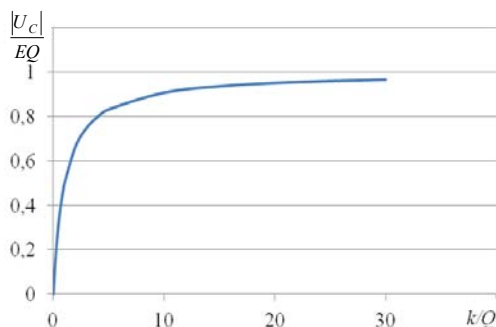


Рис. 4.

Характер залежності на рис. 4 показує, що за $k \ll Q$ вихідна напруга зростає майже пропорційно до k , тобто резонансне коло є джерелом струму для навантаження. При $k \gg Q$ вихідна напруга майже не змінюється під час зростання опору навантаження, тобто резонансне коло є джерелом напруги для навантаження. Для зсуву вихідних характеристик резонансного кола у бік джерела стабілізованого струму необхідно збільшувати добротність резонансного кола. Напруга на активному навантаженні наближається до виразу (24) у разі збільшення відношення k/Q .

Слід відмітити, що струм I_R та напруга U_C дорівнюють вихідному струму I_{out} та напрузі U_{out} безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою ємнісного накопичувача.

На рис. 5 наведено модель мостового інвертора з послідовним резонансним колом (елементи $L1$ та $C39$ на рис. 5) в середовищі LTSpice. В резонансному колі задано опір ($R1$ на рис. 5), що враховує сумарний активний опір резонансного кола, суттєву частину якого складає активний опір індуктивного дроселя. Номінали елементів, вказаних в моделі, мають значення, виміряні в елементах розробленого експериментального зразку зарядного пристрою.

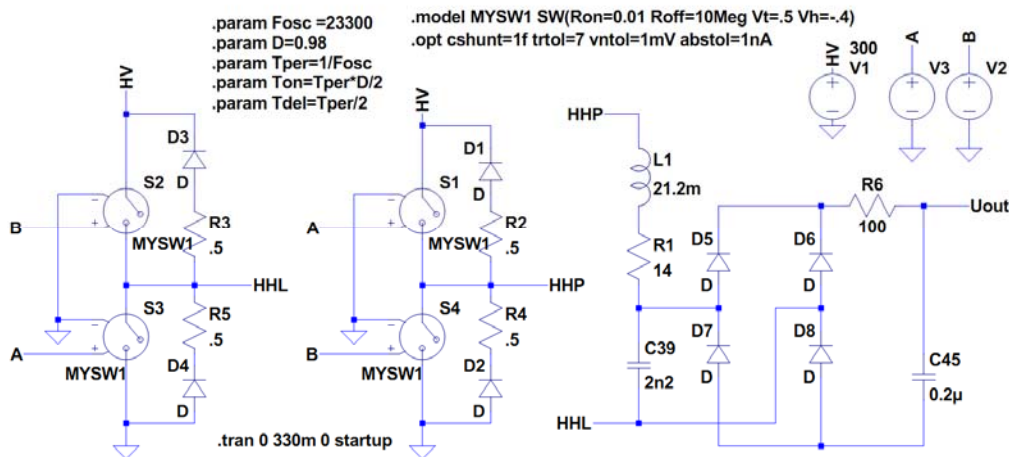


Рис. 5

На рис. 6 наведено характеристики безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою, отримані в результаті імітаційного моделювання, а саме, епюру напруги на ємнісному накопичувачі енергії U_{out} (рис. 6, а), струм крізь індуктивність резонансного кола, отриманий в результаті імітаційного моделювання I_L LTSpice та розрахунку за виразом (14) I_L (рис. 6, б), вихідний середній струм високовольтного безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою ємнісного накопичувача (крізь $C45$ на рис. 5), отриманий в результаті імітаційного моделювання $I_{out,av}$ LTSpice та розрахунку з виразу (16) $I_{R,av} = |I_R|/1,11$ (рис. 6, в). Необхідні для розрахунку значення k отримали з виразу (19) для заданих значень $|U_C|$ з урахуванням того, що $(k+Q)^2 \gg 1$ і одиницю можна не

враховувати, $k = \frac{Q \cdot |U_C|}{Q \cdot E - |U_C|}$.

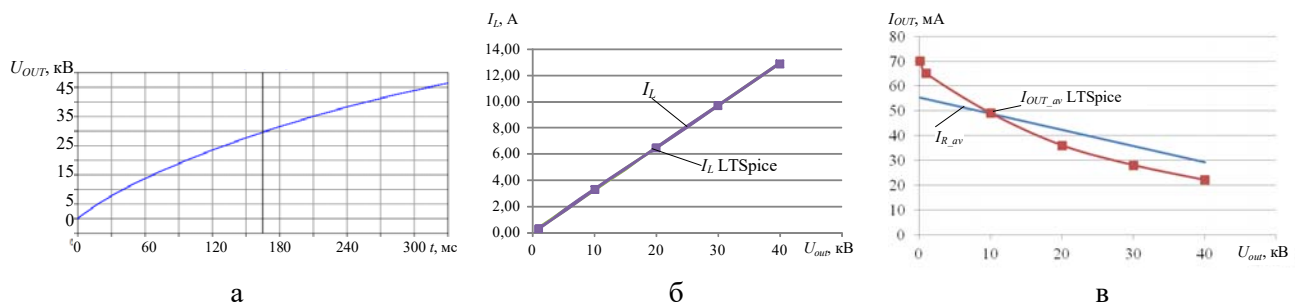


Рис. 6.

Добротність Q , розрахована за виразом (3), дорівнює 222. В процесі зарядки ємнісного накопичувача напруга на ньому зростає (рис. 6, а), що відповідає підвищенню відносного опору навантаження k , який розраховано для кожного $|U_C|=U_{out}$ за допомогою виразу (19). Спостерігається збільшення амплітуди струму крізь індуктивність резонансного кола (рис. 6, б) та зменшення

вихідного середнього зарядного струму (рис. 6, в). Співпадіння результатів розрахунку за виразами (12) – (19) та імітаційного моделювання вважаємо достатнім для оцінки впливу добротності Q на вихідну напругу та вихідний струм високовольтного безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою.

Висновки. Під час моделювання роботи високовольтного безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою отримано залежності вихідних напруги та струму від відносного опору навантаження k та добротності резонансного кола Q . Із цих залежностей слідує, що зі збільшенням k струм навантаження зменшується, та цей ефект тим менше, чим більше Q .

За невеликих k ($k \ll Q$) вихідна напруга перевищує вхідну в k разів, тобто резонансне коло є джерелом струму для навантаження. У разі $k \gg Q$ вихідна напруга перевищує вхідну в Q разів та не залежить від опору навантаження, тобто резонансне коло є джерелом напруги для навантаження. Для зсуву вихідних характеристик резонансного кола у бік джерела струму необхідно збільшувати добротність резонансного кола.

Отримані залежності вихідної напруги та зарядного струму майже повністю співпадають з результатами імітаційного моделювання зарядки конденсатора.

1. Гульїй А.Г. Электрический разряд в жидкости и его применение. К.: Наукова думка, 1977. 176 с.
2. Вовченко А.И., Богуславский Л.З., Мирошниченко Л.Н. Тенденции развития мощных высоковольтных генераторов импульсных токов в ИИПТ НАН Украины. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 5. С. 69-74.
3. Chakraborty A., Mankani A.K. Design concept of a high power high frequency power supply for feeding 500 kV, 100 mA Cockcroft-Walton generator. *National Power Electronics Conference (NPEC)*. Pune, India, December 18-20, 2017. Pp. 118-122. DOI: <https://doi.org/10.1109/NPEC.2017.8310445>.
4. Князев М.К., Беервальд Ш. Концепція інтелектуального електрогідролічного преса для імпульсного листового штампування. *Металофізика та новітні технології*. 2016. Т. 38. Вип. 12. С. 1669-1680. DOI: <https://doi.org/10.15407/mfint.38.12.1669>.
5. Pavlov G., Pokrovskiy M., Vinnichenko I. Load characteristics of the serial-to-serial resonant converter with pulse-number regulation for contactless inductive energy transfer. Proc. of IEEE 3rd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kharkiv, Ukraine, September 10-14, 2018. Pp. 133-138. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2018.8559590>.
6. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 9-11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.
7. Щерба А.А., Супруновська Н.І., Щерба М.А., Розискулов С.С. Регулювання вихідних динамічних характеристик електророзрядних установок з накопичувальними конденсаторами. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 3. С. 3-9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.003>.
8. Мирошниченко Л.Н., Голобородько А.Н. Моделирование переходных процессов в зарядных устройствах генераторов импульсных токов. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Силова електроніка та енергоефективність*. 2002. Ч. 2. С. 41-46.
9. Милях А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. К.: Наукова думка, 1974. 216 с.
10. Vinnichenko D., Nazarova N. The high-voltage electrical engineering systems of gaseous hydrocarbons electro-discharge processing design principles. Proc. of IEEE 39th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine, April 16-19, 2019. Pp. 678-683. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783220>.
11. Вінниченко Д.В., Назарова Н.С. Електротехнічна система з частотно-параметричним регулюванням стабілізованого розрядного струму у вуглецевісних газах. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 1. С. 25-28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.038>.

RESEARCH OF CHARACTERISTICS OF HIGH VOLTAGE TRANSFORMERLESS RESONANT CHARGER OF CAPACITARY STORAGE DEVICE

D.V. Vinnichenko¹, N.S. Nazarova¹, I.L. Vinnichenko²

¹Institute of Pulse Processes and Technologies of NAS of Ukraine,
pr. Bohoyavlenskii, 43a, Mykolaiv, 54018, Ukraine.

²Admiral Makarov National University of Shipbuilding,
pr. Heroiv Ukrainy, 9, Mykoliv, 54007, Ukraine.

E-mail: vdvvvs@gmail.com, nazarovanataly2000@gmail.com, i.l.vinnichenko@gmail.com.

Electromagnetic processes in a high-voltage transformerless resonant device for charging capacitor are analyzed. The dependences of the output voltage and charging current on the relative load and the quality factor of the resonant circuit are obtained. The nature of the change in output voltage depending on the quality factor and relative load ratio is analyzed. Simulation of the researched converter operation is carried out. References 11, figures 6.

Keywords: high-voltage transformerless converter, resonant charger, resonant circuit quality factor.

1. Gulyi A.G. Electric discharge in liquid and its application. Kyiv: Naukova Dumka, 1977. 176 p. (Rus)
2. Vovchenko A.I., Boguslavsky L.Z., Mirosnichenko L.N. Trends in the development of high-power high-voltage pulse current generators at the Institute of IPPT of NAS of Ukraine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 5. Pp. 69-74 (Rus).
3. Chakraborty A., Mankani A.K. Design concept of a high power high frequency power supply for feeding 500 kV, 100 mA Cockcroft-Walton generator. *National Power Electronics Conference (NPEC)*. Pune, India, December 18-20, 2017. Pp. 118-122. DOI: <https://doi.org/10.1109/NPEC.2017.8310445>.
4. Knyazev M.K., Beierwald Sh. The concept of an intelligent electric hydraulic press for pulsed sheet stamping. *Metalofizyka ta novitni tekhnologii*. 2016. Vol. 38. Vyp. 12. Pp. 1669-1680 (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/mfint.38.12.1669>.
5. Pavlov G., Pokrovskiy M., Vinnichenko I. Load characteristics of the serial-to-serial resonant converter with pulse-number regulation for contactless inductive energy transfer. Proc. Of IEEE 3rd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kharkiv, Ukraine, September 10-14, 2018. Pp. 133-138. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2018.8559590>.
6. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 9-11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.
7. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Roziskulov S.S. Regulation of output dynamic characteristics of electric discharge installations with storage capacitors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 3-9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.003>. (Ukr).
8. Mirosnichenko L.N., Goloborodko A.N. Simulation of transient processes in chargers of pulse current generators. *Tekhnichna Elektrodynamika. Tematychnyi vypusk: Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist*. 2002. Part 2. Pp. 41-46. (Rus).
9. Milyakh A.N., Volkov I.V. Constant current systems based on inductive-capacitive transducers. Kyiv: Naukova Dumka, 1974. 216 p. (Rus).
10. Vinnychenko D., Nazarova N. The high-voltage electrical engineering systems of gaseous hydrocarbons electro-discharge processing design principles. Proc.of IEEE 39th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine, April 16-19, 2019. Pp. 678-683. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783220>.
11. Vinnychenko D.V., Nazarova N.S. Source of the stabilized discharge current in carbon-containing gases with frequency-parametric regulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 1. Pp. 25-28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.038>. (Ukr).

Надійшла 01.06.2022

Остаточний варіант 02.02.2023

MODIFICATION OF THE MASTER GENERATOR METHOD USED FOR FREQUENCY AND VOLTAGE CONTROL IN ISOLATED POWER SYSTEMS WITH PARALLEL OPERATING AC GENERATORS**L.I. Mazurenko^{1*}, O.V. Dzhura^{1**}, M.O. Shykhnenko^{1***}, A.V. Kotsiuruba^{2****}**¹ Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

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

E-mail: 3662491@gmail.com.² Ivan Chernyakhovsky National Defense University of Ukraine,

Povitroflotsky Ave., 28, Kyiv, 03049, Ukraine.

Such methods as droop method, curve shifting method and master-slave method were primarily developed for voltage and frequency regulation in isolated power systems with synchronous generators. In modern power systems induction generators, regulated dump loads, energy storage devices with AC/DC and AC/DC/AC power converters, etc. are used in addition to synchronous generators. The investigation of new configurations of power systems is closely tied with further development of control methods for load sharing and regulation of voltage and frequency of the systems. The article reviews simple-to-implement known control methods used for control of isolated power systems with parallel operated synchronous generators and proposes a modification of the master-slave method for control of power systems with parallel operated synchronous and induction generators, static var compensators, dump loads and energy storage devices with interface power converters. The system "Hydroelectric unit with a synchronous generator - dump load - hydroelectric unit with an induction generator - compensating capacitors - transformer – AC local load" is considered and two techniques for regulation of electric frequency and voltage magnitude in the specified system are presented with accordance to the statements of the proposed modified method. The proposed control algorithm of the dump load frequency controller is in agreement with the control algorithm of the speed controller of the master unit. The functions assigned to the electronic PID speed controller of the master unit are to maintain the electric frequency in the system equal to nominal value and regulate the active power sharing. Verification of the proposed control algorithms for isolated electric power systems was carried out. References 23, figures 5, table 1.

Keywords: isolated power system, method, master generator, slave generator, dump load.

Introduction. In order to improve the reliability of power supply to AC consumers powered by isolated power systems (IPSs), these systems are designed with parallel operated generators. IPSs are often equipped with diesel sets. Gas and hydraulic turbine driven electric generators is a good choice for an IPS when gas fuel and hydropower are available nearby. The construction of a hydraulic IPS requires more capital investments than for a diesel or diesel-battery system of comparable capacity. However, in the presence of hydro resources with required water head and flow, if stable power consumption is observed, preference should be given to a hydraulic IPS due to its independence of the fossil fuel. For a more optimal use of hydro resources, it is advisable to consider the possibility of building a hydro-wind IPS [1, 2]. The independence from the fossil fuel, lower cost of electricity production compared to diesel and wind-diesel power plants, and good predictability of hydro resources have caused the interest in problematic issues and searching approaches for improving technical characteristics of hydraulic IPSs.

Among various types of generators in electrical equipment of IPSs, as well as in centralized power systems, synchronous generators (SGs) with electromagnetic excitation are mostly preferred, but IPSs with permanent magnet generators and induction generators (IGs) are known as well [3-6]. The so-called doubly fed induction generators are used mainly in grid-tied variable frequency wind turbines [7]. However, their application is also possible in IPSs with power output from several megawatts and higher. In scientific papers devoted to the study of isolated and islanded hydraulic power stations (HPSs), HPSs with one

hydroelectric unit are most often considered and somewhat less HPSs with two or more generators operating in parallel [8-12].

Connection of an IG with a SG supplying an asymmetric load for parallel operation provides the SG's current asymmetry reduction and, due to this, increases the operating life of the SG. The advantage of this solution is that the cost of the IG is lower than the SG of the same power, and the procedure for connecting the IG to the IPS is simpler than for the SG.

An important scientific task for IPS researchers is the development of methods and algorithms for controlling the parallel operation of generators. These methods and algorithms should ensure operation of IPSs only with allowed frequency and voltage magnitude deviations, the specified power distribution between the units and minimization of the power exchange between the generators.

The active power of a SG, as is known, is proportional to its load (power) angle – the angle between induced EMF and terminal voltage vectors of the stator winding. Regulation of this angle is made by changing the mechanical torque of the SG with a speed governor [13]. The active power of an IG is regulated in the same way.

The reactive power of a SG is proportional to the magnitude of the induced EMF and is controlled by changing the magnitude of the DC excitation current. Asynchronous machine with a short circuited rotor, both in the motoring and in the generating mode, as well known, needs a source of reactive power for magnetization. Possible reactive power sources are SG (or synchronous compensator), network, capacitors, static compensator [14-18].

Since IPSs, as noted, have been designed for a long time using parallel-connected SGs with electromagnetic excitation, then, accordingly, the control methods developed at that time for IPSs are primarily focused on AC IPSs with SGs operating in parallel [19, 20], and somewhat later found application in systems with energy resource interface inverters [21]. The best known of these methods are droop method (DM), curve shifting method (CSM) and master-slave method (MSM). In Soviet and post-soviet scientific works the DM is called as the method of static characteristics, the CSM is called as the method of imaginary static characteristics and the MSM is called as the master (main) generator method (MGM).

The DM is the most simple and known one among them. The application advantage of the DM is the informational independence of control systems of power supply units in the system. Since the input variables of frequency and voltage controllers of a unit in an IPSs with DM-based control are active and reactive output power signals of the unit, there is no need for informational communication between the units. Its main disadvantage is the use of static frequency and voltage regulators.

Frequency and voltage regulation in a system according to the CSM is actually performed due to the dynamic shifting of the voltage and frequency droop characteristics of the units. Its advantage is that it provides zero voltage and frequency steady state errors. But disconnection of any one of the generators from the system with CSM-based control and a passive (resistive) load will cause a reduction of the electrical frequency and voltage magnitude in the system after a transient.

According to the MGM, the regulation of voltage and frequency in the system is provided solely by the master unit (MU) with a SG. The advantage of the MGM over the DM is the zero voltage and frequency steady state errors, and its advantage over the CSM is the preservation of system operability when any of the generators is disconnected from the system except the master generator (MG). The disadvantage of the MGM is that when it is used, the quality of voltage and frequency regulation in the system depends mainly on characteristics of the MU. In addition, the MU during transients experiences increased loads due to the functions assigned to it. Therefore, there is a need to improve this method.

The purpose of the article is to develop a modified master generator method for voltage and frequency regulation in IPSs with parallel operating AC generators and verify developed controllers for regulation of frequency and voltage in AC IPSs using a simulation model.

Development of the modified master generator method. To improve the quality of frequency and voltage regulation during transients in IPSs, it is proposed to modify the MGM by putting into use the principle of assistance to the master generator by other elements of the power supply system. Such a modified MGM (MMGM) can be applied for regulation of frequency and voltage in IPSs with parallel operated AC generators, electronic power converters, controlled resistive elements, battery inverters, etc.

An example of such a system is shown in Figure 1. The system is composed of two hydraulic units with regulated hydraulic turbines (HT1, HT2). The HT1 turbine rotates the SG (unit 1) and the HT2 turbine rotates the IG (unit 2). Unit 1 is the MU and unit 2 is the slave unit (SU). Mechanical torques of the HT1 and HT2 turbines are regulated by the wicket gate (WG) angles c_1 and c_2 control. The WGs are rotated by servo

motors. The SG and IG operate in parallel and supply local consumers through the transformer TR1. Additionally a regulated dump load (RDL) for frequency and “spinning” reserve regulation and compensating capacitors for decreasing of reactive power component of the SG output power are added. Development of simulation model of the Fig. 1 configuration affords testing of discussed below voltage and frequency regulators intended for AC IPSs.

The fundamentals of the MGM are illustrated by Fig. 2, *a, b*. The equations for the frequency and voltage controllers according to Fig. 2, *a* are defined by

$$f_{GM}^* = f_N, \quad f_{GS}^* = f_{nl} + P_{GS}(f_N - f_{nl}) / (k_{ps}^* P_{GM}), \quad U_{GM}^* = U_N, \quad U_{GS}^* = U_{nl} + Q_{GS}(U_N - U_{nl}) / (k_{qs}^* Q_{GM}), \quad (1)$$

where k_{ps}^* , k_{qs}^* are the reference ratios of the active and reactive power of the slave-generator (SIG) to the active and reactive power of the MG; f_{GM}^* , U_{GM}^* are the frequency and voltage reference of the MG; f_{GS}^* , U_{GS}^* are the frequency and voltage reference of the SIG; f_N , f_{nl} are the rated frequency and no load frequency; U_N , U_{nl} are the rated voltage and no load voltage; P_{GM} , Q_{GM} are the active and reactive power of the MG.

If the control variables for the frequency and voltage controllers of the SU are instantaneous power components of the MG (Fig. 2, *b*), then the equations of these controllers are given by

$$P_{GS}^* = \begin{cases} 0, & P_{GM} < P_{cut\ in} \\ k_{ps}^* P_{GM}, & P_{GM} \geq P_{cut\ in} \end{cases}, \quad Q_{GS}^* = \begin{cases} 0, & Q_{GM} < Q_{cut\ in} \\ k_{qs}^* Q_{GM}, & Q_{GM} \geq Q_{cut\ in} \end{cases}, \quad (2)$$

where P_{GS}^* , Q_{GS}^* are the active and reactive power reference of the SIG.

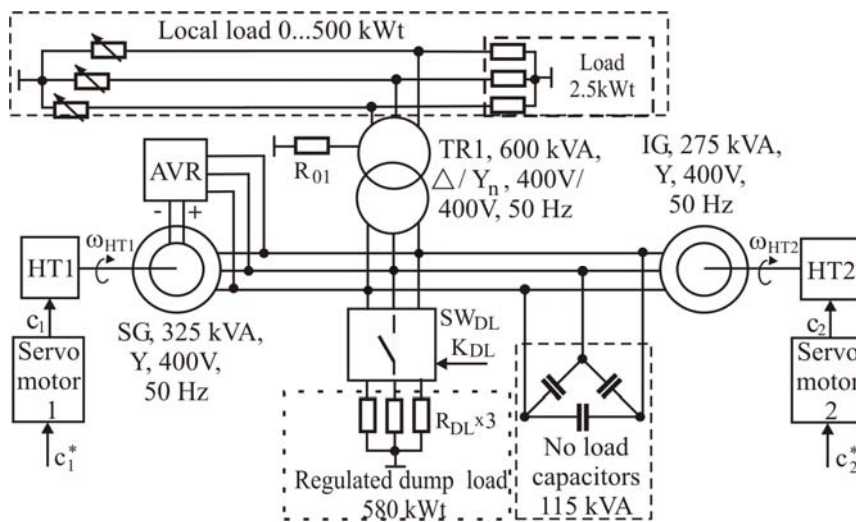


Fig. 1

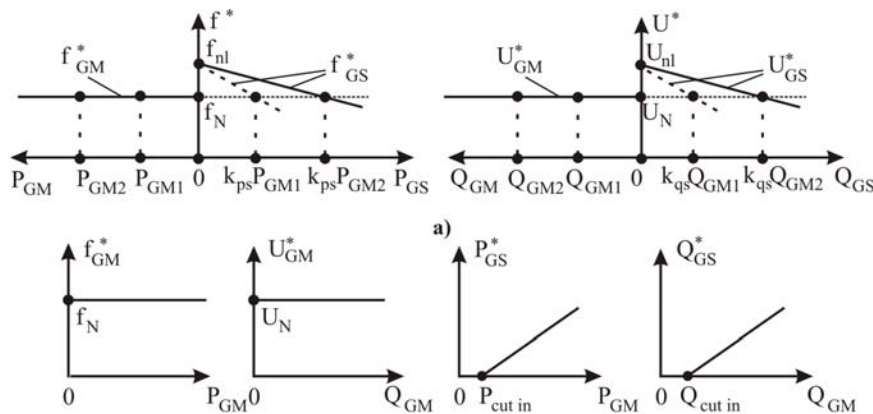


Fig. 2

The main feature of the proposed MMGM, that the functions of the voltage and frequency regulation are performed by a subsystem composed of a power unit with a MG, controlled loads with interface converters, such as RDLs, battery inverters, flywheel energy storage systems, etc. All the mentioned elements, except for the power unit with the MG, are not able to separately or in conjunction with each other provide a long-term sustainable power supply of consumers with the necessary voltage parameters. According to the classic MGM, the functions of frequency and voltage regulation in an IPS are performed only by the MU. In accordance with the MMGM, contrary to the MGM, continuous or discontinuous assistance in the frequency and voltage regulation to the MG by various elements of the subsystem is possible. Due to this, the quality of frequency and voltage regulation during transients in IPSs can be improved. It is also assumed by

the MMGM that the function of the SU's control system, similarly to the classic MGM, is just a load sharing between the generators.

In accordance with the MMGM the reference curve sets of frequency and voltage controllers were obtained for the system "SG – RDL – IG" (Fig. 3, a, b).

The Fig. 3, a curves are defined by:

$$f_{DL}^* = f_N, \quad U_{GM}^* = U_N, \quad P_{GM}^* = k_{PM}^*(P_{01} + P_{\Sigma L}), \quad P_{GS}^* = k_{PS}^*(P_{01} + P_{\Sigma L}), \quad P_{GM}^* + P_{GS}^* > P_{\Sigma L}, \quad (3)$$

where f_{DL}^* is the frequency reference of the RDL frequency controller; U_{GM}^* is a terminal voltage reference of the MG, $P_{01} = P_{0M} + P_{0S} = const$ is a frequency-responsive fast reserve of active power in the system; $P_{\Sigma L}$ is a total active load demand; k_{PM}^* , k_{PS}^* is a reference load sharing coefficients of the generators, $k_{PM}^* + k_{PS}^* = 1$. In the steady-state of diesel sets and hydraulic units the fuel consumption and water flow rates can approximately be considered proportional to the active power of the generators. Accordingly, the reference values of the fuel consumption or water flow rates can be obtained from (3) as:

$$q_M^* = k_{qPM} k_{PM}^*(P_{01} + P_{\Sigma L}), \quad q_S^* = k_{qPS} k_{PS}^*(P_{01} + P_{\Sigma L}), \quad (4)$$

where q_M^* , q_S^* are the master-unit and slave-unit fuel consumption or water flow rate reference; k_{qPM} , k_{qPS} are the flow rate to active power ratios of the master and slave units in steady state (fixed speed operation).

The equations of frequency and voltage controllers according to Fig. 3, b are given by:

$$P_{DL}^* = const \text{ if } f_l < f < f_h, f_{DL}^* = f_l \text{ if } f < f_l, f_{DL}^* = f_h \text{ if } f > f_h, U_{GM}^* = U_N, f_{GM}^* = f_N, P_{GS}^* = k_{S/M} P_{GM}^*, \quad (5)$$

where P_{DL}^* is the RDL power reference; f_l , f_h are the lower and upper permissible limits of the operating range of the electrical frequency in the system, $f_l < f_N < f_h$; $k_{S/M}$ is the reference value of active power of the SIG related to the active power of the MG. If the load sharing in proportion to the rated powers of the generators is necessary, then the $k_{S/M}$ value must be taken equal to the ratio of the rated powers of the SIG and MG.

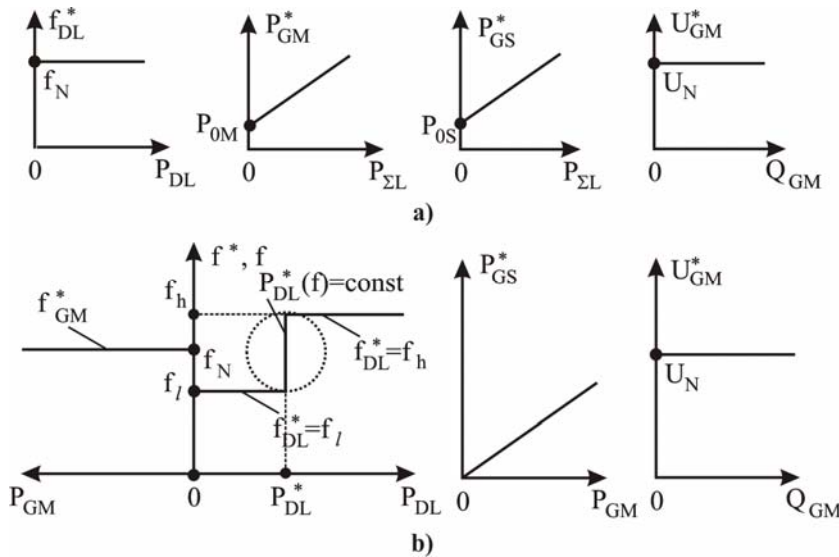


Fig. 3

Adding in (5) the flow rate to active power ratio coefficient of the SU k_{qPS} gives:

$$q_S^* = k_{qPS} k_{S/M} P_{GM}^*. \quad (6)$$

If the prime movers of the generators are of the same type and have similar mechanical power – flow rate (fuel consumption) characteristics, then the value of q_S^* can be defined as $q_S^* = k_{S/M} q_M^*$ or in p.u. units by:

$$q_{S(p.u.)}^* = k_{S/M(p.u.)} q_{M(p.u.)}^*, \quad (7)$$

where $k_{S/M(p.u.)}$ is the reference value of the p.u. active power of the SIG related to the p.u. active power of the MG; $q_{S(p.u.)}^*$, $q_{M(p.u.)}^*$

are the MU and SU p.u. fuel consumption or water flow rate.

As seen from (7), for arbitrary power ratings of generators in the system, the condition of active power sharing among the generators proportional to their power ratings is $k_{S/M(p.u.)} = 1$.

It can be seen from (5) that the RDL controller keeps the RDL power value equal to P_{DL}^* when the electrical frequency in the IPS is in the permissible range to maintain a frequency-responsive fast “spinning” reserve of active power in the IPS (RDL controller operates in power regulation mode). If the frequency leaves the limits $f_l \dots f_h$, then the RDL controller starts operation in the frequency regulation mode.

Testing of frequency and voltage regulators by simulation of the IPS. To test the proposed new approaches for frequency and voltage regulation, a simulation model of the IPS of Fig. 1 was developed.

In the simulation model of the IPS of Fig. 1, SG and IG dynamic models of the 6th and 4th order, respectively, were used [4, 22]. The equations of the HT with servo motor are given in [10]. The three-phase transformer was modeled by three single-phase transformers with no magnetic coupling between the phases. The simulation was carried out in Matlab/Simulink environment.

Frequency and voltage control algorithms were implemented based on the system of equations (5, 7). The SG voltage was regulated according to the standard IEEE algorithm [23]. The SG excitation system according to this algorithm maintains the SG terminal voltage value U_{GM} equal to nominal voltage U_N with no voltage droop in the steady state.

A proposed block diagram of speed control of the MU and SU of the Fig. 1 IPS configuration is shown Fig. 4, a. The input of this modified PID speed controller of the HT speed governor is the speed error of the MG. The outputs of this controller are the WG p.u. reference angles c_1^* and c_2^* of the hydroelectric units. The coefficient $k_{S/M(p.u.)}$ sets, as mentioned above, p.u. active power value of the IG related to the p.u. active power of the SG. A feature of the controller is that the integrator resets its output to the value of the c_1^* external signal (c_1^* is saved) when the signal on the RES input rises from zero to positive. The rising edge appears every time when crossing the limits $\omega_l - \Delta h_\omega \dots \omega_h + \Delta h_\omega$ of the HT1 turbine's permissible rotational speed is detected, where $\omega_h = 2\pi f_h / p$, $\omega_l = 2\pi f_l / p$, $\Delta h_\omega = 2\pi \Delta h_f / p$, p is the number of pole pairs, Δh_ω , rad/s is the width of the hysteresis band of the window comparator WC1, Δh_f is the width of the

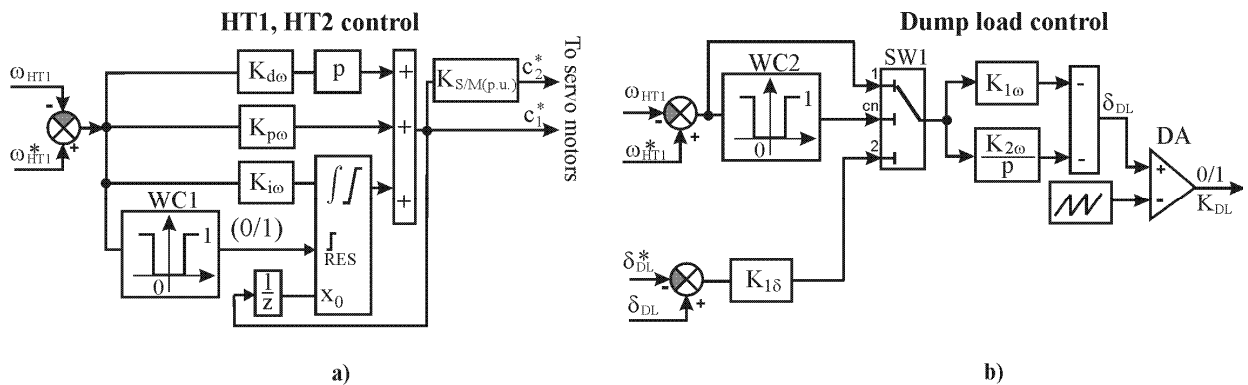


Fig. 4

hysteresis band, Hz. This approach affords to reduce the duration of electromechanical transients in the system.

The developed control algorithm of the frequency (power) controller of the RDL's control system is illustrated by Fig. 4, b. The controller operates with the rotational speed error signal of the MG if the frequency is outside the permissible limits. If the frequency is within the permissible limits the being used input variable for the controller is the duty cycle error $\delta_{DL} - \delta_{DL}^*$ of the control signal of the SW_{DL} three-phase power switch (Fig. 1). Selection of the first or second input variable is made using the switch SW1 and the window comparator WC2. If the rotational speed of the HT1 turbine leaves the limits $\omega_l - \Delta h_\omega \dots \omega_h + \Delta h_\omega$, then the signal "1" is set at the output of the WC2 comparator and input 1 of the SW1 switch is connected to its output. The output signal of the SW1 switch is then amplified by the PI controller and passes to one of the inputs of the comparator DA. The other input of the comparator is connected to a sawtooth signal generator. The output signal of the DA comparator is the control signal for the SW_{DL} three-phase power switch. As a result, when the rotational speed of the HT1 turbine is outside the $\omega_l - \Delta h_\omega \dots \omega_h + \Delta h_\omega$ band, the frequency control loop is activated and the duty cycle value δ_{DL} is adjusted so that to return the frequency value to the permissible operating band. As soon as the frequency value is within $\omega_l - \Delta h_\omega \dots \omega_h + \Delta h_\omega$, the signal level at the output of the WC2 comparator will change from "1" to "0" and input 2 of the switch SW1 will be connected to the output of this switch. As a result, the duty cycle

δ_{DL} control circuit will become active and the δ_{DL} signal will approach the δ_{DL}^* value in order to maintain the reference value of the frequency-responsive power reserve in the system.

Verification of the developed control algorithms was carried out by analyzing the electromechanical processes in the system after a 10 % stepwise increase in the resistive local load (Fig. 5). At the same time, the amount of frequency-responsive fast reserve of active power in the steady state was maintained equal to 16 % of the RDL's rated power.

As can be seen from Fig. 5, at first, the IPS supplied a 0.1173 p.u. load, and the power consumption of the RDL was 0.158 p.u. The rotational frequency values of the SG and IG were 1.001 and 1.005 p.u. respectively. The WG angle values in both units were equal to 0.248 p.u. The SG and IG supplied accordingly 0.249 p.u. and 0.26 p.u. of active power into the system. The reactive power value produced by the SG was 0.003 p.u., and the reactive power consumption value of the IG was 0.408 p.u. The difference between the reactive powers of the IG and SG was supplied by the compensating (no load) capacitors.

At the time $t = 15.93$ s, the local load increased stepwise by a 10 % of the nominal value up to 0.218 p.u. and the rotational speed of both generators started to decrease. As soon as the electrical frequency of the system (the p.u. electrical frequency value equals the p.u. rotational speed value of the SG) decreased to a value lower than $f_i - \Delta h_f = 0.99 - 0.004$ p.u., the frequency control loop of the RDL was activated and a quick decrease of power consumption of the RDL was observed. This, in turn, caused an increase in the

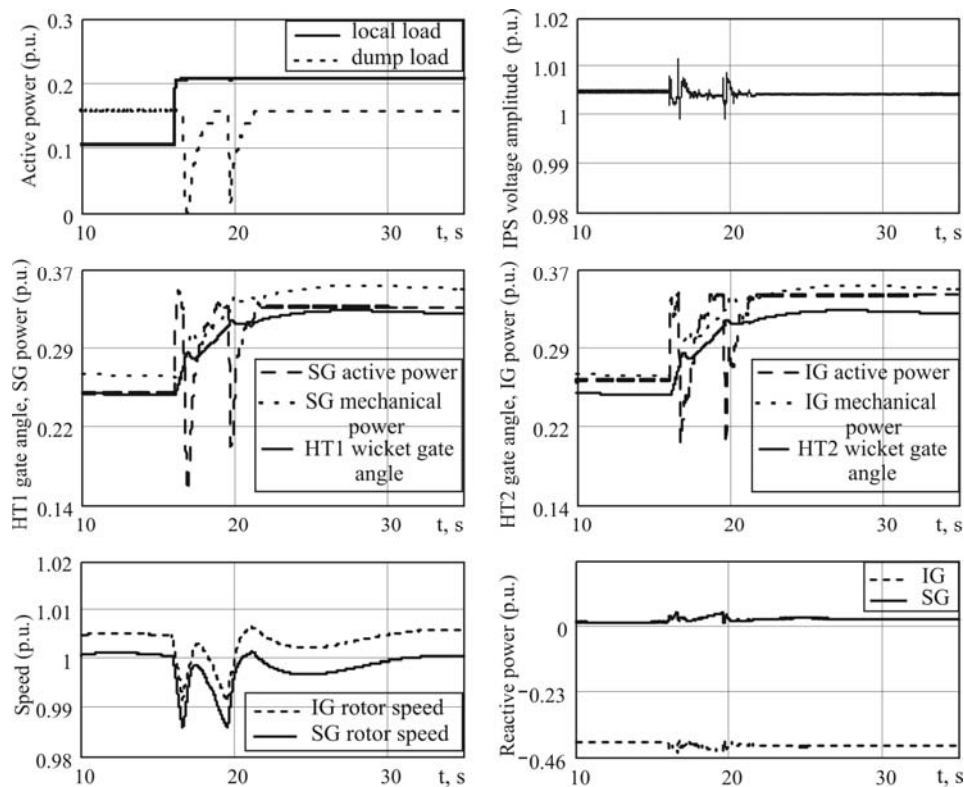


Fig. 5

rotational frequency of the SG. As soon as the electrical frequency exceeded the value f_i , the power control loop of the RDL was activated. The power control loop activation caused an increase in the duty cycle value of the control signal of the SW_{DL} power switch and an increase of power consumption of the RDL. Due to this at the time $t = 19.52$ c the electric frequency of the system decreased again to a value lower than $f_i - \Delta h_f = 0.99 - 0.004$ p.u., and, accordingly, the frequency control loop of the RDL controller was activated again. As can be seen from Fig. 5, when the bang-bang frequency control by the RDL control system was performed, the WG angles, mechanical and active powers of the hydraulic units was growing. As a result of two consecutive activations of the frequency control loop of the RDL control system, the IPS passed to a steady state. The maximum deviation of the electrical frequency from the nominal value did not exceed 1.55%. In the steady state, as seen from Fig. 5, the rotational speed of the SG and, accordingly, the electrical frequency of the system are in the permissible limits. The transients in the IPS died within 15 s. This value is several times lower than the die off times of the isolated hydraulic power systems with no RDL. The mean rms voltage value in the system in steady state was 1.005 p.u. The rms voltage deviations from the mean value did not exceed 0.6 %.

Simulation parameters and characteristics. *Synchronous generator.* Number of pole pairs – 2. Rated power / frequency / line voltage (connection) – 325 kVA / 50 Hz / 400 V (Y). d, q – axes synchronous

reactances, p.u. – 2.52, 2.16. d – axes transient reactance, p.u. – 0.17. d, q – axes subtransient reactances, p.u. – 0.12, 0.3. Leakage reactance, p.u. – 0.06. Inertia constant (total SG and HT1), s – 2. Stator winding resistance – 0.018 p.u. Short circuit time constants, s: d – axes transient – 0.08, d, q – axes subtransient – 0.019, 0.019. Friction coefficient, p.u. – 0.0167 p.u.

Induction generator. Number of pole pairs – 2. Rated power / voltage / frequency (connection) – 275 kVA / 400 V / 50 Hz (Y). Resistance of the stator/rotor winding, p.u. – 0.016/0.015. Stator/rotor leakage inductance – 0.06/0.06 p.u. Inertia constant (total IG and HT2) – 2 s. Friction coefficient – 0 p.u. The magnetization characteristic of the IG is given in the table

I_{ph} , [p.u.]	0.13	0.25	0.34	0.46	0.7	1.02	1.43	2.03	2.76	U_{LL} , [p.u.]	0.67	0.86	0.96	1.05	1.15	1.25	1.34	1.44	1.5
----------------------	------	------	------	------	-----	------	------	------	------	----------------------	------	------	------	------	------	------	------	------	-----

TR1 transformer. Rated power/frequency/connection – 600kVA/50Hz/(Δ -Y_n). Rated line voltage of the primary/secondary windings, V – 400 /400. Resistance of the primary / secondary windings, p.u. – 0.0008/0.0008. Leakage inductance of the primary/secondary windings, p.u. – 0/0. Magnetizing inductance, p.u. – 150. Magnetizing resistance, p.u. – 300.

Hydro turbines. Rated power, kW: HT1 – 325, HT2 –275 kW. Turbine gain: HT1, HT2 – 1.073. Damping coefficient: HT1, HT2 – 0. Water starting time, s: HT1, HT2 – 1 s. Servomotor gain: HT1, HT2 – 3.33. WG and servo motor time constant, s: HT1, HT2 – 0.07. No load flow: HT1, HT2 – 0. Head loss due to friction effects in the conduit: HT1, HT2 – 0. Gate opening speed limits, p.u./s: HT1, HT2 – ± 0.2 . Proportional/integral/differential gains of the PID governor – $k_{p\omega} = 1.56/k_{i\omega} = 0.48/k_{d\omega} = 0.62$. $k_{S/M(p.u.)} = 1$.

Dump load. Rated voltage/power/connection – 400V/580 kW/Y_n. Switching frequency, kHz – 5. Off /on-state resistance of the SW_{DL} power switch per phase – 0.001 Ohm / 100 kOhm. Gain coefficients of the frequency (power) controller of the RDL: proportional – $k_{I\omega} = 0.0012$, integral – $k_{2\omega} = 0.0493$, gain of the power control loop – $k_{I\delta} = 4$.

Local consumer load. Rated power/power factor – 500 kW/1.

Base quantities of power, voltage and frequency for Fig. 5 data. 275 kVA=1 p.u. of the IG's power. 325 kVA=1 p.u. of the SG's power. 500 kW=1 p.u. of the consumer load. 580 kW=1 p.u. of the RDL's power. 400 V=1 p.u. of voltage. 1500 rpm=1 p.u. of rotational speed.

Compensating capacitors. Rated power/rated voltage/connection: 115kVA/400V/Y_n.

Conclusions. The proposed MMGM is intended for voltage and frequency regulation with no droop in IPSs with parallel operated var compensators, regulated loads, energy storage devices, intermittent power sources and AC electric generators driven by prime movers with regulated mechanical torque (hydro turbines, etc.). This method involves the joint regulation of the frequency and/or voltage by two or more elements of the system, one of which is the master generator control system, and the others are controllers of the interface power converters of the RDLs, energy storage devices, var compensators and intermittent generation sources. One of the two presented systems of equations for frequency and voltage controllers based on the statements of the proposed method was used in the developed simulation model of a 500 kW hydraulic IPS with parallel operated SG, IG and RDL of alternating current. The results of simulation studies have shown that the developed block diagrams of the HT speed control and the RDL frequency (power) control provide simultaneously reference electric frequency tracking and maintenance of the required amount of frequency-responsive fast reserve of active power in the system.

Роботу виконано за держбюджетною темою "Розвиток теоретичних засад створення та розроблення засобів підвищення енергоефективності та надійності комбінованих систем електроживлення з різними типами генераторів при роботі в автономному режимі і на мережу» («Енергосист-3», державний реєстраційний номер 0121U100509), КПКВК 6541030.

1. Sebastián R., Nevado A. Study and Simulation of a Wind Hydro Isolated Microgrid. *Energies*. 2020. No 13. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.3390/en13225937>.

2. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Kotsiuruba A.V., Shykhnenko M.O. A Wind-Hydro Power System Using a Back-to-Back PWM Converter and Parallel Operated Induction Generators. *IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*. Kremenchuk, Ukraine, September 21-25, 2020. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240777>.

3. Hatata A.Y., El-Saadawi M.M., Saad S. A feasibility study of small hydro power for selected locations in Egypt. *Energy Strategy Reviews*. 2019. Vol. 24. Pp. 300-313. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.esr.2019.04.013>.

4. Kundur P., Neal J. Balu, Mark G. Lauby Power System Stability and Control. New York: McGraw-Hill, 1994. 1176 p.
5. Grebenikov V.V., Gamaliia R.V. Comparative Analysis of Two Types of Generators with Permanent Magnets for Wind Turbine. IEEE International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. Kremenchuk, Ukraine, September 23-25, 2019. Pp. 126-129. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2019.8896375> .
6. Mazurenko L.I., Vasylyv K.M., Dzhura O.V., Kotsiuruba A.V. Simulation model and control algorithm for isolated hydro-wind power system. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2020. No 1. Pp. 17-26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.017> (Ukr).
7. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Artemenko M.Y., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y. Compensation of Current Harmonics by means of Multiple Generation System with Doubly-Fed Induction Generators. IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*. Kyiv, Ukraine, May 12-14, 2020. Pp. 26-29. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160238>.
8. Wang G., Zhai Q., Yang J. Voltage control of cage induction generator in micro hydro based on variable excitation. International Conference on *Electrical Machines and Systems*. Beijing, China, 20-23 August 2011. Pp. 1-3. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2011.6073988>.
9. Babunski D., Tuneski A. Modelling and design of hydraulic turbine-governor system. IFAC Workshop on *Automatic Systems for Building the Infrastructure in Developing Countries*. 2003. Vol. 36. No 7. Pp. 263-267. DOI: [https://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)35842-1](https://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)35842-1) .
10. Mazurenko L.I., Kotsiuruba A.V., Dzhura O.V., Shykhnenko M.O. Voltage and Power Regulation of an Induction Generator-Based Hydroelectric Power Plant. IEEE International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. Kremenchuk, Ukraine, 21-24 September 2021. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES52427.2021.9598549>.
11. Janardhan Reddy V., Singh S.P. Voltage and frequency control of parallel operated synchronous and induction generators in micro hydro scheme. *2014 International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)*. Chennai, India, 16-17 April 2014. Pp. 124-129. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCPEIC.2014.6915352>.
12. Vanço W.E., Silva F.B., Gonçalves F.A.S., Silva E.O., Bissochi C.A., Neto L.M. Experimental analysis of a self-excited induction generators operating in parallel with synchronous generators applied to isolated load generation. *IEEE Latin America Transactions*. 2016. Vol. 14. No 4. Pp. 1730-1736. DOI: <https://doi.org/10.1109/TLA.2016.7483508>.
13. Torque Angle versus Load or Power Angle. URL: <https://electengmaterials.com/torque-angle-versus-load-or-power-angle/> (accessed at 30.04.2022).
14. Mobarak Youssef. SVC, STATCOM, and transmission line rating enhancements on induction generator driven by wind turbine. *International Journal of Electrical Engineering and Technology (IJEET)*. 2012. Vol. 3. Issue 1. Pp. 326-343.
15. Abdessemad O., Nemmour A.L., Louze L., Khezzer A. An Experiment Validation of an Efficient Vector Control Strategy for an Isolated Induction Generator as Wind Power Conversion. International Conference on *Advanced Electrical Engineering (ICAEE)*. Algiers, Algiera, 19-21 November 2019. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICAEE47123.2019.9014784>.
16. Shurub Y., Vasilenkov V. Elimination of self-oscillation mode in a thyristor-controlled induction electric drive. IEEE 2nd KhPI Week on *Advanced Technology (KhPI Week)*. Kharkiv, Ukraine, 13-17 September 2021. Pp. 585-588. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570081>.
17. Butkevych O.F., Chyzenko O.I., Popovych O.M., Trach I.V. An influence of the facts upon an electrical network's mode during direct start-up of an asynchronous machine in the complex load's composition. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 62-68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.062>.
18. Rain A., Saritac M.E. Estimation and Prediction Optimization of Hydropower System Planning with FuzzyNeural Networks based on Genetic Algorithm. *Computational Research Progress in Applied Science & Engineering (CRPASE): Transactions of Electrical, Electronic and Computer Engineering*. 2021. No 7. Pp. 1-9. DOI: <https://doi.org/10.52547/crpase.7.2.2351>.
19. Levshov A.V. Basics of automation of energy systems: learning aid. DonNTU, 2005. URL: <https://studfile.net/preview/5685918/> (accessed at 07.06.2022) (Rus).
20. Verma Kunal Subhash, Ashish Aboti. Review on Industrial Generators Load Sharing System Along Withgrid Momentary Synchronization and Setup a Backup Unit for Auxiliary Power for Generators. *International Journal For Technological Research In Engineering*. 2018. Vol. 5. Iss. 8. Pp. 3448–3456. URL: <https://ijtre.com/wp-content/uploads/2021/10/2018050816.pdf> (Accessed at 03.08.2022).
21. Andoni Urtasun, Pablo Sanchis, Luis Marroyo. State-of-Charge-Based Droop Control for Stand-Alone AC Supply Systems with Distributed Energy Storage. *Energy Conversion and Management*. 2015. Vol. 106. Pp. 709-720. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2015.10.010>.
22. Krause Paul C., Wasynczuk O., Scott D. Sudhoff. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. Wiley-IEEE Press, 2002. 632 p. DOI: <https://doi.org/10.1109/9780470544167>.

УДК 621.313.332

РОЗВИТОК МЕТОДУ ВЕДУЧОГО ГЕНЕРАТОРА ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ ЧАСТОТИ І НАПРУГИ В АВТОНОМНИХ СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ З ПАРАЛЕЛЬНО ПРАЦЮЮЧИМИ ГЕНЕРАТОРАМИ ЗМІННОГО СТРУМУ

Л.І. Мазуренко¹, докт.техн.наук, О.В. Джура¹, канд.техн.наук, М.О. Шихненко¹, канд.техн.наук, А.В. Коцюрuba²

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

E-mail: mlins@ied.org.ua.

² Національний університет оборони ім. Івана Черняховського, Повітрофлотський просп., 28, Київ, 03049, Україна.

Методи статичних характеристик, уявностатичних характеристик та ведучого генератора розроблялися для регулювання напруги і частоти в автономних системах електроживлення, побудованих на основі синхронних генераторів. В сучасних системах електроживлення крім синхронних генераторів застосовують також асинхронні генератори, регульовані баластні навантаження, накопичувачі енергії з AC/DC та AC/DC/AC напівпровідниковими перетворювачами, тощо. Дослідження нових конфігурацій автономних систем електроживлення тісно пов'язано з подальшими розробками методів регулювання розподілу навантаження та частоти і напруги. В статті розглянуті прості в реалізації відомі методи регулювання систем з паралельно працюючими синхронними генераторами та розвинуто метод ведучого генератора для автономних систем з паралельно працюючими синхронними і асинхронними генераторами, статичними компенсаторами реактивної потужності, регульованими баластними навантаженнями та накопичувачами енергії з інтерфейсними напівпровідниковими перетворювачами. Розглянуто автономну систему «Гідроагрегат з синхронним генератором – баластне навантаження – гідроагрегат з асинхронним генератором – батарея компенсуючих конденсаторів – трансформатор – навантаження змінного струму» та запропоновано на основі положень розвинутого методу два підходи до регулювання електричної частоти і напруги в зазначеній системі. Розроблений алгоритм роботи регулятора частоти системи керування баластним навантаженням узгоджується з алгоритмом роботи регулятора частоти ведучого гідроагрегату. Функції стабілізації електричної частоти системи на номінальному рівні та розподілу активного навантаження в системі покладено на ПД-регулятор частоти обертання ведучого гідроагрегату. Проведено верифікацію запропонованих алгоритмів керування частотою автономних систем електроживлення. Бібл. 23, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: автономна система електроживлення, метод, ведучий генератор, ведений генератор, баластне навантаження.

Надійшла 08.08.2022
Остаточний варіант 05.12.2022

ROBUST CONTROL OF LOW-COST DIRECT DRIVES BASED ON INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS

S.M. Peresada^{*}, D.I. Rodkin^{**}, Y.O. Nikonenko^{***}, S.M. Kovbasa^{****}, V.V. Polischuk
National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,
Peremohy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: sergei.peresada@gmail.com.

Torque ripple compensation problem is considered for electrical drives, based on low-cost direct drive interior permanent magnet synchronous motors. Robustness properties of the speed and position control systems have been studied using time scale separation properties of the current, speed and position control loops. It is shown that system closed-loop dynamics according to new controller design has cascaded properties with speed and position control loops connected in series and therefore has potential of high frequency torque ripple compensation by increasing controllers gains. Experimental results are presented for two motors with similar rated data but significantly different level of the torque ripple. It is shown that despite of significant difference in parasitic torque amplitude, the similar position control performance can be achieved. It makes proposed control algorithms suitable for both high dynamic performance and low-cost direct drive applications with medium performance requirements. References 13, figures 7.

Keywords: interior permanent magnet synchronous motors, robust speed control, position control, torque ripple.

Introduction. Interior permanent magnet synchronous motors (IPMSMs) are widely used in high performance applications due to superior efficiency, power and torque density. One of the biggest disadvantages of the PMSMs is presence of parasitic torque pulsations which lead to control performance degradation, especially at low speeds. The problem of torque ripple compensation is not a new one. It was intensively studied in 1990s and early 2000s. Today this problem is becoming even more relevant due to increasing popularity of small electric vehicles and emergence of numerous low-cost direct IPMSM drives. Term low-cost in this case refers to IPMSMs with simplified rotor and stator structures, and that are built from cheap lower quality materials.

Major sources of the resulting torque ripple are caused by deviations from a sinusoidal flux density distribution around the airgap, by deficiencies of feasible winding geometries, and by the variable magnetic reluctance of the airgap due to the stator slots [1]. One of the approaches to reduce pulsating torque is to modify motor design [2, 3]. Several methods aiming to reduce the cogging torque in PMSMs, such as rotor skewing, modification of permanent magnets pole arc width, notches in the stator teeth and shifting of the permanent magnets are compared in [2]. Influence of rotor skewing on torque ripple depending on magnets design is examined in [3].

Another approach is to compensate or suppress the torque ripple using special control algorithms [1], [4–8]. Deadbeat current controller with compensation of flux and cogging harmonics is proposed in [1], [4]. In [5] reduction of torque ripple caused by flux harmonics is achieved by usage of high bandwidth current loop repetitive controller in parallel with linear proportional-integral controller (PI controller). The iterative learning control module and torque estimation module are designed and used in parallel with PI current and speed controllers to minimize torque pulsations in [6]. Adaptive control algorithm is presented in [7]. Adaptive law for estimation of the amplitudes of high order flux harmonics is designed using the second Lyapunov method. Similar approach is presented in [8]. In the paper, it is assumed that frequencies of torque oscillations are known. In [9] modified iterative learning control scheme implemented in frequency domain is proposed. Genetic algorithms that find optimal current pair to reduce torque ripple are presented in [10].

Application of the adaptive control technique requires development of the torque ripple model, whose characteristic pattern of produced harmonic torque may be different even when compared to identical machines from the same producer and the same production batch. As a result, self-commissioning is required for each individual machine, which is impractical for low-cost applications.

The one possible option in this case would be to use a basic control algorithm which is sufficiently robust to uncompensated perturbations that cause torque pulsations. In [11, 12] authors proposed a new cas-

© Peresada S.M., Rodkin D.I., Nikonenko Y.O., Kovbasa S.M., Polischuk V.V., 2023
ORCID ID: ^{*} <https://orcid.org/0000-0001-8948-722X>; ^{**} <https://orcid.org/0000-0002-9235-2999>;
^{***} <https://orcid.org/0000-0003-2379-5566>; ^{****} <https://orcid.org/0000-0002-2954-455X>

caded structure for speed and position control systems, which is robust to parametric and dynamic uncertainties such as friction and time-varying load torque.

The aim of this work is to verify and prove by simulation and experimentally that speed and position feedback linearizing control algorithms for IPMSMs [11, 12] are robust to uncompensated perturbations including torque oscillations and can be used in low-cost drives.

Model of IPMSM. The model of the IPMSM in rotor reference frame (d-q) is the following

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= J^{-1} \left[1.5p_n \left((L_d - L_q) i_d i_q + \psi_m i_q \right) - v\omega - T_L - T_p \right], \\ \dot{i}_d &= L_d^{-1} (-R i_d + L_q p_n \omega i_q + u_d), \\ \dot{i}_q &= L_q^{-1} (-R i_q - L_d p_n \omega i_d - \psi_m p_n \omega i_d + u_q),\end{aligned}\quad (1)$$

where θ is rotor angular position; ω is the rotor speed; u_d , u_q and i_d , i_q are stator voltages and currents respectively; ψ_m is the permanent magnets flux; T_L is the load torque; R is the stator windings active resistance; L_d , L_q are (d-q) stator inductances; v is the viscous friction coefficient; J is the total inertia; p_n is number of pole pairs; T_p is the rapidly varying parasitic torque.

Feedback linearizing position tracking control algorithm. The algorithm has been designed based on concepts, given in [11], for $i_d^* = 0$. Block-diagram of the position tracking control algorithm is shown in Fig. 1. Controller guarantees asymptotic position tracking if position reference θ^* is smooth and bounded function with bounded first $\dot{\theta}^*$, second $\ddot{\theta}^*$ and third $\dddot{\theta}^*$ time derivatives.

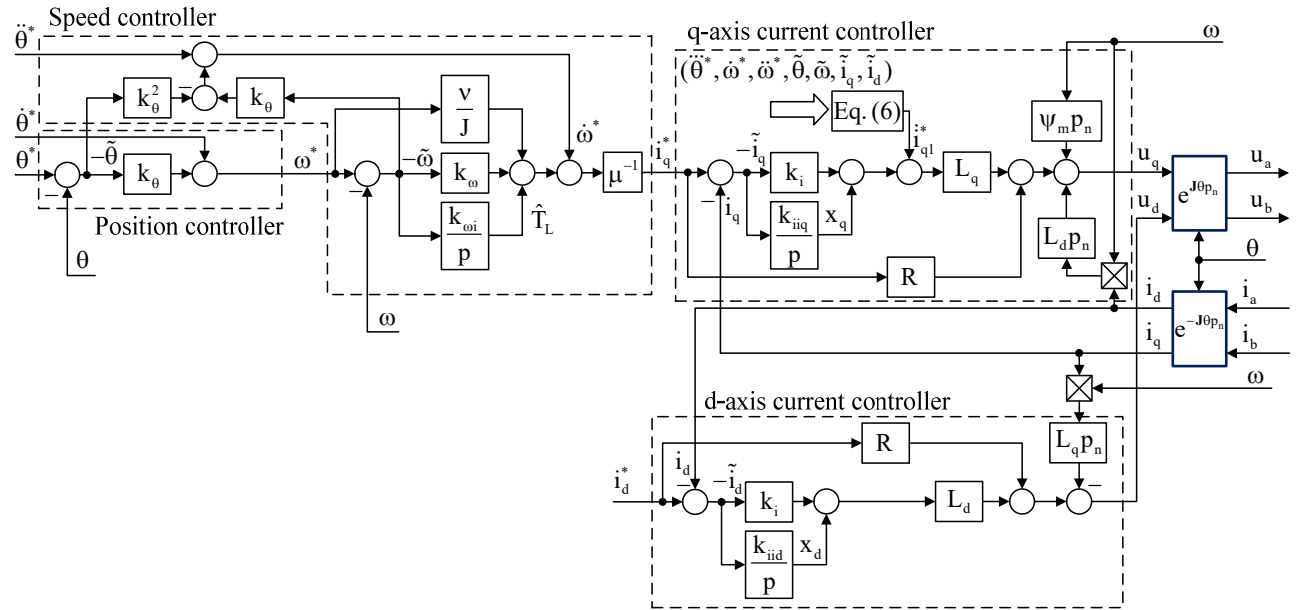


Fig. 1

Position controller has the following form:

$$\omega^* = -k_\theta \tilde{\theta} + \dot{\theta}^*, \quad (2)$$

where $k_\theta > 0$ is position controller proportional gain; $\tilde{\theta} = \theta - \theta^*$ is the position tracking error; ω^* is the speed reference.

Speed controller equations are given by

$$\begin{aligned}i_q^* &= \frac{1}{\mu} \left(\frac{v}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* + \hat{T}_L - k_\omega \tilde{\omega} \right), \\ \dot{\hat{T}}_L &= -k_{\omega i} \tilde{\omega},\end{aligned}\quad (3)$$

where $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ is the speed tracking error; i_q^* is a quadrature current reference; $\mu = 3p_n \psi_m / 2J$; $(k_\omega, k_{\omega i}) > 0$ is the speed controller proportional and integral gains; \hat{T}_L is the estimate of the slowly varying

load torque component T_L / J ; $\tilde{T}_L = (T_L / J) - \hat{T}_L$ is the estimation error of T_L / J ; the first time derivative of the speed reference (2) is computed as

$$\dot{\omega}^* = -k_\theta (-k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) + \dot{\theta}^*. \quad (4)$$

Current controllers are defined as

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + L_d p_n \omega i_d + \psi_m p_n \omega i_d + L_q (-k_i \tilde{i}_q + x_q + i_{q1}^*), & u_d &= R i_d^* - L_q p_n \omega i_q + L_d (-k_i \tilde{i}_d + x_d), \\ \dot{x}_q &= -k_{iiq} \tilde{i}_q, & \dot{x}_d &= -k_{iidd} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (5)$$

where $k_i > 0$ is the current controllers proportional gain; $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ is the quadrature current tracking error; $k_{iidd}, k_{iiq} > 0$ is the current controllers integral gains along d and q axes respectively; known component of the time derivative of quadrature current reference is the following:

$$i_{q1}^* = \frac{1}{\mu} \left(\frac{v}{J} \dot{\omega}^* + \dot{\omega}^* + \dot{\hat{T}}_L \right) - \frac{k_\omega}{\mu} \left(- \left(\frac{v}{J} + k_\omega \right) \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3}{2J} p_n \left((L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q \right) \right), \quad (6)$$

where $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, the second derivative of the speed reference (2) is given by

$$\ddot{\omega}^* = -k_\theta \left(-k_\theta (-k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}) - \left(\frac{v}{J} + k_\omega \right) \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3}{2J} p_n \left((L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q \right) \right) + \ddot{\theta}^*. \quad (7)$$

The equations of the resulting closed-loop error dynamics of the position control system are:

$$\dot{\tilde{\theta}} = -k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}, \quad (8)$$

$$\dot{\tilde{\omega}} = -k_{\omega l} \tilde{\omega} - \tilde{T}_L - \frac{T_p}{J} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3}{2J} p_n \left((L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + i_q^*) \right), \quad (9)$$

$$\dot{\tilde{T}}_L = k_{\omega l} \tilde{\omega},$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{iq} \tilde{i}_q + x_q - \frac{k_\omega + k_\theta}{\mu} \left(\tilde{T}_L + \frac{T_p}{J} \right), \quad (10)$$

$$\dot{x}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_q,$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d + x_d, \\ \dot{x}_d &= -k_{iidd} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (11)$$

where $k_{\omega l} = k_\omega + v / J$, $k_{iq} = k_i + R / L_q$, $k_{id} = k_i + R / L_d$.

Error dynamics analysis. The direct current error dynamics (11) is asymptotically stable $\forall (k_{il}, k_{ii}) > 0$ and decoupled from (8) – (10), i.e. $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, x_d) = \mathbf{0}$. Therefore the system dynamics (8) – (10) can be considered with $\tilde{i}_d = 0$.

System (8) – (10) is stable with suitable tuning of controllers gains. According to theory of cascaded systems, the quadrature current dynamics (10) has to be at least two times faster than the speed loop dynamics (9). At the same time the speed dynamics has to be faster than the position dynamics.

Another approach of current control loop tuning is high-gain tuning. In this case the following analysis can be applied.

Quadrature current dynamics (10) analysis is provided considering transformation $\eta = \varepsilon^{-1} \tilde{i}_q$, where $\varepsilon = k_{iq}^{-1}$. Dynamics (10) in new coordinates becomes

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= -k_{iq} \eta - \frac{\tilde{x}_q}{\varepsilon}, \\ \dot{\tilde{x}}_q &= \lambda k_{iq} \eta + \frac{k_\omega + k_\theta}{\mu} \left(\dot{\tilde{T}}_L + \frac{\dot{T}_p}{J} \right), \end{aligned} \quad (12)$$

where $\tilde{x}_q = \mu^{-1} (k_\omega + k_\theta) (\tilde{T}_L + T_p / J) - x_q$, $\lambda = 0.25$ if damping factor $\xi = 1$, $\lambda = 0.5$ if $\xi = \sqrt{2} / 2$.

System (12) can be rewritten as

$$\begin{aligned} \varepsilon \dot{\eta} &= -\eta - \tilde{x}_q, \\ \varepsilon \dot{\tilde{x}}_q &= \lambda \eta + \varepsilon \frac{k_\omega + k_\theta}{\mu} \left(\dot{\tilde{T}}_L + \frac{\dot{T}_p}{J} \right). \end{aligned} \quad (13)$$

For small enough $\varepsilon < 1$, closed-loop system (8) – (11) will be a singularly perturbed one. Therefore, if k_{i_q} is high enough, the reduced-order solution condition $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_q = 0$ can be achieved with $\varepsilon = 0$. Worth mentioning that the increase of k_ω and k_θ gains lead to increased influence of parasitic component T_p / J and torque estimation error \tilde{T}_L on quadrature current dynamics.

Considering that with suitable tuning, condition $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_q, \tilde{i}_d) = \mathbf{0}$ is fulfilled, the speed and position dynamics (9), (10) can be simplified to

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\theta}} &= -k_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega 1} \tilde{\omega} - \tilde{T}_L - \frac{T_p}{J}, \\ \dot{\tilde{T}}_L &= k_{\omega 1} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (14)$$

Analysis of (14) shows that the speed dynamics, given by the last two equations of (14), and the position dynamics are connected in series. It means that speed error $\tilde{\omega}$ caused by the presence of uncompensated parasitic torque appears in position dynamics as an external disturbance. Therefore, its influence on position error can be decreased by increase of the position gain k_θ .

Speed tracking algorithm.

Speed tracking algorithm equations are presented in (3), (5) and (6) with speed reference ω^* and its derivatives $\dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*$ given as external functions of time.

Resulting closed-loop dynamics in this case is presented in (9) – (11) with $k_\theta = 0$ and therefore the same error dynamics analysis can be applied.

Simulation and experimental results. The experiments are carried out using the rapid prototyping station, whose functional diagram is shown in Fig. 2. Station includes: tested PMSMs;

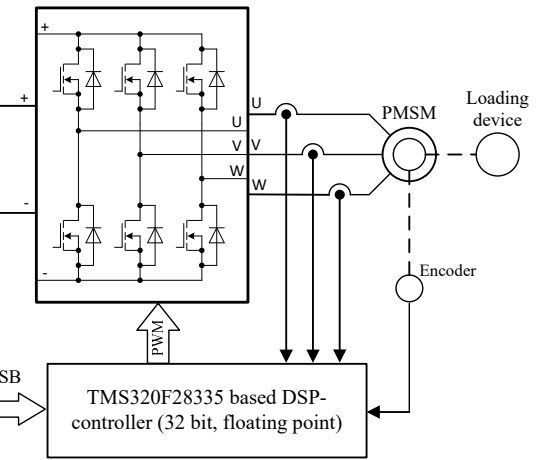


Fig. 2

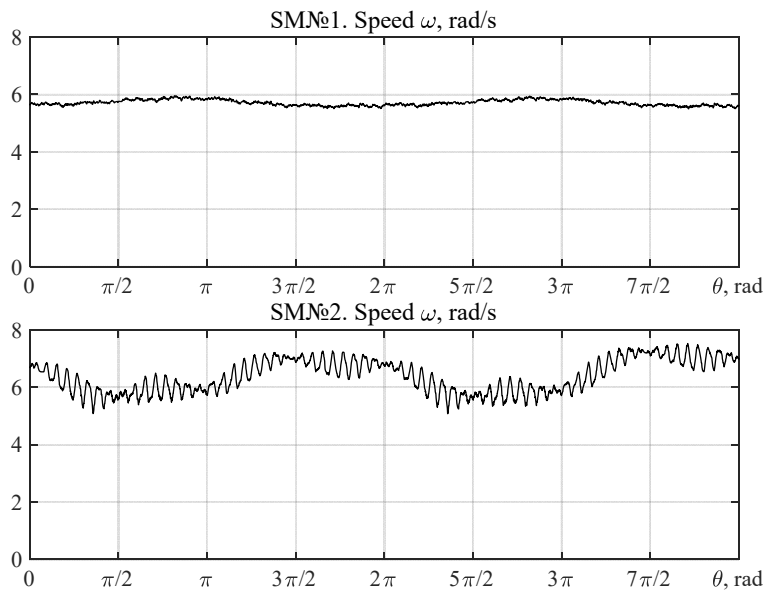


Fig. 3

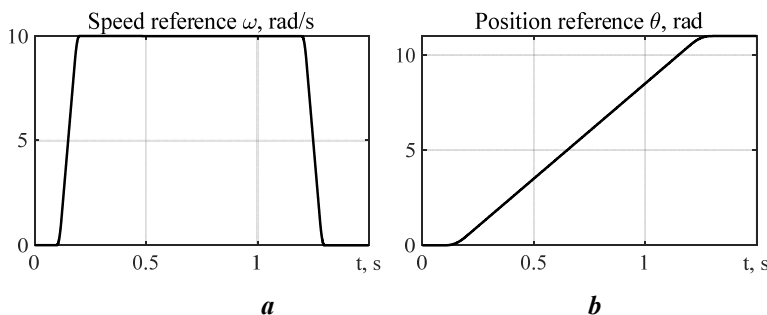


Fig. 4

three-phase MOSFET-based SVPWM-controlled inverter operated at 15 kHz switching frequency; DSP TMS320F28335 based controller, which performs data acquisition, implements control algorithms with programmable tracing of selected variables; personal computer for processing, programming, interactive oscilloscope, data acquisition, etc. The motor speed is meas-

ured by a 4096 pulse/revolution optical encoder. The sampling time is set at 150 μ s.

Robust position tracking controller has been tested by simulation and experimentally using two different motors SM1 and SM2, having different levels and content of torque ripple, as it follows from the speed waveforms of the rotor free rotation, shown on Fig. 3. Motor rated data are listed in the Appendix A. The results of electrical parameters identification for both motors are presented in the Appendix B.

Speed trajectory tracking. The operation sequence, shown in Fig. 4, *a* has been applied. Motor starts the acceleration stage at $t = 0.1$ s from the zero speed to 10 rad/s and decelerates at $t = 1.2$ s. Acceleration and deceleration time is 0.1 s. Maximum values of the first and the second speed reference derivatives are $\dot{\omega}^* = 125$ rad/s², $\ddot{\omega}^* = 6250$ rad/s³ respectively. Controller gains are tuned at: $k_{\omega} = 200$, $k_{\omega i} = k_{\omega}^2 / 2$, $k_{i1} = 1000$, $k_{i1d} = (k_{i1} + R/L_d)^2 / 4$, $k_{i1q} = (k_{i1} + R/L_q)^2 / 4$. Transients of speed trajectory tracking are presented in Fig. 5.

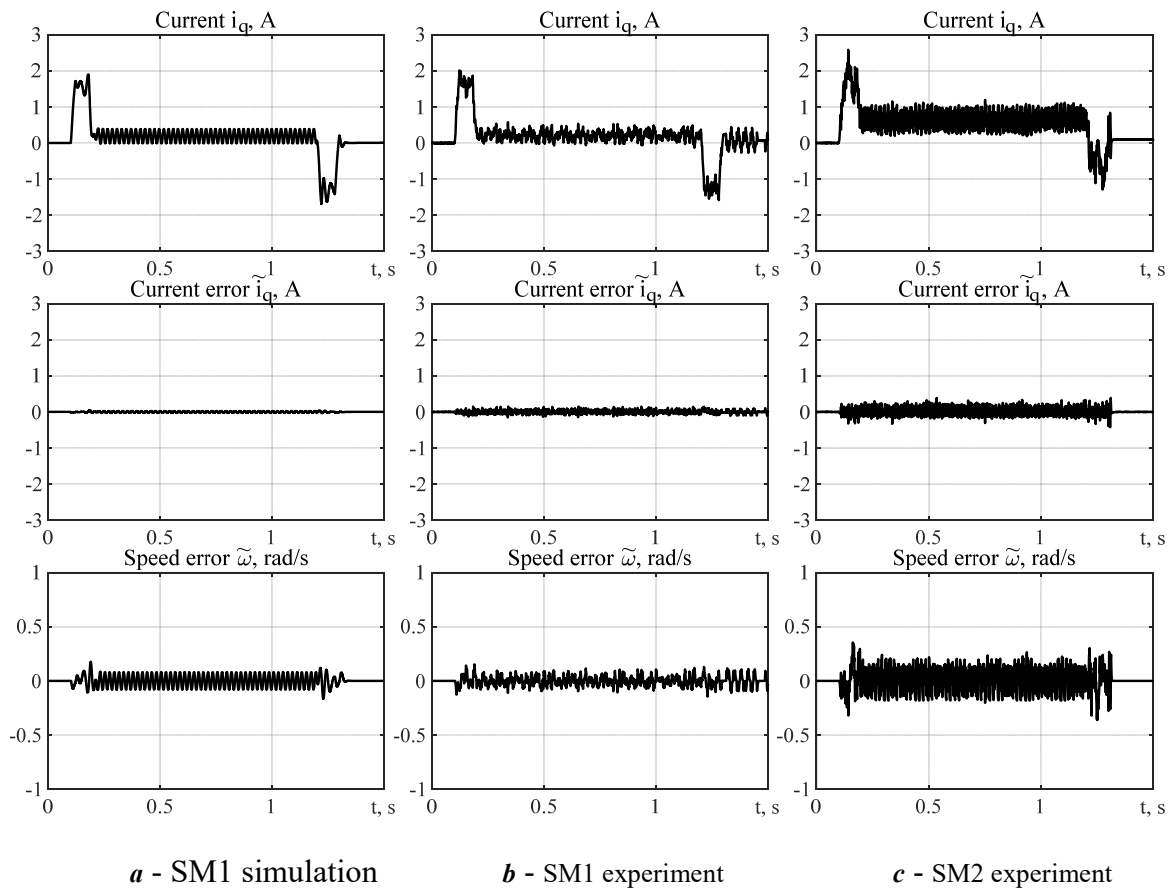


Fig. 5

Simulation transients for SM1 are reported in Fig. 5, *a* with parasitic torque $T_p = 0.1 \sin(2p_n \theta)$ Nm. Quadrature current error is negligibly small ($\tilde{i}_q \approx 0$) that proves the results of error dynamics analysis.

The same test was performed experimentally for both motors. Speed transients are shown in Fig. 5, *b*, Fig. 5, *c* for SM1 and SM2, respectively. From speed transients on Fig. 3 and Fig. 5 we conclude: a) torque ripple in SM2 is almost one order higher compared to SM1; b) action of the speed controller suppresses the speed oscillations, caused by torque ripple in SM2, by at least two times.

Position tracking. The operation sequence includes position reference trajectory tracking as shown in Fig. 4, *b* with maximum values of the derivatives $\dot{\theta}^* = 10$ rad/s, $\ddot{\theta}^* = 125$ rad/s² and $\ddot{\theta}^* = 6250$ rad/s³.

Transients of position trajectory tracking are shown in Fig. 6, *a* and Fig. 6, *b* for motors SM1 and SM2, respectively. Position and speed controller gains are tuned at $k_{\theta} = 125$, $k_{\omega} = 150$, $k_{\omega i} = k_{\omega}^2 / 2$; current controllers gains remains the same as in the previous test.

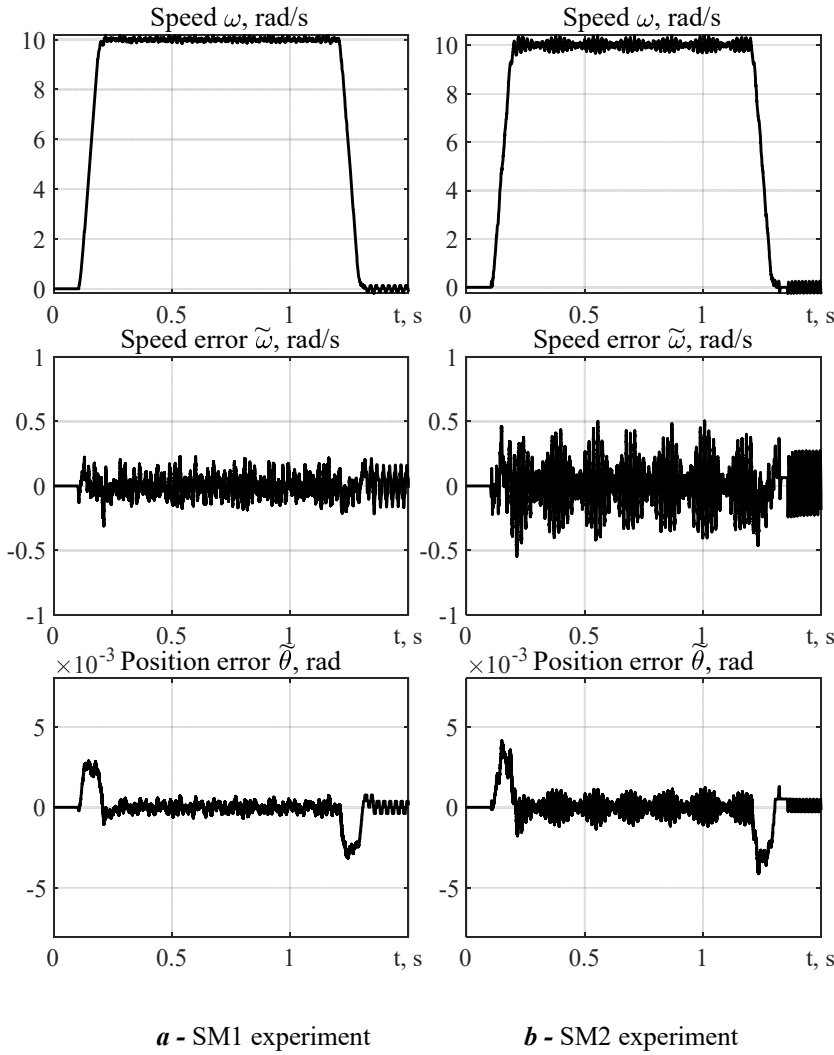


Fig. 6

Precision of the position trajectory tracking is the same for both motors. Position tracking error in steady-state (when $\dot{\theta}^* = \text{const}$) is $\pm 0.8 \times 10^{-3}$ rad for SM1, and $\pm 1.2 \times 10^{-3}$ rad for SM2. During acceleration and deceleration dynamic position tracking error is equal $\pm (3-4) \times 10^{-3}$ rad for both motors.

Conclusions. Performance and robustness of the speed and position feedback linearizing control algorithms for low-cost IPMSM-based direct drives are investigated under condition of high motor torque ripple. Control systems were tested using two motors with different level and content of torque pulsations. Theoretical analysis shows that torque pulsations can be compensated by position and speed feedback controllers, if time scale separation between current and speed control loops is ensured. Position control loop has to be fast enough to compensate for the external disturbances from speed regulation loop. Experimental results prove the results of theoretical findings, since both motors show similar position control performance. Proposed control algorithms can be used for high dynamic

applications, as well as in low-cost electric drives with medium performance requirements.

Appendix A. Rated parameters of SM1 ZLLG80ASM250: power $P_N = 0.35$ kW, current $I_N = 8$ A, torque $T_N = 8$ Nm, speed $\omega_N = 21$ rad/s, DC-link voltage 24-48 V, pole pairs $p_n = 15$, stator resistance $R = 0.35$ Ohm, d-q inductances $L_d = 0.7$ mH, $L_q = 0.9$ mH, permanent magnets flux $\psi_m = 0.028$ Wb, total inertia $J = 0.0073$ kgm², viscous friction coefficient $\nu = 0.012$ Nm(rad/s)⁻¹.

Rated parameters of SM2: power $P_N = 0.3$ kW, current $I_N = 10$ A, torque $T_N = 8$ Nm, speed $\omega_N = 10$ rad/s, DC-link voltage 12 V, pole pairs $p_n = 16$, stator resistance $R = 0.22$ Ohm, d-q inductances $L_d = 0.3$ mH, $L_q = 0.6$ mH, permanent magnets flux $\psi_m = 0.02$ Wb, total inertia $J = 0.005$ kgm², viscous friction coefficient $\nu = 0.012$ Nm(rad/s)⁻¹.

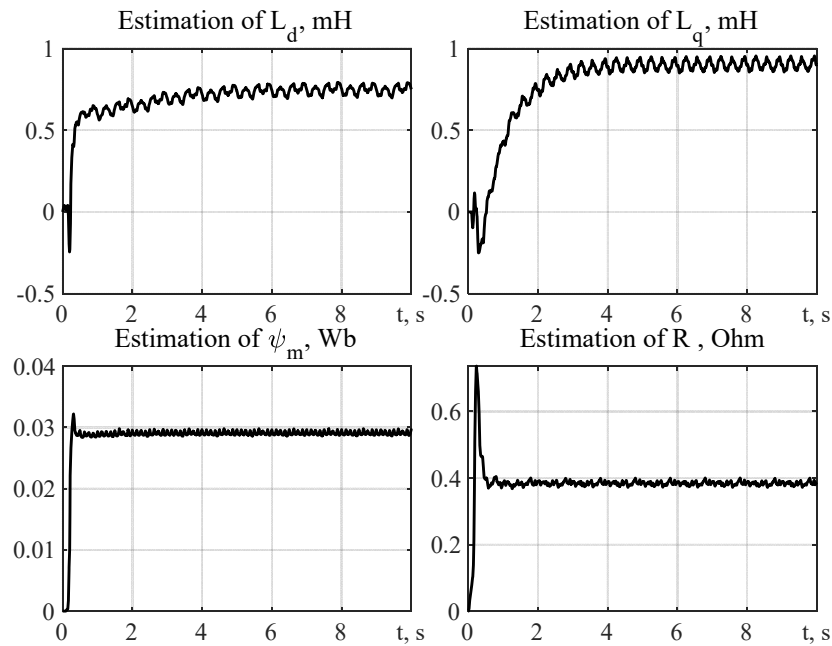
Appendix B. Algorithm for electrical parameters estimation is presented in [13]. Algorithm guarantees asymptotic identification of resistance R , d-q inductances L_d , L_q and permanent magnet flux ψ_m .

The following current references and tuning gains were used in the test.

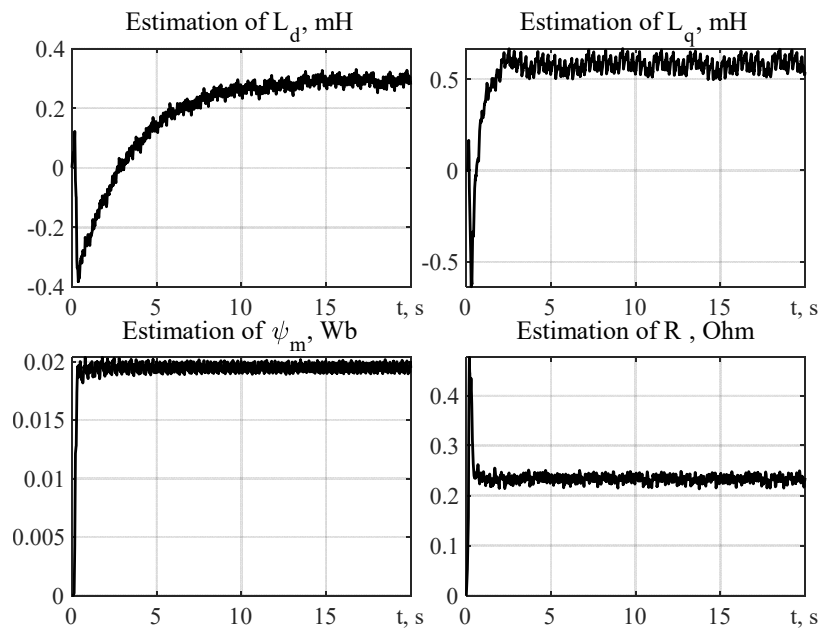
SM1: d-q axes current references are $i_d^* = 1 \sin(2\pi 5t)$ A, $i_q^* = 2 \sin(2\pi 4t)$ A. Tuning gains are $\lambda_1 = 10$, $\lambda_2 = \lambda_3 = 0.0005$, $\lambda_4 = 0.01$, $k_{id} = k_{iq} = 2$. SM2: d-q axes current references are $i_d^* = 1 \sin(2\pi 3t)$ A, $i_q^* = 1.8 \sin(2\pi 5t)$ A. Tuning gains are $\lambda_1 = 10$, $\lambda_2 = \lambda_3 = 0.0005$, $\lambda_4 = 0.01$, $k_{id} = k_{iq} = 1$. Initial conditions are zero for all parameters.

Estimation process of the parameters for SM1 and SM2 are shown in Fig. 7. After transients, the estimates of the unknown parameters converge to certain steady-state values. As a result, estimated values of the electrical parameters for SM1 are following: stator resistance $R = 0.38$ Ohm, d-q inductances

$L_d = 0.7$ mH, $L_q = 0.9$ mH, permanent magnets flux $\psi_m = 0.028$ Wb; and for SM2: stator resistance $R = 0.22$ Ohm, d-q inductances $L_d = 0.3$ mH, $L_q = 0.6$ mH, permanent magnets flux $\psi_m = 0.02$ Wb.



a - SM1 parameters estimation



b - SM2 parameters estimation

Fig. 7

1. Holtz J., Springob L. Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. April 1996. Vol. 43. No 2. Pp. 309-320. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.491355>.
2. Bianchi N., Bolognani S. Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Sept.-Oct 2002. Vol. 38. No 5. Pp. 1259-1265. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2002.802989>.
3. Islam R., Husain I., Fardoun A., McLaughlin K. Permanent-magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Jan.-Feb. 2009. Vol. 45. No 1. Pp. 152-160. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2008.2009653>.

4. Springob L., Holtz J. High-bandwidth current control for torque-ripple compensation in PM synchronous machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Oct. 1998. Vol. 45. No 5. Pp. 713-721. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.720327>.
5. Mattavelli P., Tubiana L., Zigliotto M. Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Nov. 2005. Vol. 20. No 6. Pp. 1423-1431. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.857559>.
6. Jian-Xin X., Panda S.K., Ya-Jun P., Tong H.L., Lam B.H. A modular control scheme for PMSM speed control with pulsating torque minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. June 2004. Vol. 51. No 3. Pp. 526-536. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2004.825365>.
7. Petrovic V., Ortega R., Stankovic A.M., Tadmor G. Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Sept. 2000. Vol. 15. No 5. Pp. 871-880. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.867676>.
8. Grcar B., Cafuta P., Stumberger G., Stankovic A.M. Control-based reduction of pulsating torque for PMAC machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. June 2002. Vol. 17. No 2. Pp. 169-175. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2002.1009464>.
9. Weizhe Q., Panda S.K., Jian-Xin X. Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 19. No 2. Pp. 272-279. March 2004, DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2003.820537>.
10. Zhou Z., Xia C., Yan Y., Wang Z., Shi T. Torque ripple minimization of predictive torque control for pmsm with extended control set. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. September 2017. Vol. 64. No 9. Pp. 6930-6939. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2686320>.
11. Peresada S., Nikonenko Y., Reshetnyk V. Rodkin D. Adaptive position control and self-commissioning of the interior permanent magnet synchronous motors. IEEE International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. Kremenichuk, Ukraine, 23-23 September 2019. Pp. 498-501. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2019.8896410>.
12. Peresada S., Rodkin D., Reshetnyk V. Theoretical and experimental comparison of the standard and feedback linearizing speed controllers for synchronous motors. *IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*. Kremenichuk, Ukraine, 21-25 September 2020. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240821>.
13. Peresada S., Nikonenko Y., Reshetnyk V. Identification of the interior permanent magnet synchronous motor electrical parameters for self-commissioning. IEEE 40th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine, 22-24 April 2020. Pp. 826-831. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088867>.

КЕРУВАННЯ ПОЛОЖЕННЯМ НЕДОРОГИХ БЕЗРЕДУКТОРНИХ ПРИВОДІВ НА БАЗІ ЯВНОПОЛЮСНИХ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

С.М. Пересادا, докт. техн. наук, **Д.І. Родькін**, **Є.О. Ніконенко**, **С.М. Ковбаса**, докт. техн. наук, **В.В. Поліщук**
 НТУУ «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
 пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,
 e-mail: sergei.peresada@gmail.com.

Розглянуто проблему компенсації паразитного моменту для електроприводів на основі недорогих безредукторних явнополюсних синхронних двигунів з постійними магнітами. Властивості робастності систем векторного керування швидкістю і положенням досліджено з використанням принципу розділення у часі контурів регулювання струму, швидкості і положення. Доведено, що динамічна поведінка замкненої системи завдяки новому синтезу алгоритму керування має каскадні властивості з послідовно зв'язаними контурами регулювання швидкості і положення. Таким чином забезпечується можливість компенсації високочастотних паразитних моментів завдяки підвищенню коефіцієнтів налаштування регуляторів. Результати експериментального дослідження на основі двох двигунів з подібними номінальними параметрами, проте з суттєво різним рівнем паразитного моменту свідчать, що незалежно від амплітуди паразитного моменту забезпечується подібна ефективність відпрацювання положення. Запропоновані алгоритми керування можуть бути використаними як для високодинамічних застосувань, так і для недорогих безредукторних електроприводів із середніми вимогами до якості регулювання швидкості і положення. Бібл. 13, рис. 7.

Ключові слова: явнополюсні синхронні двигуни з постійними магнітами, робастне керування швидкістю, керування положенням, паразитний момент.

Надійшла 15.12.2022
 Остаточний варіант 02.02.2023

ВПЛИВ ЧИСЛА ФАЗ ОБМОТКИ ОБЕРТАННЯ НА СТРУКТУРУ ТА ВЛАСТИВОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МАШИНИ З ТРИСТУПЕНЕВИМ РОТОРОМ

І.С. Петухов^{*}, докт. техн. наук, В.Г. Кіреєв^{**}, канд. техн. наук, К.П. Акинін^{***}, докт. техн. наук, В.А. Лавриненко
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: igor_petu@ukr.net.

Розглянуто структуру електричної машини з ротором, що має три ступені свободи обертання (ЕМТР) і складається з зовнішнього та внутрішнього магнітопроводів, між якими в повітряному проміжку сферичної конфігурації розташовано т-фазну обмотку обертання та обмотку управління. Збудження магнітного поля в ЕМТР здійснюється за допомогою постійних магнітів, розташованих на зовнішньому магнітопроводі. Окреслено сферу застосування ЕМТР в системах стабілізації, спостереження та стеження, де ротор відіграє функцію гіростабілізуючого елемента. З огляду на структуру розглянутої ЕМТР обґрунтовано відсутність в конструкції впливу вихрових струмів і придатність математичної моделі статичного магнітного поля. Виконано розрахунок обертового моменту ЕМТР з дво- та трифазними обертовими обмотками за умов різного кута нахилу ротора відносно осі статора. Показано перевищення моменту обертання трифазної обмотки на 20% у порівнянні з двофазною. Відмічено значний вплив обмотки управління на обертовий момент трифазної обмотки і приблизно однаковий вплив дво- та трифазної обмотки обертання на прецесійний момент за умов значної величини кута нахилу ротора. Бібл. 7, рис. 8, табл. 1.

Ключові слова: триступенева електрична машина, гіростабілізований ротор, прецесія, трифазна обмотка, двофазна обмотка.

Вступ. Електричні машини з триступеневим ротором (ЕМТР) складають окремий клас електро-механічних перетворювачів енергії, в яких ротор, що обертається з високою швидкістю, може змінювати напрям осі обертання відносно двох кутових координат [1, 2]. Таким чином, ЕМТР здатні змінювати положення виконавчого органу, жорстко пов'язаного з ротором, за двома кутовими координатами, причому стабілізація цього положення забезпечується явищем гіростабілізації. Поява та розробка таких машин пов'язана з потребою підвищення експлуатаційних показників пристроїв та систем, в яких необхідно реалізувати вищезгадану функцію орієнтації, оскільки можливості традиційних кінематичних схем із застосуванням приводів по кожній з кутових координат практично вичерпані [1].

Здебільшого ЕМТР використовується в режимі двигуна і застосовується в системах стабілізації, спостереження та стеження, де ротор, як вже відмічено, відіграє функцію гіростабілізуючого елемента. За принципом функціонування такі машини, вочевидь, мають властивості гіроскопу, оскільки їм притаманна здатність реагувати на зміну кутової орієнтації об'єкту, на якому вони встановлені, відносно інерційної системи відліку. Але на відміну від класичного гіроскопу, де для примусової зміни орієнтації осі ротора використовуються спеціальні приводи по кожній з двох осей, в ЕМТР зміна орієнтації осі ротора виконується за рахунок дії магнітного поля обмотки управління, змінний струм якої створює відповідний коригуючий момент. Ця властивість ЕМТР зумовлює притаманні їй такі важливі експлуатаційні якості як швидкодія, малі масогабаритні показники, низьке енергоспоживання у порівнянні з багатомашинними кінематичними системами. Далі буде розглянуто саме ЕМТР з управлінням напрямком осі обертання ротора, який виконує, в свою чергу, функцію інерційного стабілізатора.

Збудження магнітного поля ЕМТР здійснюється розташованою на роторі системою постійних магнітів. З появою високоерцитивних постійних магнітів на основі інтерметалічних сполук самарію та неодиму така система збудження стала фактично безальтернативною, за винятком тих випадків, коли поле збудження треба регулювати. Простота конструкції ротора дещо урівноважується складністю конструкції статора, де потрібно розмістити обмотки, що забезпечують обертання ротора, та об-

© Петухов І.С., Кіреєв В.Г., Акинін К.П., Лавриненко В.А., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0003-1416-1174>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9407-1074>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-7830-2311>

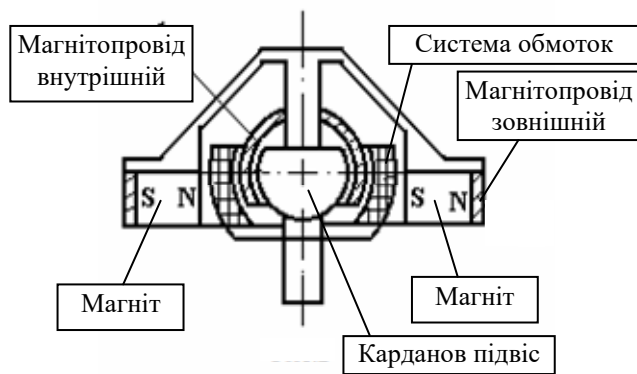


Рис. 1

електромеханічної структури ЕМТР класичного типу наведено на рис. 1, де систему збудження магнітного поля постійними магнітами розташовано на зовнішньому магнітопроводі. У цій структурі зовнішній та внутрішній магнітопроводи жорстко з'єднані між собою, при цьому вони охоплюють систему обмоток, внаслідок чого в процесі обертання ротору виключаються втрати на перемагнічування та вихрові струми в магнітопроводах, а також зменшуються потоки розсіювання [1]. В той же час система обмоток, розташованих у обмеженому просторі повітряного проміжку, є складним об'єктом як конструктивно, так і технологічно, оскільки її структура та точність виконання впливає на всі показники ЕМТР.

Для реалізації можливості трьох ступенів свободи обертання ротора використовуються різноманітні електромагнітні структури. У роботі [5] досліджено ЕМТР, яка працює за принципом індукторної машини. Вона містить два поєднаних статори для обертального та хитального руху відповідно з системою з восьми обмоток для кожного з п'яти можливих фіксованих кутів нахилу ротора. Можна відмітити низку досліджень так званих двигунів сферичного типу, де для збудження магнітного поля використовується постійний магніт, а регулювання за трьома координатами реалізується за принципом крокового двигуна, що містить у своїй структурі обмоток 12 або 24 секції. Ці технічні рішення описано відповідно в роботах [6, 7]. Кожен зі згаданих принципів – принцип індукторної машини та принцип крокового двигуна – для своєї реалізації потребують досить складної конструкції магнітної системи і не можуть бути використаними для забезпечення швидкообертового руху ротора та безступінчастої зміни кута нахилу його осі обертання через наявність магнітного тяжіння між статором та ротором. В представленій структурі ЕМТР (рис. 1) на статорі двигуна відсутні будь-які феромагнітні матеріали, що обумовлює можливість плавного регулювання кута нахилу ротора і відсутність шкідливих моментів, які б призводили до його некерованої прецесії.

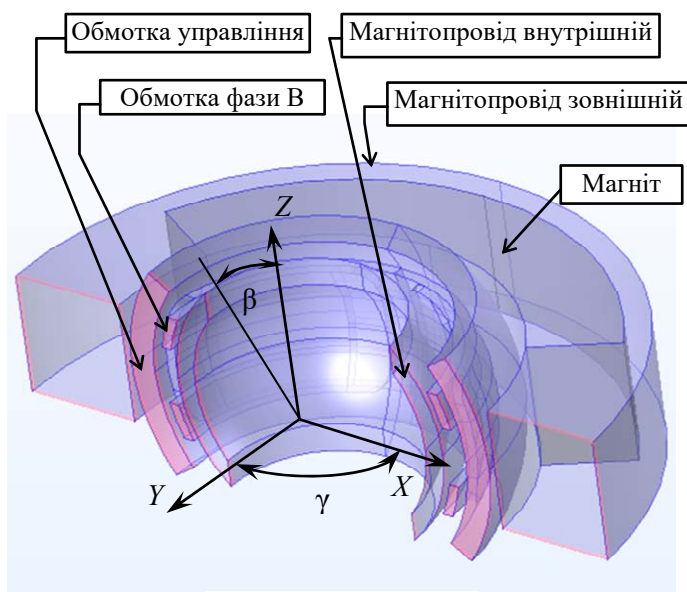


Рис. 2

мотку управління для коригування напрямку осі обертання. Електричні двигуни, що реалізують тривимірний рух ротора чи керовану просторову орієнтацію осі пристрою за двома кутовими координатами, мають значне поширення та досліджуються протягом тривалого часу. Зустрічаються серед них такі, що мають класичну структуру, обертаний рух ротору яких реалізується за принципом синхронної машини [2–4]. Управління просторовою орієнтацією в таких пристроях відбувається завдяки реалізації процесу прецесії, тобто в них активно використовується гіроскопічний ефект. Тому обмотку управління часто в літературі називають обмоткою прецесії. Варіант

Аналіз особливостей ЕМТР, а також наявність нових магнітних матеріалів і електронних комплектуючих для систем керування спонукають до подальшого удосконалення цього класу електричних машин, а підвищений попит на сучасні системи пошуку та стеження підтверджують актуальність зазначеної тематики.

Традиційно в ЕМТР для забезпечення розгону та стабілізації обертів ротору використовується двофазна обмотка [1, 2, 4]. Але з класичної теорії електричних машин відомо, що трифазна схема живлення має деякі переваги перед двофазною і тому **метою даної роботи** є визначення можливості використання трифазної обмотки в обраній структурі ЕМТР та проведення порівняльного аналізу характеристик двигуна у разі застосування двох схем обмоток різної фазності.

Розрахункові структури та математична модель. На рис. 2 наведено поперечний переріз магнітної системи обраної структури в системі координат (X, Y, Z) , пов'язаній зі статором, де кут β , так званий кут нутації, є кутом відхилення осі ротора від осі Z . Щоб виключити вплив другорядних особливостей конструкції на результати моделювання, магнітну систему зведено до ідеалізованої симетричної геометрії і з неї виключено елементи карданова підвісу (рис. 1). В розглянутий переріз потрапляють секції фази B . Секції фази A , що має просторовий зсув на 90° уздовж кутової координати γ , мають скорочений крок і тому в наведений переріз не потрапляють. Вони займають шар між фазою B та обмоткою управління. Зображення двофазної обмотки наведено на рис. 3, де секції двох фаз позначено різними кольорами.

Особливості практичної реалізації двофазної обмотки визначають її принципові недоліки. Основним недоліком є те, що неможливо уникнути прилягання секцій, які розташовані в сусідніх шарах та мають приналежність до різних фаз. Цей недолік призводить до зниження надійності обмотки та ускладнень з її виготовлення. Позбутися його можна виконавши обмотку з фазною зоною не більшою ніж 90° , але в цьому випадку амплітуда першої гармоніки МРС складає лише 63 % від першої гармоніки обмотки обраної структури.

Секції обох обмоток в розглянутій моделі виконані з дещо скороченим кроком (рис. 3), що незначно знижує МРС, але це зниження не є критичним і становить приблизно 2 % від амплітуди першої гармоніки (за заданої ширини секції обмотки). До того ж слід додати, що проміжки між секціями відіграють позитивну роль, оскільки зменшують лобові частини, які сформовано горизонтальними ділянками обмотки на рис. 3, що, звичайно, зменшує індуктивність розсіювання та опір неактивних ділянок обмотки.

Геометричні дані обмоток і магнітної системи наведено у таблиці. Лінійні розміри подані віднесені до величини полюсного поділу.

Параметр	Розмір відносно полюсного поділу
Повний повітряний проміжок між магнітопроводами 4,5 мм	0,104
Товщина шару обмоток 3,5 мм	0,081
Висота ярма внутрішнього Магнітопроводу 1,5 мм	0,035
Висота ярма зовнішнього магнітопроводу 2 мм	0,045
Висота магніту 7 мм	0,162
Кутовий розмір магніту (площина X, Y)	120°
Кутовий розмір обмотки управління (площина X, Z)	70°
Кутовий крок секції обмотки обертання (площина X, Y)	154°
Кутлова ширина активної частини секції обмотки обертання	13°
Співвідношення товщини шарів обмоток управління і обертання	8/3
Коефіцієнт заповнення обмоток міддю	0,34
Матеріал постійного магніту	КС37А
Повітряний проміжок між рухомими і нерухомими частинами 0,5 мм	0,0116

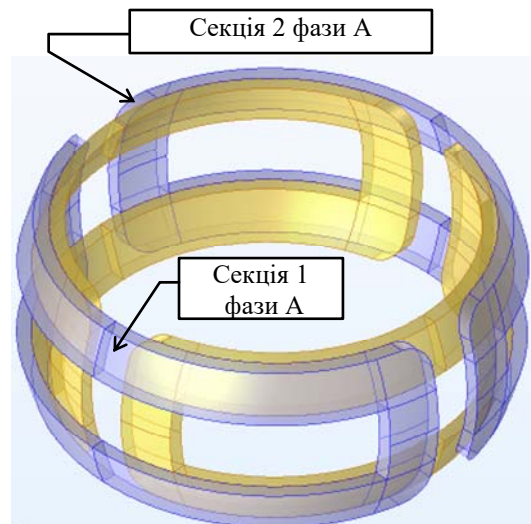


Рис. 3

Трифазну обмотку розташувати у два шари, як це мало місце з двофазною, технологічно набагато складніше. Тому трифазну обмотку вимушено можна виконати дещо «виродженою» і розташованою в один шар, що наведено на рис. 4.

Зважаючи на кутову ширину активної частини секції обмотки (табл.), яку для порівняльного аналізу залишимо такою ж, кутовий крок секції (середній кутовий розмір) складатиме $120^\circ - 13^\circ = 107^\circ$. Секції вважалися укладеними без проміжків між активними частинами (рис. 4).

Для порівняння обраних структур обмоток будемо розглядати усталений синхронний режим обертання ротора за умов живлення обмоток синусоїдальним струмом. Відмітимо, що змінне магнітне поле, яке створюється змінними струмами обмоток, та магнітне поле збудження ротора, що обертається, не викликають появи вихрових струмів в магнітопроводах, оскільки магнітопроводи «обертаються разом з полем». Також припустимо, що обмотки намотуються досить тонким проводом, що

застосовується в більшості випадків, і тому вихровими струмами в дротах можна знехтувати. В результаті попереднього аналізу структур обмоток з урахуванням висунутих припущень визначимо показники та критерії, за якими можна виконати порівняння обраних варіантів:

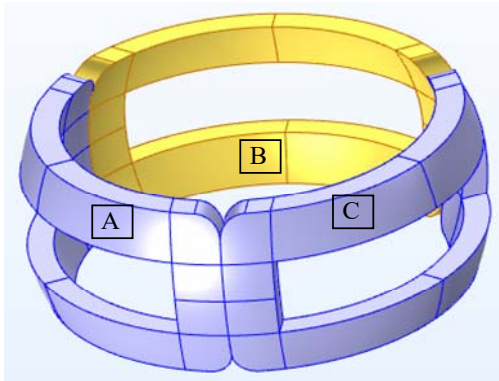


Рис. 4

- а) величина створюваного обертового моменту;
- б) величина впливу обмотки управління на обертовий момент;
- в) величина впливу обмоток обертання на момент, створюваний обмоткою управління;
- г) надійність та технологічність.

Зроблені припущення, обраний режим та критерії порівняння дають змогу використати для дослідження математичну модель магнітостатичного поля, в якій розраховується тривимірне поле векторного магнітного потенціалу \mathbf{A} на основі рівнянь

$$\nabla \frac{1}{\mu(\mathbf{B})} \nabla \mathbf{A} = \mathbf{J}, \quad (1)$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}, \quad (2)$$

де μ – магнітна проникність середовища; \mathbf{B} – вектор магнітної індукції; \mathbf{J} – вектор густини струму, що протікає в обмотках. Як було обґрунтовано раніше, вихровими струмами в електропровідних областях можна знехтувати. Нелінійними в магнітному відношенні вважалися магнітопроводи, а також матеріал магніту, властивості яких задавалися характеристиками намагнічування та розмагнічування відповідно.

Математичне моделювання виконувалося в середовищі пакету «COMSOL Multiphysics» в інтерфейсі «Magnetic fields». Розрахункова область обмежувалася сферою з чотирикратним по відношенню до зовнішнього радіуса ротора радіусом R_{inf} . Для більш точного моделювання розповсюдження магнітного поля на нескінченність перед зовнішньою границею було виділено шар завтовшки $0,1 R_{inf}$, розподілений на три шари з нескінченими елементами, які передбачені в інтерфейсі «Magnetic Fields». На комп'ютері з частотою процесора 4 ГГц розрахунок одного варіанту за умов помірної густоти сітки скінчених елементів складав близько півтори хвилини.

Для обчислення вектору електромагнітної сили \mathbf{f} , що діє на ротор, використовувалася формула Лоренца

$$\mathbf{f}_L = \mathbf{J} \times \mathbf{B}. \quad (3)$$

Оскільки моделювався усталений режим роботи ЕМТР, фазові зсуви синусоїдальних струмів в обмотках задавалися так, щоб забезпечувалася максимальний обертовий момент. Таким чином, якщо в початковий момент часу вісь поля збудження ротора співпадає з віссю фази A , то система струмів фаз i_A, i_B повинна мати таку залежність від кута обертання γ

$$\begin{cases} i_A(\gamma) = I_m \sin \gamma \\ i_B(\gamma) = -I_m \cos \gamma \end{cases}, \quad (4)$$

де I_m – амплітуда струму, що визначається за припустимою відповідно до теплового режиму густиною струму, площиною поперечного перерізу обмотки та коефіцієнтом заповнення об'єму обмоток міддю (табл.).

Обертовий момент M_z (момент відносно осі Z , рис. 2) обчислювався інтегруванням складових сили Лоренца за об'ємом кожної з обмоток за формулою

$$M_z = \int_{V_{wa}} (-f_x \cdot Y + f_y \cdot X) dV + \int_{V_{wb}} (-f_x \cdot Y + f_y \cdot X) dV, \quad (5)$$

де V_{wa}, V_{wb} – об'єми, що займають обмотки фаз A та B відповідно (для випадку двофазної обмотки); f_x, f_y – складові сили Лоренца, до яких є доступ безпосередньо з інтерфейсу «Magnetic Fields». За аналогічною формулою обчислювався обертовий момент для трифазної обмотки, тепер вже шляхом інтегруванням за їхніми об'ємам (рис. 4).

Результати моделювання. На рис. 5 наведено графіки залежності відносного значення моменту обертання M_z від кута обертання γ в діапазоні кута нутації $\beta \sim 0 \dots 30^\circ$: а) для випадку двофазної обмотки та б) -трифазної обмотки за умов відсутності струму в обмотці управління. За базове значення було прийнято середнє за період обертання значення обертового моменту $M_{z2,avg0}$ (рис. 5) для

двофазної обмотки за умов нульового кута нутації. Тут і надалі розрахунок кутових залежностей проводився з кроком $\pi/16$ по куту обертання, а графіки будувалися без процедури згладжування.

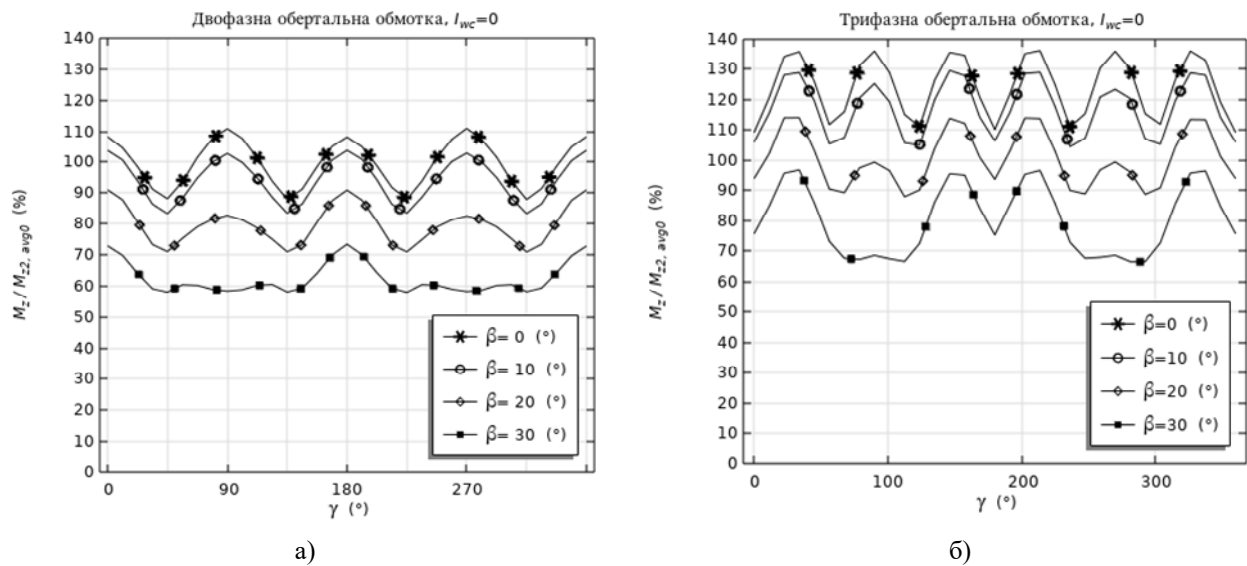


Рис. 5

Ппульсуючий характер моменту в обох випадках викликаний, безперечно, зосередженим виконанням обмоток і особливостями структури магнітної системи. Середня величина моменту для всього діапазону кута нутації β у випадку трифазної обмотки більша на $\sim 20\%$ ніж для двофазної обмотки, що говорить про ефективність першої. Амплітуда пульсацій в обох випадках приблизно однакова. В умовах керованої прецесії в обмотці управління формують синусоїдальний струм I_{wc} тоді, коли необхідно змінити нахил осі обертання ротора.

За умов нульового кута нахилу ротора β внаслідок симетрії магнітної систем поточкозчеплення між обмотками обертання і магнітами ротора має максимальну величину, а похідна від цього значення по куту β дорівнює нулю. Відповідно, складова моменту, що призводить до відхилення вісі обертання ротору, буде відсутня. Під час нахилу ротора під впливом моменту, створюваного обмоткою управління, втрачається вищезгадана симетрія і з'являється горизонтальна складова (в площині (X, Y) , рис. 2) магнітного поля обмотки, а з нею і пульсуючий момент, який збурює момент обервального руху. Це збурення є більш вираженим у випадку трифазної обмотки, що відображено кривими для $\beta > 0$ на рис. 6 у порівнянні з графіками на рис. 5. Зауважимо, що збільшення коливань моменту в розглянутому випадку не призводить до зміни його середнього значення.

Залежності середніх значень обервальных моментів від кута нахилу ротора β , що відповідають залежностям (рис. 5, 6), наведено на рис. 7 (залежність для двофазної обмотки тут не наводиться, оскільки близькість середніх значень моменту на рис. 5, а та рис. 6, а є очевидною). Слід зазначити, що згадане пульсуюче збурення має фазовий зсув, який залежить від фазового зсуву струму обмотки управління. Таке збурення може викликати опосередкований вплив на прецесійний рух. Але більш докладне дослідження впливу управляючого струму на пульсації моменту обертання та, таким чином, опосередковано на прецесійний рух ротора виходить за рамки даного дослідження.

Відповідно до отриманих даних розрахунків констатуємо тільки те, що за умови значення кута нутації близько 30° амплітуда пульсацій моменту обертання трифазної обмотки, який викликано впливом струму обмотки управління, може сягати 40% , що потребує досліджень впливу цих пульсацій на рух ротора. Треба зауважити, що такі великі значення цього кута, по-перше, зустрічаються тільки в екстремальних конструкціях, по-друге, система управління повинна дуже швидко відпрацювати на мінімізацію цього кута, по-третє, під час розгону ротора до номінальної швидкості обертання обмотка управління не працює, а оскільки номінальна швидкість за звичай досить велика, вилив обмотки управління нівелюється значним кінетичним моментом.

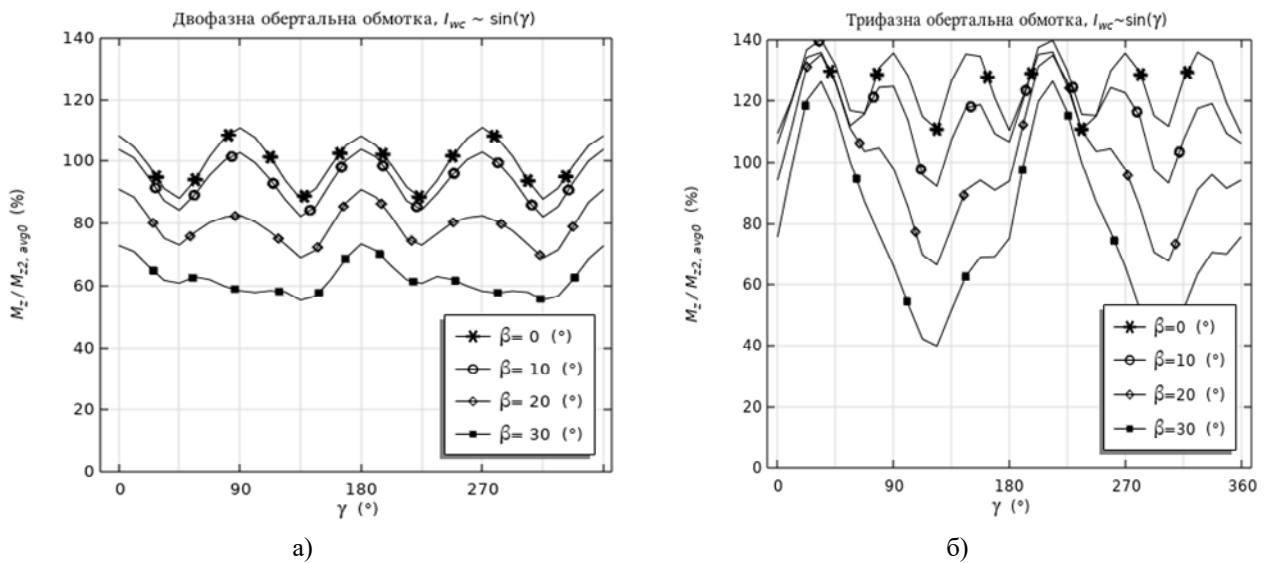


Рис. 6

Вище було відмічено можливість виконання двофазної обмотки (рис. 3) без проміжків між секціями з кутовим розміром 167° (по середній лінії) і відзначалось, що різниця між першими гармоніками МРС такої обмотки і обмотки з кутовим розміром 154° складає не більше двох відсотків. Розрахунок моменту обертання такої обмотки теж наведено на рис. 7 у вигляді точок, які практично співпадають для обох виконань двофазних обмоток.

Поряд з аналізом обервальних можливостей обох розглянутих схем обмоток для ЕМТР існує проблема безпосереднього впливу обервальних обмоток на прецесійний момент обмотки управління, який теж з'являється за умов нахилу ротора. Відомо, що небажаний момент будь якої природи, що діє на триступеневий ротор, викликає прецесію, яка має бути мінімізованою та компенсованою за допомогою системи управління для досягнення заданої точності орієнтації робочого органу. Оскільки за нульового кута β магнітна система є симетричною відносно горизонтальної площини, проведеної через центр мас (площина (X, Y) , рис. 2), моменти, що створюються лобовими частинами (горизонтальні

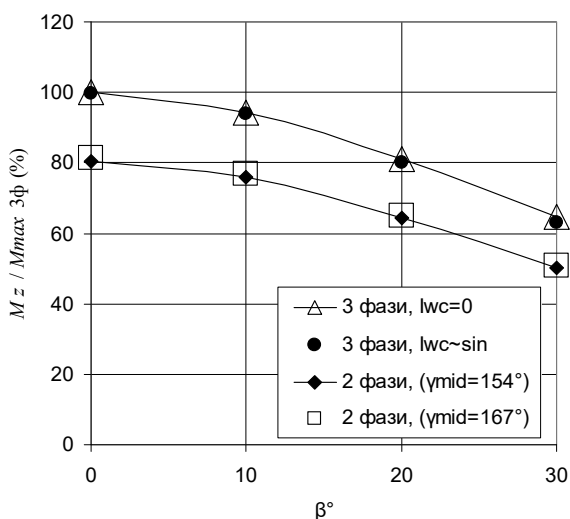


Рис. 7

частини секцій обмотки на рис. 3, рис. 4) врівноважуються за будь-яких значень кута обертання. За умов нахилу ротора відносно статора згадана симетрія не дотримується, що викликає момент збурення з боку обмоток обертання. На рис. 8 наведено залежності складових відхиляючого моменту від кута обертання γ в обервальній системі координат (d, q) , пов'язаній з ротором за умов нульової фази струму управління і величини кута нахилу $\beta - 15^\circ$. З огляду на наведені графіки можна відзначити, що середні значення складових моменту збурення приблизно однакові, але амплітудне значення збурення в разі двофазної обмотки незначно (на $\approx 1\%$) перевищує таке для трифазної обмотки. До того ж складові моменти збурення для двофазної обмотки мають дещо більш круті ділянки зростання, що може бути трактовано як наявність більшої частки вищих гармонічних складових у зусиллях, що діють на ротор. Зміна фази струму управління з метою зміни напрямку прецесійного руху, очевидно, призведе до «перерозподілу амплітуд» між складовими моменту M_d та M_q без суттєвої зміни у середніх та амплітудних співвідношеннях. Додамо також, що для інших значень кута нахилу ротора β залежності, подібні наведеним на рис. 8, тут не наводяться. Ці залежності можуть бути предметом окремого дослідження.

Наприкінці необхідно розглянути ще одну важливу особливість, на яку впливає вибір числа фаз обмотки обертяння ЕМТР. В першу чергу мова йде про особливості побудови структури системи формування змінних напруг, що подаються на обмотку обертяння ЕМТР. У випадках реалізації структури з дво- або трифазними обмотками обертяння ЕМТР, паралельно до силових обмоток намотуються також відповідні сигнальні обмотки, вихідні напруги яких використовуються як вхідні сигнали системи формування дво- або трифазної системи змінних керуючих напруг. Оскільки дво- та трифазні обмотки мають загальну точку, то в обох випадках приєднання силових та сигнальних обмоток до схеми керування відбувається за допомогою трьох проводів. Різниця

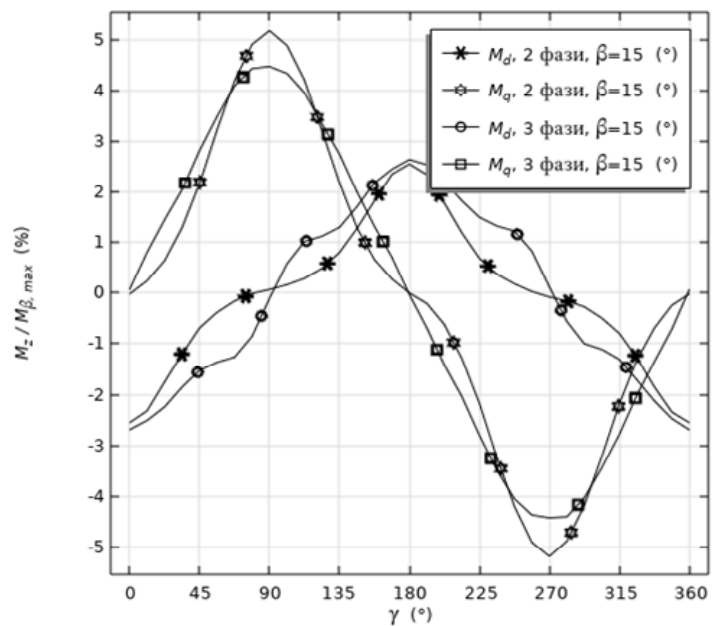


Рис. 8

полягає у тому, що для формування дво- або трифазної системи змінних напруг необхідна реалізація інвертора напруги, який містить більшу або меншу кількість силових транзисторів. Важливою умовою формування змінних керуючих напруг є підтримання нульового фазового зсуву між змінними струмами та ЕРС силових обмоток. На початку пуску ротора, коли сигнали, відповідні ЕРС, дорівнюють нулю, застосовуються способи синхронного пуску або формування спеціальних пускових імпульсів. Можна також зазначити, що використання дво- або трифазної системи сигналів для визначення положення ротора не відіграє суттєвого значення під час реалізації системи управління.

Висновки. Порівняння двофазної двошарової обмотки обертяння ЕМТР, кожна фаза якої виконана з двох симетрично розташованих секцій, та трифазної одношарової обмотки, кожна фаза якої має лише одну секцію, дає змогу відзначити такі переваги та особливості обмотки обертяння трифазного виконання:

- обмотка створює обертальний момент, що більш ніж на 20% перевищує момент двофазної обмотки;
- вплив її струмів на момент обмотки управління дещо менший і за амплітудою, і за складом вищих гармонік;
- технологічність виготовлення краща і, як наслідок, надійність вища.

Разом з тим, трифазне виконання обмотки обертяння за умов ненульового кута нутації призводить до більшої, у порівнянні з двофазним виконанням, амплітуди коливання обертального моменту, що викликано впливом магнітного поля обмотки управління.

Розбіжності у реалізації систем управління ЕМТР з дво- або трифазними обмотками обертяння не є суттєвим фактором у розробці загальної структури такого спеціалізованого приводу. Пріоритетними та вирішальними мають бути фактори технологічності виготовлення електромеханічної частини приводу та досягнення високих показників ефективності електричної машини, які було розглянуто у статті.

В цілому можна констатувати, що трифазна одношарова обмотка може забезпечити суттєво більший обертальний момент ніж двофазна двошарова і дає змогу за умови заданого активного об'єму забезпечити кращі динамічні властивості ЕМТР.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробити наукові засади та принципи побудови керованих n-степеневих магнітоелектричних систем з екстремальними характеристиками» («Екстремум»), КПКВК 6541030.

1. Антонов А.Е. Электрические машины магнитоэлектрического типа. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2011. 216 с.

2. Милых А.Н., Барабанов В.А., Двойных В.В. Трехступенные электрические машины. Киев: Наукова думка, 1979. 308 с.
3. Милых А.Н., Барабанов В.А., Лавриненко В.А., Киреев В.Г. Уравнения трехступенных электрических машин с постоянными магнитами *Техническая электродинамика*. 1981. № 2. С. 65-70.
4. Соловьев А.Э., Теплова В.А. Особенности движения трехступенной электрической машины с радиально намагниченным ротором и дополнительными статорными обмотками. *Известия ТулГУ. Технические науки. Электротехника*. 2016. Вып.7. Ч. 1. С. 175-183.
5. Wenqiang Tao, Guoli Li, Lufeng Ju, Rui Zhou, Cungang Hu. Design and Analysis of a Novel Spherical Motor Based on the Principle of Reluctance. *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. 2018. Pp. 7-13. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590483>.
6. Lee H.J., Park H.J., Ryu G.H., Oh S.Y., Lee J. Performance Improvement of Operating Three-Degree-of-Freedom Spherical Permanent-Magnet Motor. *IEEE Transactions on magnetics*. 2012. Vol. 48. No 11. Pp. 4654-4657. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2200470>.
7. Yan Wen, Guoli Li, Qunjing Wang, Xiwen Guo, Wenping Cao. Modeling and Analysis of Permanent Magnet Spherical Motors by a Multitask Gaussian Process Method and Finite Element Method for Output Torque. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2021. Vol. 68. Issue 9. Pp. 8540-8549. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3018078>.

INFLUENCE OF THE NUMBER OF ROTATION WINDING PHASES ON THE STRUCTURE AND PROPERTIES OF ELECTRIC MACHINE WITH THREE DEGREES OF FREEDOM ROTOR

I.S. Petukhov, V.G. Kireyev, K.P. Akinin, V.A. Lavrinenko

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

E-mail: petuhov@ied.org.ua.

The structure of an electric machine with a rotor, which has three degrees of freedom of rotation (EMTR) and consists of external and internal magnetic circuits, is considered. Between them, in the air gap of a spherical configuration, there is an m-phase rotation winding and a control winding. The excitation of the magnetic field in the EMTR is carried out by means of permanent magnets located on the external magnetic circuit. The scope of application of EMTR in systems of stabilization, observation, tracking, where the rotor performs the function of a gyro-stabilizing element, is outlined. Taking into account the structure of the considered EMTR, the absence of eddy currents in the design and the suitability of the mathematical model of the static magnetic field are substantiated. The calculation of the torque of the EMTR with two- and three-phase rotational windings at different angles of rotor's inclination relative to the stator axis has been performed. It is shown that the rotation torque of the three-phase winding is 20% higher than that of the two-phase winding. A significant influence of the control winding on the torque of the three-phase winding and approximately the same influence of the two- and three-phase rotation windings on the processional torque with a significant value of the rotor inclination angle are noted. References 7, figures 8, tables 1.

Key words: three-stage electric machine, gyro-stabilized rotor, precession, three-phase winding, two-phase winding.

1. Antonov A.E. Electric machines of magnetoelectric type. Kyiv: Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, 2011. 216 p. (Rus)
2. Milyakh A.N., Barabanov V.A., Lavrinenko V.A., Kireev V.G. Equations of three-degree-of-freedom permanent magnet electric machines *Tekhnichna elektrodynamika*. 1981. No 2. Pp. 65-70. (Rus)
3. Antonov A.E. Two-coordinate electric machines for tracking systems. Kyiv: Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, 2000. 191 p. (Rus)
4. Soloviev A.E., Teplova V.A. Features of the movement of a three-stage electric machine with a radially magnetized rotor and additional stator windings. *Izvestiya TulGU. Tekhnicheskie nauki. Elektrotehnika*. 2016. Vyp. 7. Part 1. Pp. 175-183. (Rus)
5. Wenqiang Tao, Guoli Li, Lufeng Ju, Rui Zhou, Cungang Hu. Design and Analysis of a Novel Spherical Motor Based on the Principle of Reluctance. *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. 2018. Pp. 7-13. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590483>.
6. Lee H.J., Park H.J., Ryu G.H., Oh S.Y., Lee J. Performance Improvement of Operating Three-Degree-of-Freedom Spherical Permanent-Magnet Motor. *IEEE Transactions on magnetics*. 2012. Vol. 48. No 11. Pp. 4654-4657. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2200470>.
7. Yan Wen, Guoli Li, Qunjing Wang, Xiwen Guo, Wenping Cao. Modeling and Analysis of Permanent Magnet Spherical Motors by a Multitask Gaussian Process Method and Finite Element Method for Output Torque. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2021. Vol. 68. Issue 9. Pp. 8540-8549. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3018078>.

Надійшла 17.10.2022
Остаточний варіант 30.01.2023

ENERGY CHARACTERISTICS OF THE ELECTROMAGNETIC VIBRATION DRIVE WITH PULSE POWER SUPPLY OF VIBRATOR COILS

O.O. Chernov*, A.P. Hurov, A.V. Ivanov
Admiral Makarov National University of Shipbuilding,
Heroiv Ukrainy Ave., 9, Mykolaiv, 54007, Ukraine.
E mail: alexcherno@gmail.com.

Vibrating equipment provides various technological processes, such as transportation, separation, compaction of mixtures. The electromagnetic drive is usually used in vibrating conveyors, feeders and other devices where vibration parameters are automatically controlled. Increasing the energy efficiency of such devices is an important task. The paper examines the influence of the power supply voltage on the energy characteristics of the electromagnetic vibration drive and determines the most effective voltage form. To do this, an analysis of factors affecting the efficiency of the drive was carried out. It was found that one of the factors is the time interval between the maximum current and the minimum value of the air gap, and increasing the efficiency is possible by reducing this interval by forming bipolar rectangular voltage pulses with maximum amplitude, which create narrow sharp pulses of the vibrator coil current. As a result of the numerical modeling of the processes in the drive, it was found that with increasing power, current pulses cause short-term deep saturation of steel, which leads to increased losses and reduced efficiency. Therefore, a zero voltage interval was added between the positive and negative voltage pulses, which limits the peak current values. The simulation of the processes in the vibration drive with the voltage supply of the proposed form was carried out, its energy characteristics were calculated: the dependence of the efficiency on the frequency at different load values, the dependence of the maximum values of the efficiency on the power. It was established that the use of pulsed power supply makes it possible to increase the efficiency of the drive up to 80% in the power range from 0.25 of the nominal value to the nominal one, which is on average 10% more compared to sinusoidal voltage. The dependences of frequency and zero voltage interval optimal values (according to the criterion of maximum efficiency) on power, which can be used in automatic control of the drive, have been obtained. References 10, figures 9, tables 2.

Key words: electromagnetic vibration drive, power characteristics, impulse power supply.

Introduction. Vibrating equipment is used in various industries to ensure such technological processes as transportation, separation, compaction of mixtures [1, 2]. The problem of improvement and modernization of such equipment includes many scientific directions. One of them is increasing the energy efficiency of vibration drives, optimizing their parameters and operating modes. Many scientific works are devoted to the improvement of magnetolectric [3] and electromagnetic [2, 4] vibration drives, which have high controllability, reliability and durability. Modern automatic control systems make it possible to automatically support the operation of such drives in resonant and near-resonant modes, ensuring high energy efficiency. But, to date, the energy characteristics of electromagnetic vibration drives have not been sufficiently studied, which makes it impossible to achieve their maximum efficiency. In particular, the influence of the electromagnet power supply voltage shape on the energy efficiency has not been determined. Therefore, the research in this direction is an important task.

Analysis of previous studies. The electromagnetic drive is very often used in systems where vibration parameters are automatically controlled. At the same time, the electromagnet coil voltage is formed by a semiconductor converter, and the form of the voltage is determined by its scheme, the work algorithm and the control signal. In [4], the processes in the electromagnetic drive of the vibrating conveyor with phase control and with the sinusoidal current half-waves formed by the pulse-width modulation (PWM) were investigated. The authors [4] later note that a thyristor converter with phase control can be used only in cases of a constant load on the working body, since the phase control system does not allow to control the frequency for resonance tuning [5]. Regarding the PWM converter, which forms a sinusoidal current (or semi-wave sinusoid), the work [5] states that the use of a high-frequency PWM signal leads to high energy losses in the converter when switching transistors, as well as in electromagnetic steel. Therefore, [5] proposes a system that forms multi-polar rectangular voltage pulses that provide a current close to triangular. A positive voltage pulse causes the current increase in electromagnet windings as soon as possible. It is

© Chernov O.O., Hurov A.P., Ivanov A.V., 2023

* ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0003-1670-8276>

followed by a negative pulse, which reduces the current to zero. After that there is a zero pause until the next positive voltage pulse comes. The current amplitude is regulated by the width of the voltage pulses, and the frequency – by the duration of the zero pause.

In [4, 5] both simulation and physical modeling of the processes in the drive with the specified forms of voltage and current of electromagnetic vibrators were carried out. However, the energy characteristics of the drive have not been investigated, which does not make it possible to give a justified preference to one or another form of voltage and current from the energy efficiency point of view.

In [6] the energy characteristics of the electromagnetic vibration drive were obtained, taking into account the losses in the copper and steel of the electromagnets, in the frequency converter, and in the elastic elements using the circle-field modeling method. The influence of the load and frequency tuning from the resonant frequency on the value of the efficiency of the drive was studied, the optimal frequency was determined according to the criterion of the maximum efficiency, which is 0.96 of the resonant frequency for the device considered in the work at the nominal load. However, in work [6] only the sinusoidal form of the power supply voltage of electromagnets, formed by high-frequency PWM, has been considered.

The goal of the work. The purpose of this work is to determine the shape of the power supply voltage of the electromagnets, which ensures the maximum efficiency of the electromagnetic vibration drive, and to study its energy characteristics.

Analysis of factors affecting the efficiency of the electromagnetic vibration drive. In work [6] it is shown that the largest share of energy losses in an electromagnetic drive is copper losses, therefore the highest value of efficiency is achieved under conditions when the required amplitude of oscillations is provided by the minimum value of the coil RMS current I_{RMS} . If the oscillation amplitude is automatically maintained by the control system at a given level, the coil RMS current value depends on the required amplitude of the electromagnetic force F_a and the size of the air gap δ_{Imax} , which corresponds to the moments of maximum current. Smaller values of F_a and δ_{Imax} correspond to smaller values of I_{RMS} . Taking into account the amplitude-frequency and phase-frequency characteristics of the mechanical oscillating system, the minimum F_a takes place at the resonance frequency, and δ_{Imax} monotonically increases with increasing frequency, since the phase lag of the oscillations from the electromagnetic force increases. Therefore, as shown in [6], the maximum efficiency does not coincide with the resonant frequency, but it takes place at a frequency that is several percent lower than the resonant one.

In [6] this is explained on the oscillograms of the electromagnetic force, air gap and current (Fig. 2 [6]): at the resonant frequency ($\omega=\omega_r$) for the considered vibrator the maximum force corresponds to the air gap of 1.5 mm, and at a frequency 5% lower ($\omega=0.95\omega_r$) – 1 mm. Therefore, at this frequency, the same amplitude of oscillations is provided by a smaller current, despite the larger amplitude of the electromagnetic force. Let's consider the moments of current maxima. At the resonant frequency they correspond to a gap value of 2.5 mm, and at the frequency of 0.95 of the resonant one – 2 mm. Taking into account that the air gap change range is 0.6..2.6 mm, there is a potential opportunity to increase the efficiency not only due to the selection of the optimal frequency, but also by applying a special form of supply voltage at which the maximum current value will correspond to smaller value of the gap than at the sinusoidal power supply.

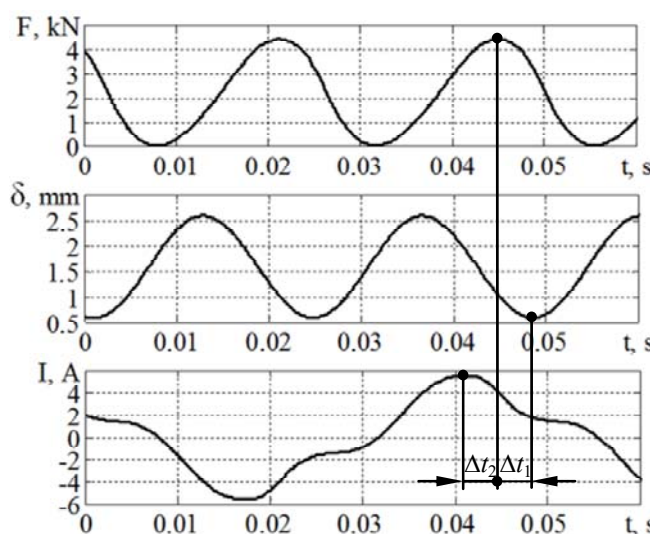


Fig. 1

To do this, let's analyze in more detail oscillograms of the electromagnetic force, the air gap size and the vibrator coil current calculated in [6] at $\omega=0.95\omega_r$ (Fig. 1). The phase difference between the electromagnetic force and the armature movement at this frequency is about 60° , which corresponds to the time interval Δt_1 between the maximum of the force and the minimum of the air gap. The current reaches a maximum by Δt_2 earlier than the force, because the force continues to increase due to the decrease of the air gap. Therefore, the maximum current leads the minimum value of the air gap by $\Delta t_1 + \Delta t_2$. If this interval is shortened, the maximum current will correspond to a smaller air gap. At constant force amplitude this will lead to the RMS current decrease and, as a result, to the vibrator efficiency increase.

The interval Δt_1 is determined by the phase difference between the electromagnetic force and the displacement at a given frequency and is practically independent of other factors. Thus, it is possible to bring the maximum current closer to the minimum value of the air gap due to the reduction of the interval Δt_2 between the maximum current and electromagnetic force. To minimize this interval, it is necessary that the current, after reaching the maximum, falls to zero as quickly as possible. This is provided by bipolar rectangular voltage pulses, the amplitude of which is determined by the inverter supply voltage, and the width – by the required current amplitude. This form of supply voltage is proposed in [5] to reduce energy losses in the inverter, but taking into account the above considerations, it will also ensure high efficiency of the vibrator.

Modeling of processes in a vibration drive with pulsed power supply of electromagnets. To calculate the energy characteristics, we will take as a basis the mathematical and simulation models described in [7, 8]. They are created using the circle-field method, which is described in detail in [9], as well as in [10] when applied to a vibration system. In the model proposed in [7], one of the modifications of this method is used. Its essence is that for a number of combinations of fixed positions of the electromagnet armature and fixed values of the direct current in the coil, numerical calculations of the flux linkage ψ and the electromagnetic force F are carried out, after which the functions $IW(\psi, \delta)$ and $F(IW, \delta)$, where IW is the magnetomotive force, δ is the size of the air gap. Then, on the basis of the electromagnet equivalent circuit and the obtained function $IW(\psi, \delta)$, the differential equations of the electric circuit are compiled, taking into account hysteresis and eddy currents. The input values for these equations are the coil voltage and the air gap size δ , so they are solved compatible with the equations of the control system signal transformation and with the equations of the vibrating system mechanics. In work [8] this model is implemented in the form of a circuit in the Simulink environment, built according to the modular principle: the equations of the control system, electromagnetic processes and mechanics are implemented as three interconnected subsystems. This provides convenience for improving and scaling the model.

To take into account the pulse supply voltage it is necessary to give a mathematical description of the voltage form and adjust the expression for losses in the inverter.

Equations of bipolar rectangular pulses described in [5] with frequency ω and relative width h can be obtained as a result of performing the following mathematical operations:

$$s_1(t) = \text{sign} \left(\sin \frac{1}{2} \omega t \right); \quad s_2(t) = \frac{\omega}{\pi} \int s_1(t) dt - 1; \quad s_3(t) = |s_2(t)|; \quad (1) - (3)$$

$$s_4(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } s_3(t) \leq h; \\ 0 & \text{if } s_3(t) > h; \end{cases}; \quad s_5(t) = -\text{sign} \left(\frac{ds_3}{dt} \right) \cdot s_4(t); \quad u(t) = U_{\max} s_4(t), \quad (4) - (6)$$

where U_{\max} is the maximum voltage at the output of the inverter.

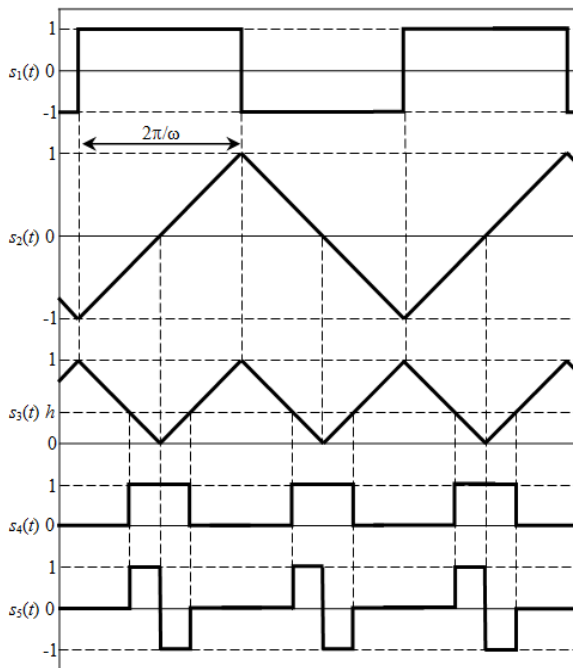


Fig. 2

Time diagrams of signals during the generation of voltage pulses $s_1(t) \dots s_5(t)$ are shown in Fig. 2.

In [6], the formula for power losses in a transistor inverter with a sinusoidal output voltage generated using PWM is given. This formula can also be used for the rectangular shape of the voltage, replacing the PWM frequency with the current frequency:

$$P_{inv} = 2I_{av} \cdot \left(\frac{U_d \omega}{I_{st} U_{st} \cdot 2\pi} (E_{on} + E_{off} + E_{rec}) + \frac{1}{2} (U_{CE} + U_{IF}) \right), \quad (7)$$

where I_{av} is the average value of the inverter output current module; U_d is the average value of the inverter input voltage; f_{PWM} is the frequency of the pulse width modulation (PWM) signal; E_{on} , E_{off} and E_{rec} are, respectively, turn-on, turn-off and diode reverse recovery energy losses at the standard voltage and current values U_{st} and I_{st} , which are given in the datasheet; U_{CE} is the collector-to-emitter saturation voltage; U_{IF} is the inverter diode forward voltage drop.

In the simulation model used in [8], the supply voltage of the vibrators is generated in the "Control System"

subsystem. It includes, in particular, amplitude and frequency regulators, which determine, respectively, the amplitude and frequency of the supply voltage, and its form is determined by the "sin" block. In order for a pulsed voltage to be generated instead of a sinusoidal voltage, we replace the "sin" block with a block for generating rectangular pulses with a width h set by the amplitude regulator and a frequency ω set as a constant (Fig. 3). The structure of this block for forming voltage pulses (Fig. 4) is formed on the basis of equations (1) - (6).

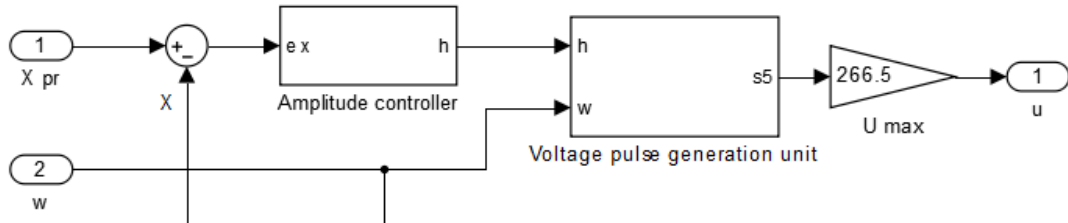


Fig. 3

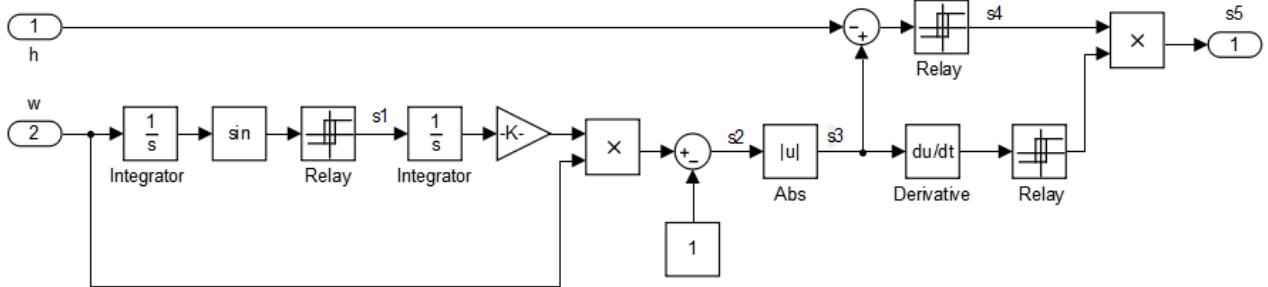


Fig. 4

To the "Electromagnetic System of Vibrator" subsystem, we add a unit for calculating of the drive loss components and its efficiency, which includes the expressions given in [6], as well as formula (7) for calculating losses in the inverter.

By means of the updated simulation model, the time diagrams of voltage, current, air gap and other values, as well as the values of loss the components and the drive efficiency, for different output power values, were calculated. In order for the results to be compared with the case of sinusoidal voltage, the parameters of the drive considered in [6] were taken, the main ones are given in Table 1.

Table 1

Mechanical parameters of the vibration device		Electromagnetic vibrator parameters		
Nominal output power of the drive P_{out} , W	250	Number of the electromagnets n_{elmagn}	2	
Nominal vibration amplitude X , mm	0.5	Number of the electromagnet coil turns W	800	
Resonance frequency f_r , Hz	44.312	Connection of the coils	parallel	
Mass of the moving part m , kg	129	The initial value of the air gap size δ , mm	1.8	
Total stiffness of the vibrator springs c , N/m	10^7	Active resistance of the electromagnet coil R , Ohm	2.8	
Coefficient of viscous friction in vibrator springs b , N·s/m	100	Parameters of the electromagnet equivalent circuit [7], characterizing losses in steel, k Ω	$R_{e,c}^*$	65.5
			$R_{h,st}^*$	151.5
Frequency converter parameters		Electrical steel	3413	
The average value of the inverter input voltage U_{d2} , V	270	The shape of the core and of the armature	U	
Total energy losses when opening and closing the transistor and restoring the inverter diode (at a current of 10 A and a voltage of 400 V) $E_{on} + E_{off} + E_{rec}$, μ J	575	Length of the core and of the armature, mm	50	
PWM frequency f_{PWM} , kHz	8	Core height, mm	71	
Collector-to-emitter saturation voltage U_{CE} , V	1.75	Armature height, mm	58	
Inverter diode forward voltage drop U_{IF} , V	1.9	Pole width, mm	24	
Rectifier diode forward voltage drop U_R , V	0.8	Distance between poles, mm	41	
Active reactor resistance R_r , Ohm	0.2			

At the same time, the current frequency was set, which, according to [6], is optimal according to the maximum efficiency criterion for the corresponding power value. The obtained oscillograms and the corresponding efficiency values for different powers are shown in Fig. 5. Here we can see that for the power of 0.5 and 0.75 of the nominal one, drive efficiency is 13% and 7% higher, respectively, than with a sinusoidal power supply. But, when the power increases to the nominal one, the efficiency is reduced significantly. This is due to the increase in peak current values due to saturation of the vibrator steel (Fig. 5).

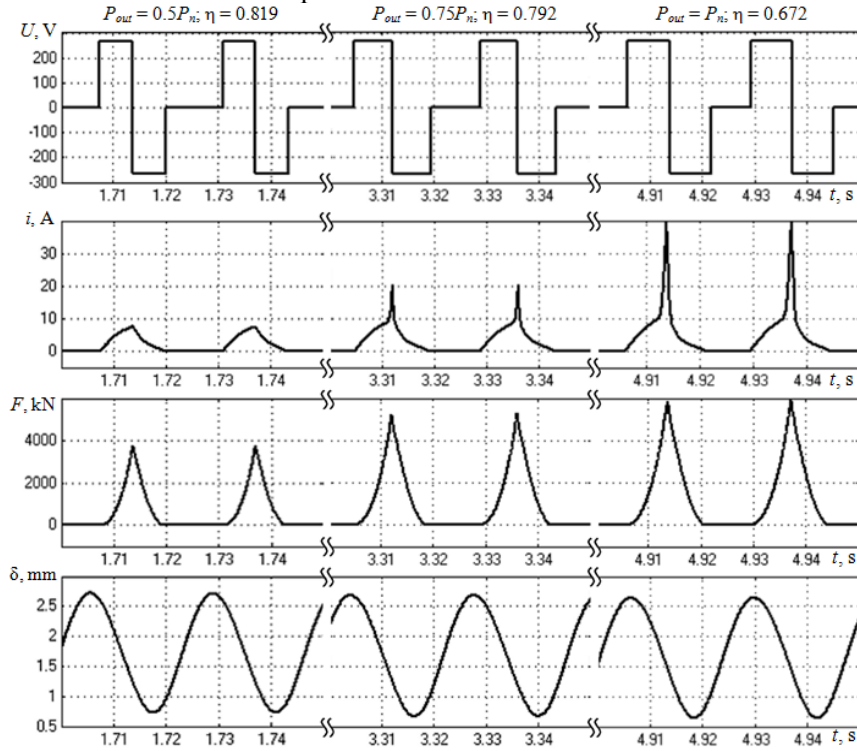


Fig. 5

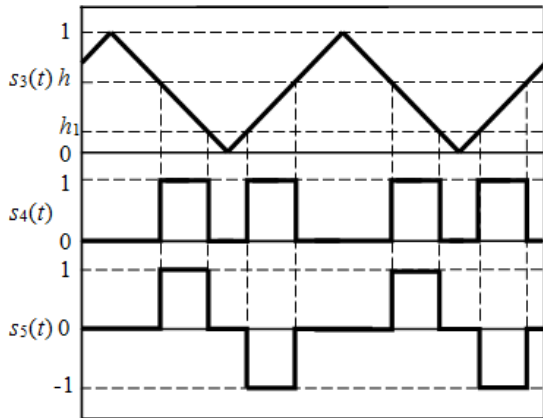


Fig. 6

Modeling of processes in the vibration drive when there is a zero voltage interval between positive and negative pulses of the supply voltage. To avoid a drop in efficiency due to steel saturation, it is necessary to limit the maximum current value by increasing the width of its pulses. To do this, it is necessary to use a zero voltage interval with a relative width h_1 between positive and negative voltage pulses (Fig. 6). Mathematically, this can be described by adjusting expression (4):

$$s_4(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } h_1 \leq s_3(t) \leq h; \\ 0 & \text{if } (s_3(t) > h) \vee (s_3(t) < h_1). \end{cases} \quad (8)$$

Thus, the new voltage form is described by equations (1) – (3), (8), (5), (6).

When using a bridge transistor inverter, the zero voltage interval h_1 is implemented by forming a high-frequency PWM signal with a fill factor of 0.5. Therefore, power losses in the inverter should be calculated according to the formula:

$$P_{inv} = 2I_{av} \cdot \left(\frac{U_d}{I_{st} U_{st}} \left(h_1 f_{PWM} + (1-h_1) \frac{\omega}{2\pi} \right) (E_{on} + E_{off} + E_{rec}) + \frac{1}{2} (U_{CE} + U_{IF}) \right), \quad (9)$$

where f_{PWM} is the PWM frequency.

After making appropriate adjustments to the simulation model, we obtain the calculation results shown in Fig. 7 – oscillograms of processes when using supply voltage with a zero interval between positive and negative pulses. The h_1 value for each power value was selected in such a way as to ensure the maximum efficiency value.

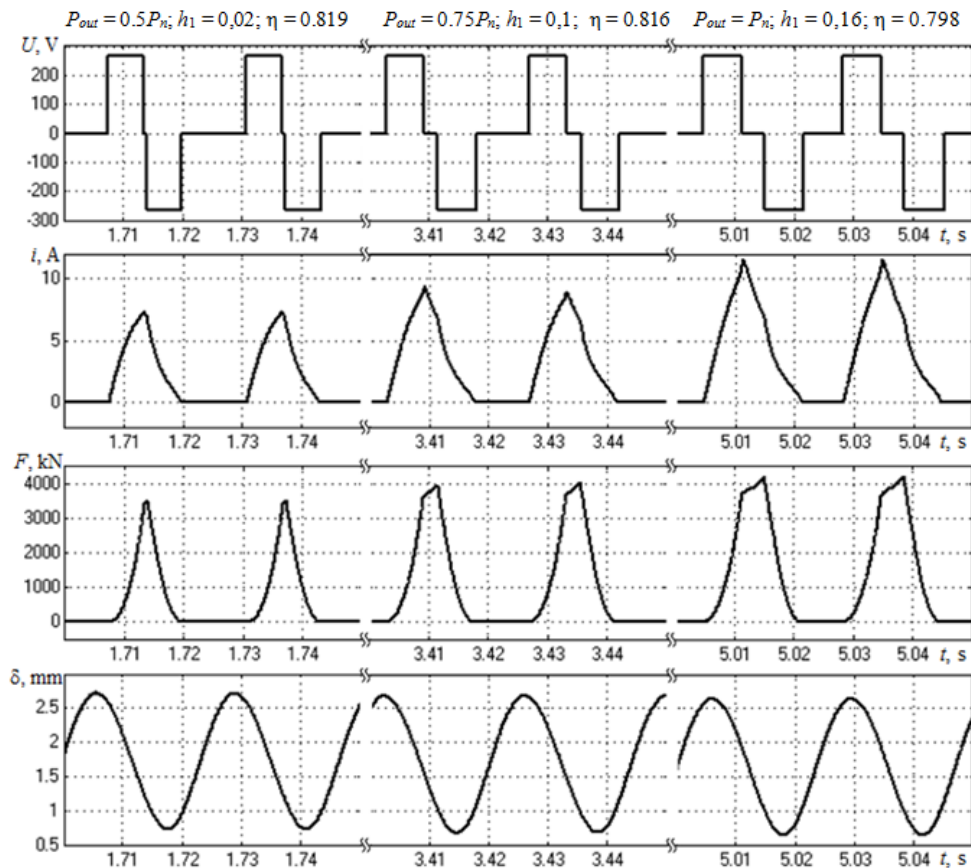


Fig. 7

The obtained results show that using of a zero voltage interval made it possible to reduce the peak values of the current and to avoid a significant decrease in efficiency when the drive power increases.

There are the dependences of the drive efficiency on the frequency for different values of the output power in fig. 8. Comparing them with similar dependences obtained in [6] for a sinusoidal supply voltage, the following conclusions can be drawn:

- the value of efficiency when supplied with voltage in the form of rectangular pulses with optimal parameters is significantly higher: the increase in efficiency is from 8% to 16%, depending on the load;
- efficiency maxima are observed at almost the same frequencies as with sinusoidal power supply.

In fig. 9 the dependence of the maximum efficiency on power are shown. For comparison, the dotted line shows the corresponding dependence for a sinusoidal supply voltage. Graphs of dependences of optimal frequency values (according to the criterion of maximum efficiency) and zero interval h_1 on power, also obtained for this drive, are shown below. Similar characteristics can be obtained for any electromagnetic vibration drive and used in control to ensure maximum energy efficiency under changing load conditions.

Table 2 shows the values of the loss components and the efficiency of the electromagnetic drive for different values of the output power at the optimal values of the frequency and zero voltage interval h_1 .

The obtained data indicate that the increase in efficiency is achieved mainly due to the reduction of losses in the vibrator coil, which for the power range of $0.5P_n \dots P_n$ make up more than half of the total energy losses in the drive. Their decrease is caused by the decrease in the RMS current at the same output power. Moreover, for a lower load, we observe a much greater decrease in losses in copper, since the zero voltage interval is almost absent, and the maximums of current and electromagnetic force practically coincide (Fig. 7). Thus, for the nominal load, the losses in the winding are reduced by one and a half times, and at half of the nominal load – more than twice.

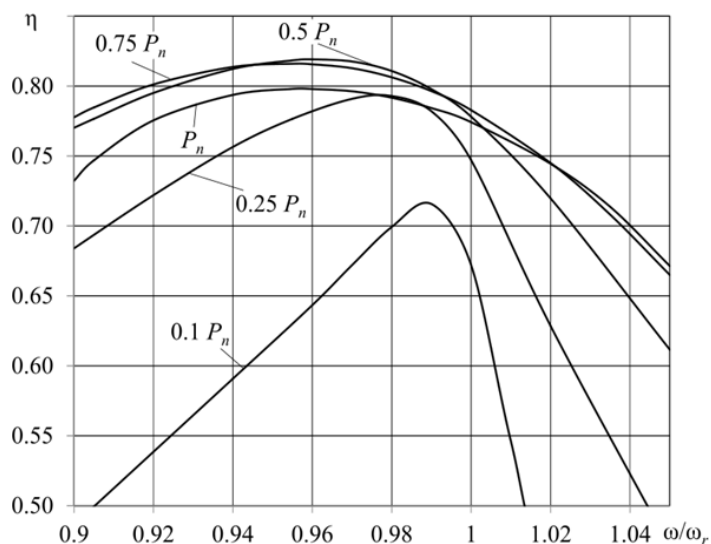


Fig. 8

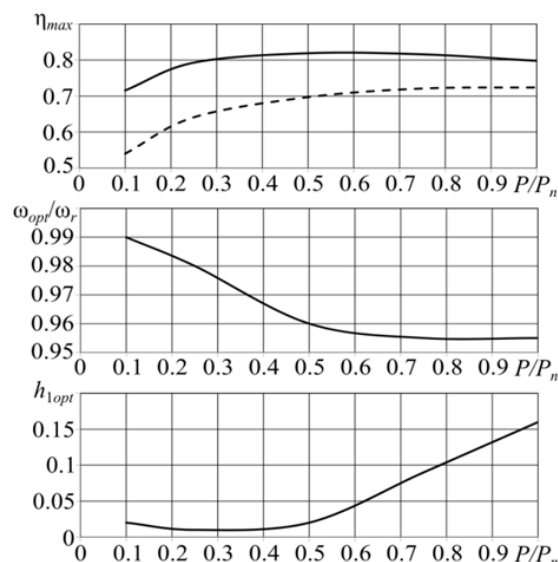


Fig. 9

Table 2

Relative drive output power P_{out}/P_n	0.1	0.25	0.5	0.75	1	
The resulting efficiency of the drive η	0.716	0.793	0.819	0.816	0.798	
Frequency converter efficiency η_{conv}	0.924	0.937	0.944	0.946	0.944	
The efficiency of the vibrator η_{mot}	0.775	0.846	0.868	0.863	0.845	
Drive output power P_{outs} , W	24.97	62.45	125	187.5	250	
Losses in the inverter P_{inv} , W	2.378	4.315	7.161	10.28	14.18	
Losses in the rectifier P_{rect} , W	0.281	0.634	1.228	1.848	2.518	
Losses in the reactor P_r , W	0.009	0.047	0.177	0.4	0.743	
Losses in the vibrator coil P_{Cu} , W	2.418	6.213	13.75	25.35	40.26	
Hysteresis losses P_h , W	0.33	0.452	0.573	0.591	0.614	
Eddy current losses, W	Low-frequency component $P_{e.c.LF}$	0.67	0.909	1.127	1.158	1.203
	High-frequency component $P_{e.c.HF}$	0.028	0.014	0.028	0.126	0.224
Losses in the vibrator springs P_{spr} , W	3.799	3.722	3.572	3.535	3.535	

A significant impact on the drive efficiency is also exerted by the reduction of losses. The reduction of losses in the inverter also has a significant impact on the drive efficiency. They decrease mainly due to the reduction of the high-frequency PWM signal duration: it takes place only during the zero interval h_1 . Since its value increases with increasing load (to avoid deep saturation of steel), we have a greater reduction of losses in the inverter at small power values: for the nominal output power, they decrease by 1.6 times, and for half of the nominal – by 2.3 times.

A decrease in the duration of the voltage with the PWM frequency also causes a decrease by an order of magnitude in the high-frequency component of the eddy currents. Therefore, despite some increase in hysteresis losses at low loads, the total losses in the vibrator steel decreased by approximately 1.5 times.

Rectifier and reactor losses also decreased, but only slightly. Losses in the vibrator springs remained practically unchanged.

Conclusions. The highest efficiency of the electromagnetic vibration drive is achieved when feeding the vibrator coils with voltage in the form of bipolar rectangular pulses, the amplitude of which is determined by the inverter supply voltage, and their width is determined by the required current amplitude. To prevent deep saturation of the vibrator steel, it is necessary to limit the peak value of the current by using a zero voltage interval between the positive and negative pulses. The results of numerical simulation of the processes in the drive using the circuit-field method showed that the use of pulsed power supply makes it possible to increase the drive efficiency up to 80% in the power range from 0.25 of nominal power to the nominal one. This is on average 10% more compared to a sinusoidal voltage. The obtained dependences of the frequency and zero voltage interval values optimal according to the maximum efficiency criterion on the drive power can be used for control to provide maximum energy efficiency under conditions of load changes.

1. Lavendel E.E. Vibrations in the technique: Reference book. Vol. 6: Vibrational processes and machines. Moskva: Mashinostroenie, 1981. 509 p. (Rus).
2. Lanets O.S. High efficiency interresonance vibrating machines with electromagnetic drive (Theoretical foundations and building practice). Lviv: NULP, 2008. 324 p. (Ukr).
3. Bondar R.P. Optimization approach to determination of constructional parameters of a linear permanent magnet vibratory motor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 1. Pp. 33-40. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.01.033>.
4. Despotovic Z., Stojilkovic Z. Power converter control circuits for two-mass vibratory conveying system with electromagnetic drive: simulations and experimental results. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007. Vol. 54. No 1. Pp. 453-466. DOI: <https://doi.org/10.1109/tie.2006.888798>.
5. Despotovic Z., Ribic A. The increasing energy efficiency of the vibratory conveying drives with electromagnetic excitation. *International Journal of Electrical and Power Engineering*. 2012. No 6 (1). Pp. 38-42. DOI: <https://doi.org/10.3923/ijepe.2012.38.42>.
6. Cherny O.O., Monchenko M.Y. Energy efficiency of the vibratory device electromagnetic drive system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 1. Pp. 20-25. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.020>.
7. Cherny A.A. Dynamic model of an electromagnetic vibration drive. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 2. Pp. 37-43. (Rus).
8. Cherny A.A. Control of electromagnetic vibratory drive using a phase difference between current harmonics. *Journal of Automation and Information Sciences*. 2017. Vol. 49. Issue 7. Pp. 58-76. DOI: <https://doi.org/10.1615/jautomatinfscien.v49.i7.50>.
9. Vaskovskii Yu.N. Prospects for modeling dynamic modes of electromechanical converters based on chain-field methods. *Elektrotekhnika i Elektromekhanika*. 2003. No 1. Pp. 23-25. (Rus).
10. Neyman L.A., Neyman V.Yu., Shabanov A.S. Vibration dynamics of an electromagnetic drive with a half-period rectifier. Proc. of 18th International Conference *Micro/nanotechnologies and Electron Devices EDM*. Erlagol, Russia, 29 June – 03 July 2017. Pp. 503-506. DOI: <https://doi.org/10.1109/edm.2017.7981805>.

УДК 621.318.3

ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВІБРАЦІЙНОГО ПРИВОДА ЗА ІМПУЛЬСНОГО ЖИВЛЕННЯ ОБМОТОК ВІБРАТОРА

О.О. Черно, докт. техн. наук, **А.П. Гуров**, канд. техн. наук, **А.В. Иванов**
Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова,
просп. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна.
E mail: alexcherno@gmail.com.

Вібраційне обладнання забезпечує різні технологічні процеси, такі як транспортування, сепарація, ущільнення сумішей. Електромагнітний привод зазвичай використовується у вібраційних конвеєрах, живильниках та інших пристроях, де здійснюється автоматичне керування параметрами вібрації. Підвищення енергетичної ефективності таких пристроїв є актуальною задачею. В роботі досліджено вплив форми напруги живлення на енергетичні характеристики електромагнітного вібраційного привода та визначено найефективнішу форму напруги. Для цього було проведено аналіз факторів, що впливають на ККД привода. Виявлено, що одним з факторів є часовий інтервал між максимумом струму та мінімумом величини повітряного проміжку, а підвищення ККД можливе за рахунок зменшення цього інтервалу шляхом формування дипольярних прямокутних імпульсів напруги з максимальною амплітудою, які створюють вузькі гострі імпульси струму обмотки вібратора. В результаті чисельного моделювання процесів у приводі виявлено, що у разі збільшення потужності імпульси струму викликають короточасне глибоке насичення сталі, яке призводить до збільшення втрат і зменшення ККД. Тому, між позитивним та від'ємним імпульсами напруги було додано нульовий проміжок, що обмежує пікові значення струму. Проведено моделювання процесів у вібраційному приводі у разі живлення напругою запропонованої форми, розраховано його енергетичні характеристики: залежності ККД від частоти за різних величинах навантаження, залежність максимальних значень ККД від потужності. Встановлено, що застосування імпульсного живлення дає можливість підвищити ККД привода до 80% у діапазоні потужностей від 0.25 від номінальної до номінальної, що в середньому на 10% більше у порівнянні з синусоїдальною напругою. Отримано залежності оптимальних за критерієм максимуму ККД значень частоти та нульового проміжку від потужності, які можуть бути використані у разі автоматичного керування приводом. Бібл. 10, рис. 9, табл. 2.

Ключові слова: електромагнітний вібраційний привод, енергетичні характеристики, імпульсне живлення.

Надійшла 06.12.2022

MATHEMATICAL MODEL OF A FLEXIBLE MICRO GRID INTEGRATED INTO THE COUNTRY GRID

S.E. Saukh^{1*}, A.V. Borysenko^{2**}¹ Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering of the National Academy of Sciences of Ukraine, General Naumov Str., 15, Kyiv, 03164, Ukraine. E-mail: ssaukh@gmail.com.² National Technical University of Ukraine "I. Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine. E-mail: andborys@ukr.net.

The functioning of local electric networks ('Micro Grid') is described, which due to the development of Smart Network technologies, distributed generation and electricity storage systems received an incentive for development. The structural decomposition of the market model is suggested for the 'Top-Level Market' and 'Micro Grid' local systems to reflect the interaction of the 'Micro Grid' with the wholesale electricity market. Load regulation instruments are described, which ensure the flexibility of the Micro Grid. A mathematical model of the 'Micro Grid' system is proposed, which formulated as a Unit commitment problem. The computational experiment shows the adequacy of the results of modelling of 'Micro Grid' systems. References 9, figures 4, tables 2.

Keywords: Micro Grid, power system flexibility, market decomposition, mathematical model, Unit commitment problem.

Introduction. The emergence of efficient technologies for distributed generation, and primarily renewable energy systems (RESs), as well as network equipment, intelligent measuring instruments, data transmission systems and control methods, which are collectively described by the concept of Smart Grids, has led to a change in the structure of the power system and the interaction of agents in the energy market.

The high efficiency of distributed generation sources stimulates large consumers, as well as consumer associations, to create their own generation sources. The emergence of such balanced energy complexes of consumers-producers forms a new kind of participants in the energy system, which, depending on the level of own consumption and the level of market prices, can act as consumers, and as producers. The term 'Micro Grid' is used below to describe them.

The scale of the market participant plays a decisive role in its market behavior. Large producers or consumers may have market power, leading to imperfect competition [1]. At the same time, the structure of Micro Grids and their binding to individual consumers or groups of consumers implies the operation of effective pricing mechanisms in them.

Research has focused on the impact of Smart Grids on the level of competition in the energy market. The [2] examines the methodological basis for determining the effectiveness of Smart Grids implementation and its impact on the level of competition. The strategic behavior of players using accumulative technologies is investigated in the work [3]. In [4] authors explore the behavior and interaction of Micro Grids operators using game theory techniques. At the same time, a simplified view of Micro Grids is considered as a complex of consumer and unmanaged generation.

The open question remains the modeling of the interaction of the Micro Grid's operator, using a modern set of distributed generation technologies, with the wholesale electricity market, operating in conditions of imperfect competition. In [5], the decomposition of the power system is performed with the allocation of the wholesale market as the Top-level and the set of Micro Grids as the bottom level.

Consider the work of Micro Grid, which includes:

- consumer;
- maneuverable fossil fuel generator (FFG);
- electricity storage system (ESS);
- uncontrolled RES generator.

Each of the listed members may represent a number of producers and/or consumers of a similar type.

The following instruments are used to control the Micro Grid load:

- the FFG participation in load regulation;
- an efficient lithium-ion batteries;
- the centralized management of RES;
- involvement of consumers in regulating electricity demand.

The Micro Grid is also connected to the Top-level market.

When covering the demand for electricity, the minimum cost criterion is used. RES, which have a minimum cost of production, are loaded first, followed by maneuverable FFG, ESS and external sources, depending on the ratio of their production costs and demand. The possibility of offloading RES and consumers is assumed, if the costs of offloading them are lower than the costs of increasing production.

In essence, the task of modeling such a system is similar to the task of optimal load of power equipment [6-9]. Such models are used effectively for short-term power system forecasting and allow for maneuverability of equipment.

The purpose of the study is to develop a mathematical model of the optimal load of the generating capacities of the Micro-grid and the power transmission lines connecting it to the Country Grid.

1. Mathematical description of 'micro grid' model.

1.1. Model parameters:

- t – the number of the time interval of the weekly forecast period
- T – set of numbers t
- T_0 – the number of the extreme right time interval of the weekly period
- \bar{p}^{RnW} – potentially achievable volume of electricity production from RES
- $\overline{\Delta p}^{RnW}$ – the maximum allowable amount of unloading of electricity production from RES
- \bar{l} – potentially achievable amount of electricity consumption
- $\overline{\Delta l}$ – the maximum allowable amount of unloading of electricity consumers
- c^{SU} – the cost of starting the FFG
- \bar{C} – operating costs at minimal FFG load
- \tilde{c} – the coefficient of elasticity of operating costs to the load of the FFG
- \underline{P} – the minimum load of the FFG
- \bar{P} – maximum load of the FFG
- c^{SD} – the cost of stopping the FFG
- P^{SU} – the lower allowable load limit of the FFG during its start-up
- P^{SD} – the upper permissible load limit of the FFG before stopping it
- ΔP^{up} – the value of the maximum increase in load on the FFG
- ΔP^{down} – the value of the maximum reduction of the load on the FFG
- η^P – efficiency of ESS equipment, operating in charging mode
- η^G – efficiency of ESS equipment, operating in discharge mode
- c^P – specific operating costs for ESS operation in charging mode
- c^G – specific operating costs of ESS operation in discharge mode
- \bar{q} – the maximum amount of energy that ESS can store
- \underline{q} – the minimum amount of energy that ESS can store
- \bar{p}^P – maximum ESS load when operating in charging mode
- \bar{p}^G – maximum ESS load when operating in discharge mode
- c^{RnW} – specific operating costs for the production of electricity from RES
- $c^{\Delta l}$ – specific operating costs for unloading electricity consumers
- $c^{\Delta RnW}$ – specific operating costs for unloading installations for the production of electricity from RES
- P_r^{TL} – the prices in the 'Top-Level Market'
- P_r^{TSO} – the transmission price
- H – maximum allowable load of transmission lines that connect the Micro Grid with the Country Grid

1.2. Model variables:

$Cost$	– operating costs for electricity production by the FFG
$Cost^{SU}$	– costs for starting the FFG
$Cost^{SD}$	– costs to stop the FFG
$Cost^{RnW}$	– operating costs for electricity generation from RES
$Cost^S$	– operating costs for ESS, which operates in discharge mode
$Cost^{\Delta l}$	– costs for reduction of consumption load
p	– the load of the unit in discharge mode
p^{RnW}	– the load of RES
Δp^{RnW}	– the volume of unloading of RES
l	– the load of consumption
Δl	– the volume of unloading of consumers
$Cost^{Ext}$	– the cost of electricity purchase in the 'Top-Level Market'
$Income$	– the income from electricity sale to the 'Top-Level Market'
p^{Ext}	– the load of purchase in the 'Top-Level Market'
p^{Int}	– the load of sale to the 'Top-Level Market'
l	– the load of consumption
\tilde{p}	– variable load of the FFG
u	– a binary function that characterizes the state of the FFG and takes a value of 1 if the FFG is operating in load mode, and a value of 0 if the unit is not operating
x	– a binary function that characterizes the state of the FFG and takes a value of 1 if the FFG is running in stop mode, and a value of 0 in all other cases
y	– binary function that characterizes the state of the FFG: the function takes the value 1 if the FFG is running in startup mode, and the value 0 in all other cases
p^P	– the load of ESS, operating in charging mode
p^G	– the load of ESS, operating in discharge mode
q	– the amount of energy stored at the ESS
u^P	– binary function that characterizes the state of ESS: the function takes the value 1 if the system is operating in charging mode, and the value 0 if the system is not operating in this mode
x^P	– binary function that characterizes the state of ESS: the function takes a value of 1 if the system is in a state of stop charging mode, and a value of 0 in all other cases
y^P	– binary function that characterizes the state of ESS: the function takes the value 1 if the system is in the start state of the charging mode, and the value 0 in all other cases
u^G	– binary function that characterizes the state of ESS: the function takes the value 1 if the system is operating in discharge mode, and the value 0 if the system is not operating in this mode
x^G	– binary function that characterizes the state of ESS: the function takes the value 1 if the system is in the state of stopping the discharge mode, and the value 0 in all other cases
y^G	– binary function that characterizes the state of ESS: the function takes the value 1 if the system is in the start state of the discharge mode, and the value 0 in all other cases
n^{EI}	– binary function that takes the value 1 if the Micro Grid export electricity, and the value 0 in case of its import.

1.3. The objective function of the UC optimization problem

Operating costs of electricity supply in the Micro-Grid are minimized:

$$\sum_{\forall t \in T} \left(\begin{array}{l} Cost_t + Cost_t^{SU} + Cost_t^{SD} + \\ Cost_t^S + Cost_t^{RnW} + Cost_t^{\Delta l} + \\ Cost_t^{Ext} - Income_t \end{array} \right) \rightarrow \min . \quad (1)$$

1.4. Balance of electricity production and consumption

Balance of electricity production and consumption is represented by equations:

$$\begin{aligned} p_t^{RnW} - \Delta p_t^{RnW} + p_t + p_t^G + p_t^{Ext} = \\ l_t - \Delta l_t + p_t^P + p_t^{Int}, \quad \forall t \in T. \end{aligned} \quad (2)$$

1.5. Operating costs for FFG

Operating costs for FFG:

$$Cost_t = \bar{C}u_t + \tilde{c} \tilde{p}_t, \quad \forall t \in T; \quad (3)$$

$$\tilde{p}_t \leq (\bar{P} - \underline{P})u_t, \quad \forall t \in T; \quad (4)$$

$$p_t = \underline{P}u_t + \tilde{p}_t, \quad \forall t \in T. \quad (5)$$

1.6. The mode of FFG operation

The mode of operation of the FFG is described by the system of relations between the binary functions of its state, which has the form:

$$y_t - x_t = u_t - u_{t-1}, \quad \forall t \in T, \quad t \neq 1, \quad (6)$$

$$y_1 - x_1 = u_1 - u_{T_0}, \quad (7)$$

$$y_t + x_t \leq 1, \quad \forall t \in T. \quad (8)$$

1.7. The cost of starting the FFG

The cost of starting the FFG is calculated by the formula:

$$Cost_t^{SU} = c^{SU} y_t, \quad \forall t \in T. \quad (9)$$

1.8. The cost of stopping the FFG

The cost of stopping the FFG is calculated by the formula:

$$Cost_t^{SD} = c^{SD} x_t, \quad \forall t \in T. \quad (10)$$

1.9. The current maximum attainable load of the FFG

The current maximum attainable load of the FFG is limited by the maximum installed capacity or its allowable load before stopping:

$$p_t \leq p_{t-1} + \Delta P^{up} u_{t-1} + P^{SU} y_t, \quad \forall t \in T, \quad t \neq 1; \quad (11)$$

$$p_t \leq p_{T_0} + \Delta P^{up} u_{T_0} + P^{SU} y_t, \quad t = 1. \quad (12)$$

The load of the unit is limited from the top by its current maximum achievable load:

$$p_t \leq \bar{P}u_t, \quad \forall t \in T. \quad (13)$$

1.10. The current minimum achievable load of the FFG

The load of the FFG is limited from the bottom by its current minimum achievable load:

$$p_t \geq \underline{P}u_t, \quad \forall t \in T. \quad (14)$$

The current minimum achievable load of the FFG is limited by the technical capabilities to reduce its load during the shutdown:

$$p_t \geq p_{t-1} - \Delta P^{down} u_t - P^{SD} x_t, \quad \forall t \in T, \quad t \neq 1; \quad (15)$$

$$p_t \geq p_{T_0} - \Delta P^{down} u_{T_0} - P^{SD} x_t, \quad t = 1. \quad (16)$$

1.11. Description of ESS

Operating costs of ESS are determined by the formula:

$$Cost_t^S = c^P (1 - \eta^P) p_t^P - c^G (1 - \eta^G) p_t^G, \quad t \in T, \quad (17)$$

Energy balances of ESS are represented by equations:

$$q_t - q_{t-1} = \eta^P p_t^P - \frac{p_t^G}{\eta^G}, \quad \forall t \in T, \quad t \neq 1. \quad (18)$$

Complemented by the conditions of weekly cyclicity of accumulated energy:

$$q_0 = q_{T_0}. \quad (19)$$

The amount of stored energy is limited by the energy consumption of its storage systems:

$$\underline{q} \leq q_t \leq \bar{q}, \quad \forall t \in T. \quad (20)$$

The operation of ESS in the discharge mode is described by the following relations between the binary functions of the state of the systems:

$$y_t^G - x_t^G = u_t^G - u_{t-1}^G, \quad \forall t \in T, \quad t \neq 1, \quad (21)$$

$$y_1^G - x_1^G = u_1^G - u_{T_0}^G, \quad (22)$$

$$y_t^G + x_t^G \leq 1, \quad \forall t \in T. \quad (23)$$

The operation of ESS in the charging mode is described by the following relationships between binary functions of the state of the systems:

$$y_t^P - x_t^P = u_t^P - u_{t-1}^P, \quad \forall t \in T, \quad t \neq 1, \quad (24)$$

$$y_1^P - x_1^P = u_1^P - u_{T_0}^P, \quad (25)$$

$$y_t^P + x_t^P \leq 1, \quad \forall t \in T. \quad (26)$$

The inability to operate ESS simultaneously in discharge and charging modes is reflected in the limitations:

$$u_t^G + u_t^P \leq 1, \quad \forall t \in T. \quad (27)$$

Equipment of ESS, working in the discharge mode, has limited load, i.e.:

$$p_t^G \leq u_t^G \bar{p}^G, \quad p_t^G \geq 0, \quad \forall t \in T. \quad (28)$$

Load limitations of ESS are also taken into account during their operation in the charging mode:

$$p_t^P \leq u_t^P \bar{p}^P, \quad p_t^P \geq 0, \quad \forall t \in T. \quad (29)$$

1.12. Description of RES power generation systems

Operating costs for the production of electricity from RES are calculated by the formula:

$$Cost_t^{RnW} = c^{RnW} p_t^{RnW} + c^{\Delta RnW} \Delta p^{RnW}, \quad t \in T. \quad (30)$$

The projected maximum volumes of electricity production from RES are determined on the basis of retrospective models of the respective power plants.

Balancing of the Micro-Grid can be carried out by its operator by unloading power plants using RES. The possibilities of such balancing are limited, it means, we have balances of marginal and accepted volumes of production and volumes of unloading of power plants:

$$p_t^{RnW} + \Delta p_t^{RnW} = \bar{p}_t^{RnW}, \quad t \in T. \quad (31)$$

as well as restrictions on the volume of their unloading:

$$0 \leq \Delta p_t^{RnW} \leq \overline{\Delta p}_t^{RnW}, \quad t \in T. \quad (32)$$

1.13. Description of costs for unloading of consumers

Costs for unloading electricity consumers are determined by the formula:

$$Cost_t^{Al} = c^{Al} \Delta l_t, \quad t \in T. \quad (33)$$

Possibilities of such balancing are limited, it means, we have balances of demand of consumers load and the accepted volumes of its consumption and volumes of unloading of consumers:

$$l_t + \Delta l_t = \bar{l}_t, \quad t \in T, \quad (35)$$

as well as restrictions on the volume of their unloading:

$$0 \leq \Delta l_t \leq \overline{\Delta l}_t, \quad t \in T. \quad (36)$$

1.14. Purchasing of electricity in the 'Top-Level Market' system

The cost of electricity purchase in the 'Top-Level Market' system

$$Cost_t^{Ext} = (Pr_t^{TL} + Pr_t^{TSO}) p_t^{Ext}. \quad (37)$$

1.15. The sale of surplus electricity to the 'Top-Level Market' system

The income from electricity sale to the 'Top-Level Market' system

$$Income_t = Pr_t^{TL} p_t^{Int}. \quad (38)$$

2. Peculiarities of Computer Simulation of 'Micro Grid' System and Results of Computer Experiment

To perform computational experiments, the proposed mathematical model of the 'Micro Grid' system as a mixed integer programming problem (1)–(38) was implemented in IBM ILOG CPLEX Optimization Studio Version 20.1 using the OPL optimization programming language. The following computer

experiments were performed using the obtained computer model.

Simulation is carried out for a week period of time with hourly process detail under the following conditions.

The pattern of electricity consumption is typical for an average city varies in the range from 7.8 to 18.6 MW (Fig. 1).

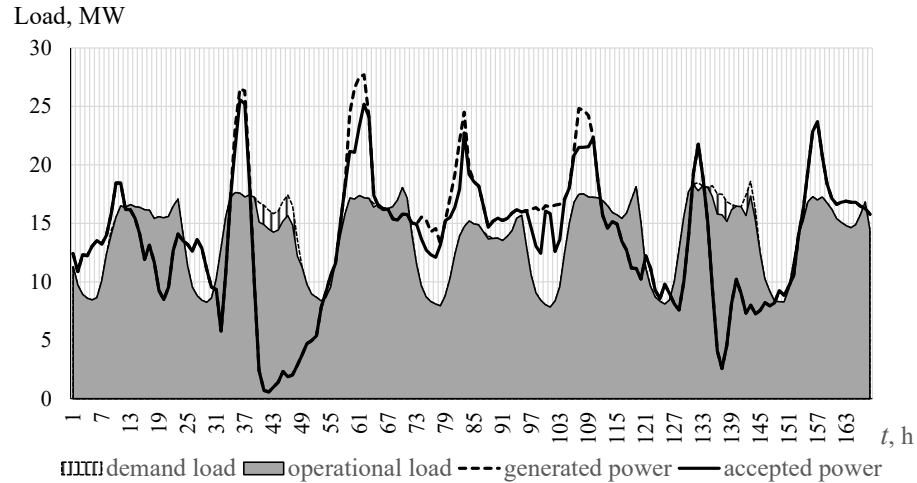


Fig. 1

The price of electricity in the 'Top-Level' market changes according to the formula:

$$Pr_t^{TL} = 7.5l_t - 47.5, \quad \forall t \in T.$$

The load of the RES varies depending on the weather conditions in the range from 0.6 to 27.7 MW (Fig. 1), its cost of electricity generation is 5 \$/MWh.

Characteristics of the FFG and the ESS induced in tables 1 and 2 respectively.

Table 1

c^{SU}	34.8 \$/StartUp
\bar{C}	30 \$/h
\tilde{c}	2 \$/MWh
\underline{P}	3.5 MW
\bar{P}	12.0 MW
c^{SD}	30.0 \$/ShurtDown
P^{SU}	3.5 MW/h
P^{SD}	12.0 MW/h
ΔP^{up}	8.5 MW/h
ΔP^{down}	1.5 MW/h

Table 2

η^P	0.85
η^G	0.85
c^P	40.0 \$/MWh
c^G	40.0 \$/MWh
\bar{q}	7.5 MWh
\underline{q}	0.0 MWh
\bar{p}^P	4.0 MW
\bar{p}^G	3.0 MW

The simulation results of the 'Micro Grid' system are shown below in Fig. 2, Fig. 3 and Fig. 4.

Maximum allowable load of transmission lines that connect the Micro-Grid with the Country Grid: $H = 4.0$ MW. It means that:

$$p_t^{Ext} \leq n_t^{El} H, \quad \forall t \in T, \quad (39)$$

$$p_t^{Int} \leq (1 - n_t^{El}) H, \quad \forall t \in T. \quad (40)$$

In Fig. 2. the changes in the load of the FFG, the power flow from the external energy system and to the external energy system are presented.

The value of the charge of the ESS is shown in Fig. 3.

In Fig. 4. shows the cost of electricity generation in 'Micro Grid' system and revenue from the sale of electricity to the 'Top-level' system.

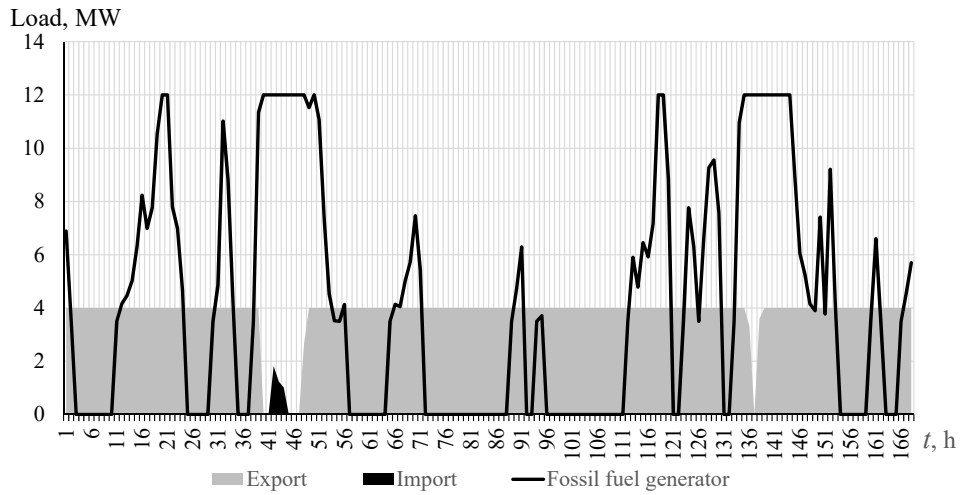


Fig. 2

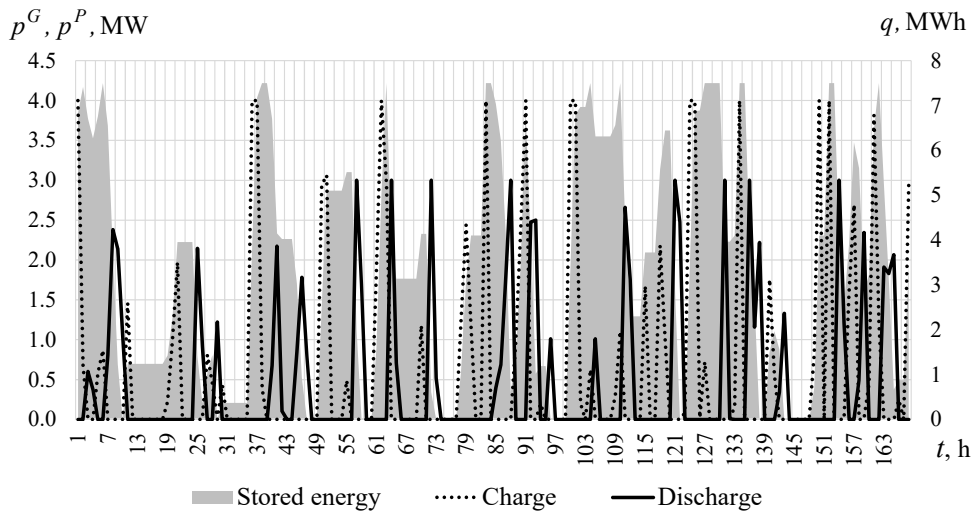


Fig. 3

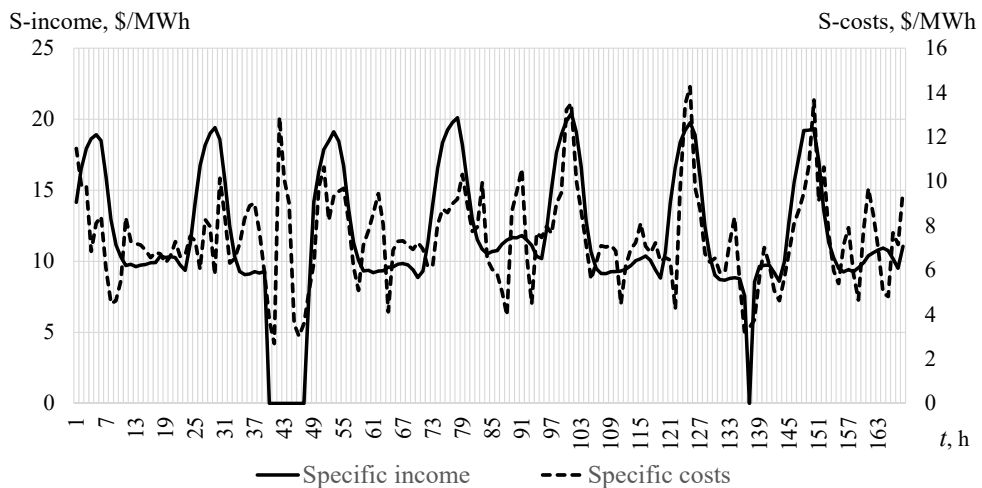


Fig. 4

Conclusions.

The development of distributed generation technologies, energy storage systems and Smart Grid technology, as well as modern trends in the consumer community's formation, encourage the study of "Micro-grids", which, depending on the price situation, can act as both consumers and producers of

electricity.

Taking into account the fact that competition in wholesale markets is often imperfect, and "Micro-grids" have effective pricing mechanisms, the decomposition of the energy system is used, with the selection of the wholesale market as the Top-level and the set of "Micro-grids" as the lower level.

The presented model reflects the functioning of the 'Micro Grid', including a detailed description of traditional and renewable electricity generation technologies, as well as storage technologies. It also displays the main modern 'Micro Grids' mode management instruments. The peculiarities of the interaction of 'Micro Grid' with the Top-level market are taken into account.

The model is formulated as a Unit commitment problem, which allows to adequately reflect the loading modes of traditional generators and RES, as well as the peculiarities of ESS.

The use of this model in conjunction with known models of imperfect competition can adequately describe the functioning and development of energy systems in modern conditions.

1. Saukh S., Borysenko A. Representation of Transmission and Distribution Networks in the Mathematical Model of the Electricity Market Equilibrium. Proceedings of the 2019 IEEE 20th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering* (CPEE 2019). Lviv, Ukraine, 15-18 September 2019. Pp. 182-185. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE47179.2019.8949116>.

2. Bertolini M., Buso M., Greco L. Competition in smart distribution grids. *Energy Policy*. 2020. Vol. 145. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enpol.2020.111729>.

3. Dolanyi M., Bruninx K., Deconinck G., Delarue E. Strategic Operation of Storage in Oligopolistic Electricity Markets: an EPEC Approach. *TME working paper – Energy and Environment*. 2019. 7 p. URL: <http://www.mech.kuleuven.be/tme/research/> (accessed at 15.10.2022).

4. Wang Y., Saad W., Han Z., Poor H.V., Başar T. A Game-Theoretic Approach to Energy Trading in the Smart Grid. *IEEE Trans. Smart Grid*. 2014. Vol. 5. No 3. Pp. 1439-1450. DOI: <https://doi.org/10.1109/TSG.2013.2284664>.

5. Saukh S., Borysenko A. Modelling of market equilibrium on the basis of Smart Grid market system decomposition. Proceedings of the 2020 IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS 2020)*. Kyiv, Ukraine, 12-14 May 2020. Pp. 358-362. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160333>.

6. Arroyo J.M., Conejo A.J. Modeling of Start-Up and Shut-Down Power Trajectories of Thermal Units. *IEEE Trans. Power Syst.* 2004. Vol. 19. No 3. Pp. 1562-1568. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2004.831654>.

7. Carrión M., Arroyo J.M. A Computationally Efficient Mixed-Integer Linear Formulation for the Thermal Unit Commitment Problem. *IEEE Trans. Power Syst.* 2006. Vol. 21. No 3. Pp. 1371-1378. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2006.876672>.

8. Soroudi A. *Power System Optimization Modeling in GAMS*. Springer, 2017. 295 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-62350-4>.

9. Bergh K., Bruninx K., Delarue E., D'haeseleer W. LUSYM: a unit commitment model formulated as a mixed-integer linear program. KULeuven Energy Institute, 2016. 15 p.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ГНУЧКОЇ МІКРОМЕРЕЖІ, ІНТЕГРОВАНОЇ ДО ЗАГАЛЬНОДЕРЖАВНОЇ МЕРЕЖІ

С.Є. Саух¹, чл.-кор. НАН України, А.В. Борисенко², докт. техн. наук

¹ Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України,

вул. Генерала Наумова, 15, Київ, 03164, Україна.

E-mail: ssaukh@gmail.com.

² НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,

пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.

E-mail: andborys@ukr.net.

Описано функціонування локальних електричних мереж («Мікро-мереж»), які завдяки розвитку технологій Розумних Мереж, систем розподіленої генерації та накопичення електроенергії отримали стимул для розвитку. Пропонується структурна декомпозиція ринкової моделі для локальних систем «Ринок верхнього рівня» та «Мікро-мережа», для відображення взаємодії «Мікро-мереж» з оптовим ринком електроенергії. Описано інструменти регулювання навантаження, які забезпечують гнучкість Мікро-мережі. Запропоновано математичну модель «Мікро-мережі», яка сформульована як задача завантаження устаткування. Обчислювальний експеримент показує адекватність результатів моделювання «Мікро-мереж». Бібл. 9, рис. 4, табл. 2.

Ключові слова: Мікро-мережа, гнучкість енергосистеми, декомпозиція ринку, математична модель, проблема завантаження устаткування.

Надійшла 07.11.2022

Остаточний варіант 23.01.2023

АНАЛІЗ ВПЛИВУ РЕЖИМІВ РОБОТИ МЕРЕЖІ НА РІВЕНЬ ОБЛІКУ АКТИВНОЇ ТА РЕАКТИВНОЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Ю.Ф. Тесик^{1*}, докт.техн.наук, О.Л. Карасінський^{1**}, канд.техн.наук,
Р.М. Мороз^{1***}, канд.техн.наук, С.Ю. Пронзалева^{2****}, канд.техн.наук, М.В. Зайков^{2*****}

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

E-mail: luckyposhta@gmail.com

² НВО ТОВ «ЕЛВІН, Лтд»,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

Розкрито одну з причин втрат електроенергії, обумовлену недосконалістю засобів її обліку. Виконано аналіз похибок засобів обліку активної та реактивної енергії в умовах роботи мережі у малокосинусних та малосинусних режимах. Знайдено залежності кутових похибок засобів вимірювання активної та реактивної енергії. Представлено графік зміни кутової похибки електролічильника активної енергії в діапазоні кутів зсуву фаз між напругою і струмом від $-\pi/2$ до $\pi/2$ та графік зміни кутової похибки електролічильника реактивної енергії в діапазоні кутів зсуву фаз між напругою та струмом від -0 градусів до π . Показано, що втрати активної енергії через недосконалість засобів обліку активної енергії сягають нескінченності за умов наближення кута зсуву фаз між векторами струму та напруги до $\pi/2$, а втрати реактивної енергії – до значення π . Розраховано похибки вимірювання активної енергії, які свідчать про непридатність засобів обліку електроенергії, виготовлених за вимогами існуючих стандартів, для обліку електроенергії в малокосинусних режимах роботи мережі. Надано рекомендації щодо шляхів зниження похибки вимірювання лічильників активної та реактивної електроенергії. Бібл. 14, рис. 2, табл. 1.

Ключові слова: режими роботи електричної мережі, трифазна мережа, похибки вимірювань, облік електричної енергії, втрати електроенергії, кутова похибка.

Вступ. Надзвичайно важливим кількісним показником технічного стану електричних мереж та рівня якості їхньої експлуатації є величина втрат електричної енергії (ЕЕ) і тенденції її змін [1, 2].

Загальні втрати ЕЕ в промислово розвинених країнах сягають 6-7% [3] від її загального обсягу. В Україні цей показник досягає 30% [4]. До структури втрат ЕЕ входять і втрати, обумовлені недосконалістю засобів її обліку [5, 6]. Додаткові похибки лічильників електроенергії виникають через зміну умов навколишнього середовища: зміни температури, вологості, підвищений рівень радіаційного опромінення і інші. Важливу роль відіграють також фактори впливу, які виникають в електричних мережах у процесі енергопостачання: підвищений рівень гармонік, коливання напруги і струму, коливання кутів зсуву фаз між векторами напруг і струмів, провали та зростання обвідних напруг, асиметрія векторів трифазної напруги мережі і інші. Ці фактори є невід'ємною частиною роботи електричних мереж. Якщо вплив навколишнього середовища змінює додаткові похибки як в плюс так і в мінус, то фактори, обумовлені режимами роботи мережі, змінюють їх, переважно, в мінус [7].

Синхронізація роботи ОЕС України з енергооб'єднанням країн континентальної Європи (ENTSO-E)» [8] призведе до зростання ціни на електроенергію і до більш прискіпливого її обліку. Відповідно будуть зростати вимоги до засобів обліку, похибки яких вносять свій вклад в структуру втрат ЕЕ.

Стандартами [9] додаткові кутові похибки засобів обліку активної енергії нормуються на кутах зсуву між векторами напруги і струму менше, ніж 60° , де їхні похибки знаходяться в припустимих межах. Але враховуючи те, що до розрахунків за перетікання реактивної енергії залучаються підприємства із заявленою потужністю 50 кВт і вище [10], можна зробити висновок, що підприємства з заявленою потужністю нижче 50 кВт, де не встановлюються конденсаторні установки, можуть генерувати в електричну мережу необмежені обсяги реактивної енергії. Це, в свою чергу, призводить

© Тесик Ю.Ф., Карасінський О.Л., Мороз Р.М., Пронзалева С.Ю., Зайков М.В., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0001-6567-1436>; ** <https://orcid.org/0000-0002-5323-8106>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-4292-8160>; **** <https://orcid.org/0000-0002-2205-6035>;
***** <https://orcid.org/0000-0002-0637-2492>

до падіння $\cos \varphi$ до значень від 0,49 до 0,01 [11]. Підтвердженням цього є результати аналізу коефіцієнта потужності на підприємствах в сільських електромережах [12], де середнє за рік значення $\cos \varphi$ становить 0,5. Тобто, реальні значення $\cos \varphi$ 50% часу у рік можуть сягати значення 0,9, а інші 50% часу становити значення 0,1. Якраз ці 50 % часу і призводять до суттєвого недообліку ЕЕ. Це пояснюється тим, що перетікання електричної енергії впродовж доби відбувається нерівномірно і призводить до суттєвих змін співвідношення активної та реактивної енергії. У періоди доби, коли навантаження значне і відбираються максимальні обсяги активної енергії, кут зсуву фаз між векторами напруг і струмів мережі може бути близьким до нуля. Тому реактивна складова потужності незначна. У вечірній час і вночі, коли навантаження значно менше і відбираються мінімальні обсяги активної енергії, кут зсуву фаз між векторами напруг і струмів мережі збільшується й залишається в межах від 60° до 90° . В цьому випадку реактивна енергія превалює над активною, оскільки інсталяції з індуктивним навантаженням не відключаються. З цієї ж причини існує недооблік енергії на високовольтних підстанціях на 330, 500 і 750 кВ, де перетікання активної енергії сягають тисяч мегават, а компенсація реактивної енергії або відсутня, або є ефективною тільки під час номінального навантаження.

Із наближенням кута зсуву фаз між векторами напруги й струму до 90° зростає від'ємне значення похибки вимірювання активної потужності через недосконалість вимірювальних трансформаторів струму. З наближенням кута зсуву фаз між векторами напруги і струму до нуля градусів з тієї ж причини зростає від'ємне значення похибки вимірювання реактивної потужності.

Мета роботи – виявити джерела технологічних втрат електроенергії, зумовлених недосконалістю існуючих стандартів в частині вимог до діапазону кутів зсуву фаз між векторами напруг і струмів сертифікованих засобів обліку, оцінити вплив режимів роботи мережі на похибки вимірювання активної і реактивної енергії та вказати на методи покращення метрологічних характеристик електрочисельників.

Основні матеріали дослідження. Вимірювання потужності у високовольтних мережах відбувається за структурною схемою [13], яка містить три трансформатори струму, три трансформатори напруги і трифазний лічильник електричної енергії. Недоліком цієї структури є наявність трансформаторів струму, які мають кут $\Delta \varphi$ зсуву фаз вихідних сигналів по відношенню до кутів зсуву фаз вхідних сигналів, що призводить до значних похибок обліку ЕЕ, особливо за умов роботи мереж у малокосинусних та малосинусних режимах.

Активна потужність P визначається за формулою

$$P = UI \cos \varphi, \quad (1)$$

де U – напруга мережі; I – струм мережі; φ – кут зсуву фаз між векторами напруги та струму мережі.

Оскільки між первинними та вторинними векторами вимірювальних трансформаторів струмів і напруг існують певні кути зсуву фаз, формулу (1) слід представити наступним чином:

$$P = UI \cos(\varphi - \Delta \varphi) = UI(\cos \varphi \cos \Delta \varphi + \sin \varphi \sin \Delta \varphi), \quad (2)$$

де $\Delta \varphi$ – кут зсуву фаз між векторами вторинних вимірювальних трансформаторів напруги й струму.

Оскільки значення кута $\Delta \varphi$ близьке до нуля, приймемо значення функції $\cos \Delta \varphi$ рівним одиниці. Тоді вираз (2) набуде наступного вигляду:

$$P = UI \cos \varphi + UI \sin \varphi \sin \Delta \varphi. \quad (3)$$

Перша складова виразу (3) є не що інше як істинне значення активної потужності $P_i = UI \cos \varphi$, тоді як друга складова являє собою абсолютну похибку вимірювання активної потужності, викликану наявністю кута зсуву фаз між вторинними векторами вимірювальних трансформаторів струмів і напруг $\Delta P = UI \sin \varphi \sin \Delta \varphi$. Відносно ж похибку вимірювання активної потужності, викликану кутом $\Delta \varphi$, можна представити наступним чином:

$$\delta_P(\varphi) = \frac{\Delta P}{P_i} = \frac{\sin \varphi \sin \Delta \varphi}{\cos \varphi} = \operatorname{tg} \varphi \sin \Delta \varphi, \quad (4)$$

де $\delta_P(\varphi)$ – відносна кутова похибка вимірювання потужності.

З виразу (4) випливає, що відносна кутова похибка вимірювання потужності пропорційна тангенсу кута зсуву фаз між векторами напруги та струму мережі та синусу кута зсуву фаз, який вноситься вимірювальними трансформаторами струму і напруги.

Залежність похибки вимірювання активної потужності від кута зсуву фаз між векторами напруги і струму мережі представлено на рис. 1. Оскільки функція $\sin \Delta\varphi$ є постійною величиною, характер цієї залежності повністю визначається функцією $\operatorname{tg} \varphi$.

З рис. 1 видно, що на кутах, близьких до 90° , відносна кутова похибка вимірювання активної потужності наближається до нескінченності, в той час, як за умови значень кута φ , близьких до 0° , ця похибка наближається до нуля.

Тому особлива увага до точності вимірювань засобів обліку активної енергії приділяється в умовах малокосинусних режимів роботи мереж.

Дотримуючись виразу (4), розрахуємо похибки найбільш поширеного в експлуатації засобу обліку класу точності 2.0 у робочому діапазоні кутів зсуву фаз між векторами струмів і напруг реальної електричної мережі. Для лічильників такого класу точності максимальна кутова похибка у відповідності до вимог стандарту за умови, що $\varphi = 60^\circ$, становить 3%. Тобто, припустимий паразитний кут зсуву фаз $\Delta\varphi$ між векторами струму і напруги, викликаний недосконалістю засобу обліку, сягає 1° . Відповідно, $\sin \Delta\varphi$ становить 0,0175. Результати розрахунків для всього діапазону представлено у таблиці. Як видно з таблиці, у точці діапазону, коли кут зсуву між векторами струму і напруги мережі дорівнює 60° , похибка δ_p становить 3%, а за умови кутів менше 60° маємо $\delta_p < 3\%$. Таким чином, рівні кутових похибок у межах діапазону кутів зсуву фаз між векторами струмів і напруг від 0 до 60° відповідають рівням, вказаним у стандартах. Що ж стосується кутових похибок поза діапазоном від 0 до 60° , то $\delta_p > 3\%$.

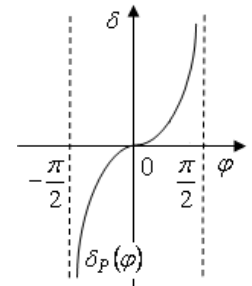


Рис. 1

φ , град.	0,0	10	20	30	40	50	60	70	80	85	89
$\operatorname{tg} \varphi$	0,0	0,175	0,364	0,577	0,839	1,19	1,73	2,75	5,67	11,43	57,3
$\delta_p, \%$	0,0	0,03	0,64	1,01	1,47	2,08	3	4,8	9,9	20,0	100,0

Із таблиці видно, що після кута зсуву між векторами напруги й струму, який становить 60° , похибка вимірювання активної потужності стрімко зростає, що призводить до суттєвого недообліку енергії, який рівноцінний її втратам.

Реактивна потужність Q визначається за формулою

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (5)$$

З урахуванням кута зсуву фаз між вторинними векторами вимірювальних трансформаторів напруги і струму вираз (5) можна представити наступним чином:

$$Q = UI \sin(\varphi - \Delta\varphi) = UI \sin \varphi \cos \Delta\varphi + UI \cos \varphi \sin \Delta\varphi, \quad (6)$$

Оскільки значення кута $\Delta\varphi$ близьке до нуля, приймемо значення функції $\cos \Delta\varphi$, як і в першому випадку, рівним одиниці. Тоді вираз (6) набуде наступного вигляду:

$$Q = UI \sin \varphi + UI \sin \Delta\varphi \cos \varphi. \quad (7)$$

Перша складова виразу (7) є не що інше, як істинне значення реактивної потужності $Q_i = UI \sin \varphi$, тоді як друга складова являє собою абсолютну похибку вимірювання реактивної потужності, викликану наявністю кута зсуву фаз між вторинними векторами вимірювальних трансформаторів струмів і напруг $\Delta Q = UI \cos \varphi \sin \Delta\varphi$. Відносну ж похибку вимірювання реактивної потужності, викликану кутом $\Delta\varphi$, можна представити наступним чином:

$$\delta_Q(\varphi) = \frac{\Delta Q}{Q_i} = \frac{\cos \varphi \sin \Delta\varphi}{\sin \varphi} = \operatorname{ctg} \varphi \sin \Delta\varphi. \quad (8)$$

Залежність похибки вимірювання реактивної потужності від кута зсуву фаз між векторами напруги і струму мережі представлено на рис. 2. Оскільки функція $\sin \Delta\varphi$ є постійною величиною, характер цієї залежності повністю визначається функцією $\operatorname{ctg} \varphi$.

Оскільки похибки вимірювання реактивної потужності за умов малосинусних режимів роботи мережі будуть аналогічними тим, що приведені у таблиці для похибок активної потужності за умов

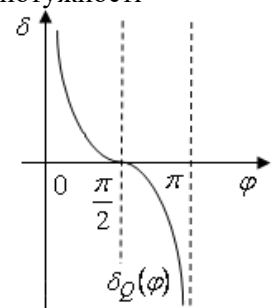


Рис. 2

малокосинусних режимів роботи мережі, результати розрахунків похибок вимірювання реактивної потужності не приводяться.

Похибки, наведені в таблиці в діапазоні кутів зсуву фаз між векторами струмів і напруг від 60° до 89° , не відповідають ряду класів точності засобів вимірювання, які підлягають сертифікації. Тобто, за умови малокосинусних і малосинусних режимів роботи мережі засоби обліку, створені за міжнародними стандартами, не підлягають сертифікації, а їхнє використання призводить до значних втрат електроенергії.

Такий рівень втрат електроенергії суттєво ускладнює зведення балансу між енергосистемами НЕК «Укренерго», між НЕК «Укренерго» та облenergo, а в подальшому і на міждержавному рівні.

Висновки. Таким чином, засоби обліку, виготовлені за існуючими міжнародними стандартами, не забезпечують повного обліку активної електричної енергії у малокосинусних режимах роботи мережі і повного обліку реактивної енергії у малосинусних режимах роботи мережі.

Усунення цього недоліку можливе шляхом удосконалення стандартів, у яких прономовано похибки вимірювання в усьому діапазоні кутів зсуву фаз від $0,0^\circ$ до 89° , або шляхом створення нового стандарту для лічильників, які мають працювати у малокосинусних та малосинусних режимах роботи мережі.

Забезпечення метрологічних характеристик засобів обліку у відповідності до вимог цих стандартів досягається створенням комірок обліку на основі трансформаторів струму з кутовою похибкою на рівні $0,001^\circ$ або створенням електролічильників з можливістю регулювання зміщення у часі вибірок сигналу [14] у каналі напруги по відношенню до вибірок сигналу у каналі струму.

Роботу виконано за рахунок бюджетної теми "Розвиток теоретичних основ прецизійного вимірювання режимних параметрів електричних мереж і створення нових методів відтворення електричних величин" (шифр – "ЮПТЕР-7"), КПКВК 6541030.

1. Petković P., Stevanović D. Detection of power grid harmonic pollution sources based on upgraded power meters. *Journal of Electrical Engineering*. 2014. Vol. 65. No 3. Pp. 163-168. DOI: <https://doi.org/10.2478/jee-2014-0025>.
2. Кулик В.В., Бурикін О.Б., Глоба О.В. Інформаційно-програмне забезпечення пофідерного аналізу й оптимізації втрат електроенергії у розподільних електромережах з розосередженим генеруванням. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 48. С. 33-38. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2017.48.033>.
3. Dejan Stevanovic, Predrag Petkovic. Utility Needs Smarter Power Meters in Order to Reduce Economic Losses. *Facta Universitatis – Series: Electronics and Energetics*. 2015. No 28(3). Pp. 407-421. DOI: <https://doi.org/10.2298/FUEE1503407S>.
4. Саченко О.А. Концептуальна модель портфельного управління інноваційними проектами модернізації обладнання енергопідприємств. *Управління проектами та розвиток виробництва*. 2015. № 4(56). С. 61-70.
5. Puzović S., Koprivica B., Milovanović A., Đekić M. Analysis of measurement error in direct and transformed-operated measurement system for electric energy and maximum power measurement. *Facta Universitatis – Series: Electronics and Energetics*. 2014. Vol. 27. No 3. Pp. 389-398. DOI: <https://doi.org/10.2298/FUEE1403389P>.
6. Приведений С.А., Рой В.Ф. Вплив похибок вимірювальних трансформаторів на точність обліку електроенергії. *Коммунальное хозяйство городов. Научно-технический сборник*. 2009. № 86. С. 247-251.
7. Олейник В.Г., Хара С.А. Влияние погрешностей измерительных трансформатора тока и напряжения на коммерческие потери в энергосистеме. *Збірник наукових праць I Всеукраїнської науково-технічної конференції викладачів, аспірантів і студентів: Сучасні проблеми систем електропостачання промислових та побутових об'єктів*. 18-19 жовтня 2012 р. Донецьк: «ДВНЗ» ДонНТУ, 2012. 167 с.
8. Щодо синхронізації енергосистеми України з енергосистемою континентальної Європи. Новини галузі. ЕнергоВсесвіт. URL: <https://vse.energy/news/pek-news/1929-osp-entso-e> (дата звернення 20.01.2022).
9. ГОСТ 30207-94. Статические счетчики Ватт-часов активной энергии переменного тока. Классы точности 1 и 2. М.: Издательство стандартов, 1997. 16 с.
10. Порядок розрахунків за перетікання реактивної електричної енергії. Методика обчислення плати за перетікання реактивної електроенергії затверджена наказом Міністерства енергетики та вугільної промисловості України від 06.02.2018р. № 87 зі змінами внесеними згідно з наказом Міністерства енергетики України № 764 від 30.11.2020. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0109-21#Text> (дата доступу 05.07.2022)
11. Компенсация реактивной мощности. URL: http://ss-energo.ru/cgi-bin/ss_energo/index.pl?text=page2&i=35 (дата доступу 02.07.2022)
12. Сотнік О.В. Методи зниження втрат електроенергії в сільських мережах напругою 0,4 кВ комунально-побутового призначення: автореф. дис. ... кандидата тех. наук: 05.14.02. Донецький національний технічний університет. Донецьк. 2012. 21с.
13. Тесик Ю.Ф., Пронзалева С.Ю. Вплив метрологічного забезпечення на ефективність використання електроенергії. *Гіротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно-космічної техніки*. 2015. № 4. С. 229-233.

14. Карасинський О.Л., Тесик Ю.Ф. Корекція похибок у приладах для вимірювання параметрів електричної енергії. *Технічна Електродинаміка*. 2021. № 2. С. 84-90. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.084>.

ANALYSIS OF THE IMPACT OF NETWORK OPERATION REGIMES ON THE LEVEL OF ACCOUNTING ACTIVE AND REACTIVE ELECTRICITY

Yu.F. Tesik¹, O.L. Karasinskiy¹, R.M. Moroz¹, S.Iu. Pronzeleva², M.V. Zaikov²

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: luckyposhta@gmail.com

² NGO LLC «ELVIN, Ltd»,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

One of the reasons of losses of the electric power caused by imperfection of means of its account is revealed. The analysis of errors of means of the account of active and reactive energy in the conditions of work of a network in low-sine and low-sine modes is executed. The dependences of the angular errors of the means of measuring active and reactive energy are found. The graph of the change of the angular error of the active energy meter in the range of phase shift angles between voltage and current from $-\pi/2$ to $\pi/2$ and the graph of the angular error of the reactive energy meter in the range of phase shift angles between voltage and current from -0 degrees to π are presented. The loss of active energy due to imperfection of active energy meters reaches infinity under the conditions of approaching the phase shift angle between current and voltage vectors to $\pi/2$, and the loss of reactive energy reaches infinity under the conditions of approaching the phase shift between current and voltage vectors to π are shown. The errors of active energy measurement are calculated, which indicate the unsuitability of electricity meters manufactured in accordance with existing standards for metering of electricity in low-cosine modes of network operation. References 14, figures 2, tables 1.

Key words: modes of operation of the electrical network, three-phase network, measurement errors, electricity metering, electricity consumption, angular error.

1. Petković P., Stevanović D. Detection of power grid harmonic pollution sources based on upgraded power meters. *Journal of Electrical Engineering*. 2014. Vol. 65. No 3. Pp. 163-168. DOI: <https://doi.org/10.2478/jee-2014-0025>.
2. Kulyk V.V., Burykin O.B., Globa O.V. Informational program for safe post-feeder analysis of electro-optimergy losses in separate power grids with distributed generation. *Pratsi Institutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2017. Vyp. 48. Pp. 33-38. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2017.48.033>.
3. Dejan Stevanovic, Predrag Petkovic. Accuracy of Digital Electricity Meters. Electric power research institute (EPRI). May 2010. Utility Needs Smarter Power Meters in Order to Reduce Economic Losses. *Facta universitatis – Series: Electronics and Energetics*. 2015. No 28(3). Pp. 407-421. DOI: <https://doi.org/10.2298/FUEE1503407S>.
4. Sachenko O.A. Conceptual model of portfolio management of innovative projects of equipment modernization of energy enterprises. *Upravlinnia proektamy ta rozvytok vyrobnytsva*. 2015. No 4(56). Pp. 61-70. (Ukr)
5. Puzović S., Koprivica B., Milovanović A., Đekić M. Analysis of measurement error in direct and transformed-operated measurement system for electric energy and maximum power measurement. *Facta Universitatis – Series: Electronics and Energetics*. 2014. Vol. 27. No 3. Pp. 389-398. DOI: <https://doi.org/10.2298/FUEE1403389P>.
6. Pryvedenyi S.A., Roi V.F. The impact of measuring transformer errors on the accuracy of electricity metering. *Communalnoe khoziaistvo gorodov. Nauchno-tehnicheskii sbornik*. 2009. No 86. Pp. 247-251. (Ukr).
7. Oleinik V.G., Khara S.A. Influence of errors of measuring current and voltage transformers on commercial losses in the power system. *Zbirnyk naukovykh prats I Vseukrainskoi naukovo-tehnichnoi konferentsii vykladachiv, aspirantiv i studentiv: Suchasni problemy system elektropostachannia promyslovykh ta pobutivnykh obektiv*. 18-19 July 2012 Donetsk: "DVNZ" DonNTU, 2012. 167 p. (Rus)
8. Regarding the synchronization of the energy system of Ukraine with the energy system of continental Europe. Industry news. EnerhoVsesvit. URL: <https://vse.energy/news/pek-news/1929-osp-entso-e> (accessed at 01.20.2022). (Ukr)
9. GOST 30207-94. Static meters Watt-hours of active AC energy. Accuracy classes 1 and 2. Moskva: Izdatelstvo standartov, 1997. 16 p. (Rus)
10. The order of calculations for the flow of reactive electrical energy. The method of calculating the fee for the flow of reactive electricity was approved by the order of the Ministry of Energy and Coal Industry of Ukraine dated February 6, 2018. No 87 with changes introduced in accordance with the order of the Ministry of Energy of Ukraine No 764 dated 30.11.2020. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0109-21#Text> (accessed at 05.07.2022). (Ukr)
11. Reactive power compensation. URL: http://ss-energo.ru/cgi-bin/ss_energo/index.pl?text=page2&i=35 (accessed at 02.07.2022). (Rus)
12. Sotnik O.V. Methods of reducing electricity losses in rural networks with a voltage of 0.4 kV for communal and household purposes: author's abstract of Phd. tech. sci. diss.: 05.14.02. Donetskii natsionalnyi tekhnichniy universytet. Donetsk. 2012. 21 p. (Ukr)
13. Tesyk Yu.F., Pronzeleva S.Yu. The influence of metrological support on the efficiency of electricity use. *Hiro-tekhnohii, navihatsiia, keruvannia rukhom i konstruiuvannia aviatsiino-kosmichnoi tekhniki*. 2015. No 4. Pp. 229-233. (Ukr)
14. Karasynskiy O.L., Tesyk Y.F. Correction of errors in devices for measuring electrical energy parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 2. Pp. 84-90. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.084>.

Надійшла 16.05.2022
Остаточний 31.01.2023

ЗМЕНШЕННЯ ВПЛИВУ ОПОРІВ ПЕРЕНОСУ ЗАРЯДУ У БІОСЕНСОРНИХ КОНДУКТОМЕТРИЧНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ

П.І. Борщов*, канд. техн. наук, В.Г. Мельник**, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: pavbor2010@gmail.com.

У статті запропоновано подальший розвиток способу зменшення похибки вимірювання локальних змін електропровідності розчинів електролітів, обумовленої зміною фонові електропровідності вимірювального середовища. Така похибка виникає в диференційних кондуктометричних біосенсорах з робочим і референсним перетворювачами, якщо їхні електричні параметри суттєво відрізняються. На відміну від раніше відомого, в описаному способі враховується вплив приелектродних опорів переносу зарядів, який стає особливо помітним через суттєву різницю значень цих параметрів перетворювачів. Мета полягає в тому, щоб забезпечити глибоке придушення впливу фонових змін електропровідності розчинів через істотні відмінності реактивних і активних складових імпедансів пар перетворювачів сенсора, в тому числі й приелектродних опорів переносу зарядів. Розглянуто математичні вирази, що характеризують процес приведення мостового вимірювального кола у специфічний стан квазірівноваги, в якому вплив змін фонові електропровідності розчинів електролітів є мінімальним. Отримано формули для розрахунку параметрів напруги на референсному перетворювачі, що надають змогу встановлення вказаного режиму вимірювального кола. Запропоновано методику визначення опорів переносу зарядів з використанням результатів додаткових вимірювань параметрів імпедансів перетворювачів на частоті, що вище робочої. Наведено результати досліджень придушення впливу змін фонові електропровідності розчину в диференційному кондуктометричному каналі з використанням комп'ютерної моделі, які показали можливість суттєвого зниження впливу змін фонові електропровідності розчину порівняно з відомим способом. Бібл. 9, рис. 2, табл. 1.

Ключові слова: диференційний кондуктометричний біосенсор, мостове вимірювальне коло, квазірівновага.

Використання біосенсорних кондуктометричних вимірювальних перетворювачів має великі перспективи для отримання інформації щодо стану оточуючого середовища, якості матеріалів та харчових продуктів. Вони також можуть застосовуватися в біотехнологіях, в медичній та технічній діагностиці [1-5]. Широко відомі двохелектродні кондуктометричні перетворювачі на основі планарних зустрічно-гребінчастих електродів, на які нанесено селективну біохімічну мембрану [6-10]. Інформативна фізична величина за таких вимірювань – локальна зміна питомої електропровідності розчину, що обумовлено зміною концентрації заряджених часток в результаті біохімічної реакції в мембрані.

Апаратура та метод вимірювання.

Для усунення впливу неінформативних змін фонові питомої електропровідності, обумовлених змінами температури, концентрації розчину та іншими факторами впливу, застосовують диференціальні сенсори, що містять робочий перетворювач, на який нанесено активну мембрану, і референсний з пасивною мембраною, який використовується для визначення фонові електропровідності розчину. Для вимірювань ці перетворювачі підключають у мостове вимірювальне коло [11]. Структурну схему вимірювального пристрою наведено на рис. 1. Позначення блоків: ДПН – джерело постійної опорної напруги; ЦГ1, ЦГ2 – цифрові генератори ступінчастих квазисинусоїдальних напруг; S_A , S_{AR} – робочий і референсний перетворювачі сенсора; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ПСН – перетворювач «струм-напруга»; СД – синхронний детектор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; МБК – мікропроцесорний блок керування; БКФЗ – блок керування фазовим зсувом. Позначення сигналів: U_0 , U_{01} – постійні опорні напруги цифрових генераторів; U_A , U_R – вихідні квазисинусоїдальні напруги генераторів; I_A , I_R – змінні струми через перетворювачі сенсора; ΔI – струм нерівноваги мостового вимірювального кола; U_X – напруга, пропорційна струму нерівноваги; U_S , U_Q – опорні напруги синхронного детектора (відповідно синфазна і квадратурна відносно напруги U_A); T_1 , T_2 – тактові імпульси керування генераторами; N_D – код керування ЦАП; N_φ – код керування фазовим зсувом напруги U_R відносно напруги U_A .

Мостове коло має дві гілки, кожна з яких містить цифровий генератор ($DG1, DG2$) квазисинусоїдальної напруги та перетворювач сенсора (активний і референсний). Міст живиться від постійної стабільної напруги з виходу ДПН. До гілки робочого перетворювача ця напруга підключена безпосередньо, до гілки референсного – через ЦАП. Цифрові генератори формують квазі-синусоїдальні напруги U_A і U_R під керуванням тактових імпульсів TI_1, TI_2 .

Різниця фаз між напругами U_A і U_R встановлюється блоком БКФЗ шляхом відповідної затримки у часі тактових імпульсів TI_2 відносно імпульсів TI_1 . Таким чином, до робочого перетворювача підключено напругу з фіксованою амплітудою та фазою, до референсного – напругу з регульованими параметрами. Мостове коло врівноважується шляхом регулювання амплітуди та фазового зсуву напруги U_R відносно напруги U_A . Процесом врівноважування керує блок МБК, що виробляє коди керування N_ϕ і N_D за результатами вимірювання АЦП рівня синфазної та квадратурної складових сигналу нерівноваги моста. Ці складові виділяються синхронним детектором СД, на опорний вхід якого блок МБК підключає синфазну й квадратурну опорні напруги U_S і U_Q .

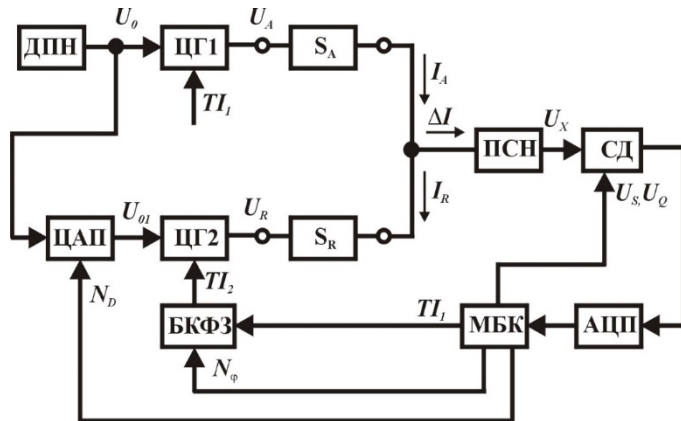


Рис. 1.

Якщо параметри перетворювачів однакові і мостове коло врівноважене, то зміни струмів, обумовлені змінами фонові електропровідності розчину, взаємно компенсуються та не впливають на інформативний сигнал на виході кола. Однак на практиці доводиться мати справу з сенсорами, у яких параметри перетворювачів суттєво різняться [11], в цьому випадку вплив змін фонові електро-

провідності розчину на результат вимірювання залишається недопустимо великим. У [12] описано спосіб зниження вказаного впливу шляхом встановлення особливого стану квазірівноваги мостового вимірювального кола, який забезпечує взаємну компенсацію змін струмів через перетворювачі сенсора у разі зміни фонові електропровідності. Параметри напруги регульованого генератора обчислюються з використанням спрощеної двохелементної еквівалентної електричної схеми перетворювача, яка представляє собою послідовне з'єднання електропровідності розчину та електричної ємності приелектродного шару. Наведені у [12] результати математичного і фізичного моделювання показують можливість зменшення впливу змін фонові електропровідності розчину. Однак прийняте у цій роботі представлення сенсорів є неповним, воно не враховує вплив приелектродного опору переносу зарядів. Отримані авторами дані експерименту вказують на необхідність введення третього елемента у двохелементну еквівалентну електричну схему перетворювача біосенсора. Було досліджено реальні зразки сенсорів з золотими електродами, що мають параметри зустрічно-гребінкової структури 20×20 мкм за розмірів $1,5 \times 1,5$ мм. На електроди було нанесено пасивні мембрани, сенсор занурювали в фосфатний буферний розчин з концентрацією 7 мМ, рН 7,0 в кількості 2 мл, який перемішувався магнітним міксером. Зокрема, під час вимірювання параметрів одного з перетворювачів за допомогою моста змінного струму P5083 було отримано наступні результати за послідовною схемою заміщення:

- на частоті 70 кГц активний опір 581,5 Ом, ємність 11,4 нФ;
- на частоті 100 кГц активний опір 562,8 Ом, ємність 10,4 нФ.

Вказана залежність активного опору від частоти не може бути обґрунтована з використанням

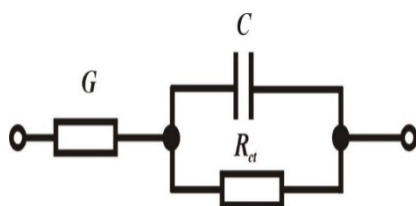


Рис. 2.

двохелементної послідовної еквівалентної електричної схеми. Необхідно врахувати третій елемент схеми, а саме, опір переносу заряду, що підключений паралельно ємності приелектродного шару. Еквівалентну електричну схему перетворювача з урахуванням вказаного параметра показано на рис. 2, де G – електропровідність розчину; C – ємність приелектродного шару; R_{ct} – активний опір переносу зарядів у приелектродному шарі. Індекс «A» означає параметр робочого перетворювача; індекс «R» – референсного. Вплив опору переносу зарядів виявляється помітним

через суттєву різницю опорів переносу зарядів у робочому та референсному перетворювачі.

Наприклад, якщо параметри робочого сенсора мають значення $G_A = 1$ мСм, $C_A = 5,44$ нФ, а референсного – $G_R = 1$ мСм, $C_R = 4,352$ нФ, то за відносної зміни фонові електропровідності на 1 % коефіцієнт придушення її впливу складає близько 60 (перший рядок табл. 1 в роботі [8]). Якщо при цьому інформативний приріст електропровідності розчину у робочому перетворювачі також складає 1 %, то адитивна похибка вимірювання, обумовлена цим фактором, складе близько 1,5 %, що задовольняє потреби практичних вимірювань. Однак, якщо при цьому опір переносу зарядів у робочому перетворювачі складає, наприклад, 3 кОм, а у референсному – 10 кОм, то коефіцієнт придушення під час застосування алгоритму, описаного у [12], знижується до 16, при цьому точність вимірювань вже не можна вважати задовільною.

Мета роботи.

Метою даної роботи є розробка способу визначення параметрів стану квазірівноваги мостового вимірювального кола, який забезпечить зменшення впливу опорів переносу зарядів на ступінь придушення змін фонові електропровідності розчину у диференціальних біосенсорних кондуктометричних перетворювачах.

Розробка удосконаленого методу вимірювання.

Пропонується удосконалити відомий спосіб зменшення впливу змін фонові електропровідності розчину, описаний у [12], шляхом застосування нового виразу для визначення коефіцієнту корекції амплітуди на референсному перетворювачі, який враховує вплив опорів переносу зарядів у перетворювачах диференціальних біосенсорів.

Розглянемо процес приведення мостового вимірювального кола з диференційним біосенсором у стани рівноваги та квазірівноваги з урахуванням опорів переносу зарядів. Skorистаємося методом комплексних амплітуд для розрахунків електричних кіл, що працюють під дією змінних напруг синусоїдальної форми з круговою частотою ω .

Імпеданси приелектродних шарів перетворювачів (паралельне з'єднання C і R_{ct}) визначаються з таких виразів:

$$\dot{Z}_{Aes} = \frac{1}{\frac{1}{R_{Act}} + j \cdot \omega \cdot C_A}, \quad (1)$$

$$\dot{Z}_{Res} = \frac{1}{\frac{1}{R_{Rct}} + j \cdot \omega \cdot C_R}, \quad (2)$$

де j – уявна одиниця.

Для спрощення аналізу приймаємо умову, що напруга U_A має нульову початкову фазу

$$\dot{U}_A = U_A. \quad (3)$$

Напруга на референсному перетворювачі

$$\dot{U}_B = |\dot{U}_B| \cdot \exp(j \cdot \varphi_B), \quad (4)$$

де $|\dot{U}_B|$ – модуль регульованої напруги; φ_B – кут фазового зсуву цієї напруги відносно U_A .

Комплексний струм через робочий перетворювач

$$\dot{I}_{A1} = U_A \cdot \frac{1}{\dot{Z}_{Aes} + \frac{1}{G_A}}. \quad (5)$$

Після підстановки (1) і проведення перетворень вираз (5) має вигляд

$$\dot{I}_{A1} = U_A \cdot \frac{G_A \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)}{G_A \cdot R_{Act} + 1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A}. \quad (6)$$

Представимо (6) у показниковій формі

$$\dot{I}_{A1} = U_A \cdot G_A \cdot \frac{\sqrt{1 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}}{\sqrt{(1 + G_A \cdot R_{Act})^2 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}} \cdot \exp(j \cdot \varphi_{A1}), \quad (7)$$

де $\varphi_{A1} = \varphi_{A11} - \varphi_{A12}$, $\varphi_{A11} = \arctg(\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)$, $\varphi_{A12} = \arctg\left(\frac{\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A}{1 + G_A \cdot R_{Act}}\right)$.

Аналогічно визначимо у показниковій формі струм, що протікає через референсний перетворювач

$$\dot{I}_{R1} = U_B \cdot \exp(j \cdot \varphi_B) \cdot G_R \cdot \frac{\sqrt{1 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}}{\sqrt{(1 + G_R \cdot R_{Rct})^2 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}} \cdot \exp(j \cdot \varphi_{R1}), \quad (8)$$

де $\varphi_{R1} = \varphi_{R11} - \varphi_{R12}$, $\varphi_{R11} = \arctg(\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)$, $\varphi_{R12} = \arctg\left(\frac{\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R}{1 + G_R \cdot R_{Rct}}\right)$.

Приведення вимірювального кола у стан рівноваги полягає у досягненні рівності струмів, що визначаються виразами (7) і (8), тобто рівними стають їхні модулі та фазові кути. Знаходимо параметри напруги на референсному перетворювачі у стані рівноваги вимірювального кола

$$\varphi_{B1} = \varphi_{A1} - \varphi_{R1}, \quad (9)$$

$$N_{D1} = \frac{|U_B|}{U_A} = \frac{G_A}{G_R} \cdot \frac{\sqrt{1 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}}{\sqrt{1 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}} \cdot \frac{\sqrt{(1 + G_R \cdot R_{Rct})^2 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}}{\sqrt{(1 + G_A \cdot R_{Act})^2 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}}, \quad (10)$$

де N_{D1} – код керування ЦАП для стану рівноваги.

Тепер визначимо параметри стану квазірівноваги вимірювального кола, у якому вплив змін фонові електропровідності розчину на результат вимірювання локальних змін електропровідності буде мінімальним.

Після введення у розчин аналітичної речовини змінюється питома електропровідність розчину. Це еквівалентно множенню електропровідностей перетворювачів на однаковий коефіцієнт K_G

$$G'_A = K_G \cdot G_A = G_A + \Delta G_A, \quad G'_R = K_G \cdot G_R = G_R + \Delta G_R.$$

Комплексний струм через робочий перетворювач після зміни електропровідності розчину

$$\dot{I}_{A2} = U_A \cdot \frac{(G_A + \Delta G_A) \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)}{(G_A + \Delta G_A) \cdot R_{Act} + 1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A}. \quad (11)$$

Зміна струму через робочий перетворювач

$$\begin{aligned} \Delta \dot{I}_A &= U_A \left(\frac{(G_A + \Delta G_A) \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)}{(G_A + \Delta G_A) \cdot R_{Act} + 1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A} - \rightarrow \right. \\ &\left. \rightarrow \frac{G_A \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)}{G_A \cdot R_{Act} + 1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A} \right). \end{aligned} \quad (12)$$

Після приведення до спільного знаменника і перетворень вираз (12) набуває вигляду

$$\Delta \dot{I}_A = U_A \frac{\Delta G_A \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}{(G_A \cdot R_{Act} + 1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A) \cdot [(G_A + \Delta G_A) \cdot R_{Act} + 1 + j \cdot \omega \cdot R_{Act} \cdot C_A]}. \quad (13)$$

Фазовий кут зміни струму відносно напруги U_A

$$\varphi_{\Delta A} = 2 \cdot \varphi_{A11} + \varphi_{A12} + \varphi_{A13}, \quad (14)$$

де $\varphi_{A13} = \arctg\left(\frac{\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A}{1 + (G_A + \Delta G_A) \cdot R_{Act}}\right)$.

Відносна різниця тангенсів кутів φ_{A12} і φ_{A13}

$$\frac{\operatorname{tg} \varphi_{A12} - \operatorname{tg} \varphi_{A13}}{\operatorname{tg} \varphi_{A12}} = \frac{\Delta G_A \cdot R_{Act}}{1 + G_A \cdot R_{Act} + \Delta G_A \cdot R_{Act}}.$$

Враховуючи, що у реальних сенсорах електропровідність розчину G суттєво більша за активну електропровідність приелектродного шару, тобто $G_A \cdot R_{Act} \gg 1$, крім того, $G_A \gg \Delta G_A$, можна вважати

$$\frac{\operatorname{tg} \varphi_{A12} - \operatorname{tg} \varphi_{A13}}{\operatorname{tg} \varphi_{A12}} \approx \frac{\Delta G_A}{G_A}. \quad (15)$$

Таким чином, відносна різниця тангенсів вказаних кутів приблизно дорівнює відносній зміні електропровідності розчину сенсора, яка не перевищує одиниць відсотків. Наприклад, за відносної зміни електропровідності на 1 % максимальна різниця вказаних кутів не перевищить 0,3°. Для досягнення достатнього придушення змін фонові електропровідності можна вважати, що $\varphi_{A13} \approx \varphi_{A12}$ і, відповідно

$$\varphi_{\Delta A} \approx 2 \cdot \varphi_{A1}. \quad (16)$$

Модуль зміни струму через робочий перетворювач отримуємо з (13)

$$\begin{aligned} |\Delta \dot{I}_A| &= U_A \cdot \Delta G_A \cdot \frac{1 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}{\sqrt{(G_A \cdot R_{Act} + 1)^2 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{\sqrt{[(G_A + \Delta G_A) \cdot R_{Act} + 1]^2 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}} \end{aligned} \quad (17)$$

За аналогією з (13) визначимо зміну струму через референсний перетворювач

$$\begin{aligned} \Delta \dot{I}_R &= U_B \cdot \exp(j \cdot \varphi_{B2}) \cdot \frac{\Delta G_R \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}{(G_R \cdot R_{Rct} + 1 + j \cdot \omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{(G_R + \Delta G_R) \cdot R_{Rct} + 1 + j \cdot \omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R} \end{aligned} \quad (18)$$

Фазовий кут цієї зміни струму визначається аналогічно (14)

$$\varphi_{\Delta IR} \approx \varphi_{B2} + 2 \cdot \varphi_{R1} \quad (19)$$

Аналогічно (14) отримуємо модуль зміни струму через референсний перетворювач

$$\begin{aligned} |\Delta \dot{I}_R| &= |\dot{U}_B| \cdot \Delta G_R \cdot \frac{1 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}{\sqrt{(G_R \cdot R_{Rct} + 1)^2 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{\sqrt{[(G_R + \Delta G_R) \cdot R_{Rct} + 1]^2 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}} \end{aligned} \quad (20)$$

Задля забезпечення рівності векторів змін струмів через перетворювачі, обумовлених зміною питомої електропровідності розчину, переводимо мостове вимірювальне коло у стан квазірівноваги. Для цього необхідно виконати дві умови:

- рівність фазових кутів векторів змін струмів;
- рівність модулів цих векторів.

Перша умова вимагає рівності виразів (16) і (19). З цього витікає

$$\varphi_{B2} = 2(\varphi_A - \varphi_R) \quad (21)$$

З умови рівності модулів (17) і (20) знаходимо відношення амплітуд напруг на референсному та робочому перетворювачах

$$\begin{aligned} N_{D2} &= \frac{\Delta G_A}{\Delta G_R} \cdot \frac{1 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}{1 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2} \cdot \frac{\sqrt{(G_R \cdot R_{Rct} + 1)^2 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}}{\sqrt{(G_A \cdot R_{Act} + 1)^2 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{\sqrt{[(G_R + \Delta G_R) \cdot R_{Rct} + 1]^2 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}}{\sqrt{[(G_A + \Delta G_A) \cdot R_{Act} + 1]^2 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}} \end{aligned} \quad (22)$$

Вирази (9) і (10) описують параметри напруги на референсному перетворювачі, що відповідають стану рівноваги вимірювального кола до введення у розчин досліджуваної речовини. Вирази (21) і (22) визначають параметри напруги на референсному перетворювачі, що відповідають стану квазірівноваги вимірювального кола, у якому вплив змін фонові електропровідності розчину на результат вимірювання локальних змін електропровідності є мінімальним. Для переводу вимірювального кола зі стану рівноваги у стан квазірівноваги необхідно, по-перше, змінити фазу напруги на референсному перетворювачі на величину, що дорівнює різниці фазових кутів імпедансів робочого і референсного перетворювачів, як показує вираз (21); по-друге, для виконання (22) потрібно змінити амплітуду напруги на референсному перетворювачі. З порівняння виразів (10) і (22) випливає, що амплітуду необхідно помножити на коефіцієнт корекції

$$N_{D2} = N_{D1} \cdot K, \quad (23)$$

де

$$K = \frac{\sqrt{1 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}}{\sqrt{1 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}} \cdot \frac{\sqrt{[(1 + (G_R + \Delta G_R) \cdot R_{Rct})^2 + (\omega \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2]}}{\sqrt{[(1 + (G_A + \Delta G_A) \cdot R_{Act})^2 + (\omega \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2]}} \quad (24)$$

Або, з врахуванням того, що $G_A \gg \Delta G_A$, $G_R \gg \Delta G_R$, з порівняння (24) і (10) випливає

$$K \approx N_{D1} \cdot \frac{G_R}{G_A}. \quad (25)$$

Для визначення коефіцієнту корекції необхідно отримати додаткову вимірювальну інформацію про значення параметрів імпедансів перетворювачів, для чого доцільно провести вимірювання на частоті, що відрізняється від робочої. Оптимальні значення частоти становлять 50 – 70 кГц, при цьому еквівалентна схема перетворювача найбільш близька до послідовної двохелементної, а похибка від впливу R_{ct} становить біля 10 %. З виразів (1) і (2) видно, що з ростом частоти вплив опорів переносу заряду на імпеданс перетворювача знижується. Однак при цьому значно підвищується похибка вимірювання, обумовлена частотними залежностями характеристик аналогових блоків (ЦГ, СД, ПСН), а також впливом кабелю, за допомогою якого здійснюється підключення сенсорів. Тому просте збільшення робочої частоти, наприклад, у 1,5 рази, не приведе до зменшення похибки вимірювання інформативного параметра. В той же час для визначення опорів переносу зарядів не потрібна висока точність вимірювання. Наприклад, для зниження похибки, обумовленої впливом цих параметрів, у 10 разів, чого цілком достатньо для практичних цілей, допустима похибка вимірювання може досягати 10% , що забезпечити нескладно.

У [13] запропоновано спосіб та визначено для серії реальних перетворювачів кондуктометричних біосенсорів приблизні значення опорів переносу зарядів з використанням вимірювання активних $Re(Z_{A1})$ і $Re(Z_{R1})$ і реактивних $Im(Z_{A1})$ і $Im(Z_{R1})$ складових комплексних імпедансів робочого та референсного перетворювачів на робочій частоті ω , а також таких же складових $Re(Z_{A2})$, $Re(Z_{R2})$, $Im(Z_{A2})$, $Im(Z_{R2})$ на частоті ω_1 , значення якої більше за частоту ω (як мінімум у 1,5 рази). З результатів цих вимірювань спочатку визначаються приблизні значення ємностей

$$C_A \approx \frac{1}{\text{Im}(\dot{Z}_{A2}) \cdot \omega_1}, \quad (26)$$

$$C_R \approx \frac{1}{\text{Im}(\dot{Z}_{R2}) \cdot \omega_1}. \quad (27)$$

Потім приблизні значення опорів переносу зарядів

$$R_{Act} \approx \frac{1}{[\text{Re}(\dot{Z}_{A1}) - \text{Re}(\dot{Z}_{A2})] \cdot C_A^2 \cdot \omega_1^2}, \quad (28)$$

$$R_{Rct} \approx \frac{1}{[\text{Re}(\dot{Z}_{R1}) - \text{Re}(\dot{Z}_{R2})] \cdot C_R^2 \cdot \omega_1^2}. \quad (29)$$

Далі потрібно обчислити значення електропровідностей розчинів сенсорів

$$G_A \approx \frac{1}{\text{Re}(\dot{Z}_{A2}) - \frac{R_{Act}}{1 + (\omega_1 \cdot R_{Act} \cdot C_A)^2}}, \quad (30)$$

$$G_R \approx \frac{1}{\text{Re}(\dot{Z}_{R2}) - \frac{R_{Rct}}{1 + (\omega_1 \cdot R_{Rct} \cdot C_R)^2}}. \quad (31)$$

Після підстановки виразів (30) і (31) у (25) знаходимо значення коду керування ЦАП для стану квазірівноваги вимірювального кола

$$N_{D2} = N_{D1}^2 \frac{G_R}{G_A}. \quad (32)$$

Таким чином, для зменшення впливу опорів переносу зарядів перетворювачів диференціального біосенсора пропонується встановлювати стан квазірівноваги вимірювального кола, у якому код керування ЦАП, що визначає рівень напруги на референсному перетворювачі, на відміну від відомого способу, визначається з виразу (32).

Для оцінки ефективності розробленого способу визначення параметрів стану квазірівноваги було проведено математичне моделювання поведінки мостового вимірювального кола. Застосовано наступні параметри математичної моделі: робоча частота 62,5 кГц, допоміжна частота 100 кГц, коефіцієнт збільшення питомої фонові електропровідності розчину $K_G = 1,01$. Параметри регулювання кута фазового зсуву регульованого генератора: діапазон регулювання від -90° до $+90^\circ$, розрядність 8 біт, одиниця дискретності регулювання складає приблизно $0,703^\circ$. Амплітуда напруги

регульованого генератора формується з напруги постійної амплітуди за допомогою 12-розрядного ЦАП, що відповідає відносній дискретності регулювання амплітуди 1/4096.

Розрахунки параметрів стану квазірівноваги кола проводилися двома способами. Перший – запропонований у [12] для двохелементної еквівалентної електричної схеми перетворювача, другий – описаний у даній роботі. Регулювання кута фазового зсуву у цих способах не відрізняється – перехід від стану рівноваги у стан квазірівноваги здійснюється шляхом зміни фазового кута напруги регульованого генератора на величину, що дорівнює різниці фазових кутів імпедансів робочого і референсного перетворювачів. Різниця полягає у методі регулювання амплітуди напруги регульованого генератора. Згідно першого способу перехід від рівноваги до квазірівноваги виконується шляхом множення амплітуди напруги регульованого генератора на коефіцієнт

$$K = \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_R}}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_A}}.$$

Другий спосіб, як показано вище, передбачає визначення цього коефіцієнту з виразу (32), для чого необхідно виконати вимірювання на підвищеній частоті та розрахунки за виразами (26) – (31).

В таблиці наведено параметри сенсорів з різними параметрами еквівалентної RC-схеми, що були раніше відібрані для експериментів, результати розрахунків коефіцієнтів K корекції амплітуди та отримані значення коефіцієнтів придушення впливу змін фонові електропровідності розчину K_{supp} під час використання обох способів. Коефіцієнт придушення був розрахований як відношення зміни модуля напруги нерівноваги моста U_X , обумовленої зміною фонові електропровідності через відключення від моста гілки пасивного перетворювача, до зміни напруги нерівноваги у разі підключення обох гілок моста.

G_A , мСм	R_{Act} , Ом	C_A , нФ	$\operatorname{tg}\varphi_{YA}$	G_R , мСм	R_{Rct} , Ом	C_R , нФ	$\operatorname{tg}\varphi_{YR}$	Спосіб 1		Спосіб 2	
								K	K_{supp}	K	K_{supp}
1,613	3000	3,82	0,8346	1,333	4000	4,0	0,7315	0,9512	11,6	0,8784	165,4
1,613	4000	3,82	0,8908	1,6	10000	4,8	0,8101	0,9609	8,0	0,8565	189,7
1	9000	5,0	0,4935	1,01	4000	5,1	0,4679	0,99	31,8	1,022	151,2
1	3000	4,9	0,464	0,833	10000	5,0	0,414	0,9819	15,1	0,9232	99,1
1	4000	6,2	0,3901	1,01	9000	7,3	0,3471	0,9861	35,4	0,9598	354,6
1,754	3817	6,36	0,6476	1,597	2665	9,16	0,4201	0,9104	32,8	0,8877	77,4

Як видно з даних таблиці, застосування запропонованого в даній роботі способу приводить до суттєвого зростання коефіцієнту придушення змін фонові електропровідності розчину у порівнянні з раніше відомим. У всіх розглянутих випадках коефіцієнт придушення склав не менше 75, що цілком задовольняє практичні вимоги до проведення вимірювань. Для сенсорів, параметри яких наведено у рядках 1, 2 і 5, коефіцієнт придушення підвищується більше, ніж у 10 разів. Найменшу ефективність спосіб показав для сенсора, параметри якого наведено у рядку 6. Імовірно, це пояснюється великою різницею тангенсів фазових кутів перетворювачів.

Висновки.

Застосування відомого способу налаштування мостового вимірювального кола в стан квазірівноваги, описаного в [12], з метою зменшення впливу змін фонові електропровідності буферного розчину біосенсора, має обмеження через суттєву різницю опорів переносу зарядів у приелектродних шарах перетворювачів.

Розроблено новий спосіб налаштування мостового вимірювального кола в стан квазірівноваги з урахуванням значень опорів переносу зарядів. Для визначення цих опорів запропоновано використати дані додаткових вимірювань складових імпедансів перетворювачів сенсора на підвищеній частоті. Отримано математичні вирази для визначення параметрів напруги регульованого генератора.

Результати математичного моделювання показали можливість зниження впливу змін фонові електропровідності розчину у 2-20 разів порівняно з відомим способом.

Розроблений спосіб може бути використаний для покращення метрологічних характеристик пристроїв для вимірювання характеристик речовин із застосуванням кондуктометричних біосенсорів.

Роботу виконано за рахунок бюджетної теми "Розширення функціональних можливостей та підвищення метрологічних характеристик засобів вимірювання в системах моніторингу і діагностування в електроенергетиці" (шифр – "ПАРАМЕТР-Д"), КПКВК 6541030.

1. Impedance Spectroscopy Theory, Experiment, and Application. Edited by Evgenij Barsoukov, Ross Macdonald. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005. 595 p.
2. Grossi M., Riccò B. Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review. *Journal of Sensors and Sensor Systems*. 2017. Vol. 6. Issue 2. Pp. 303-325. DOI: <https://doi.org/10.5194/jsss-6-303-2017>.
3. Kolahchi N., Braiek M., Ebrahimipoura G., Ranaei-Siadat S.O., Jaffrezic-Renault F.L.N. Direct detection of phenol using a new bacterial strain-based conductometric biosensor. *Journal of Environmental Chemical Engineering*. 2018. Vol. 6. Issue 1. Pp. 478-484. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jece.2017.12.023>.
4. Kell D.B., Dave C.L. Biosensors. A practical approach in Conductometric and Impedimetric devices. Ed. by A.F. Gass. Oxford: IRL Press, 1990. Pp. 125-153.
5. Turner A.P.F., Karube I., Wilson G.S. Biosensors. Fundamentals and Applications. Oxford: Oxford University Press, 1990. 783 p.
6. Dzyadevych S.V., Arkhypova V.N., Korpan Y.I., Elskaya A.V., Soldatkin A.P., Jaffrezic-Renault N., Martelet C. Conductometric formaldehyde sensitive biosensor with specifically adapted analytical characteristics. *Biopolymers and cell*. 2005. Vol. 21 (2). Pp. 91-106.
7. Marrakchi M., Dzyadevych S.V., Lagarde F., Martelet C., Jaffrezic-Renault N.E. Conductometric biosensor based on glucose oxidase and beta-galactosidase for specific lactose determination in milk. *Materials Science and Engineering*. 2008. Vol. 28. Issue 5-6. Pp. 872 – 875.
8. Dzyadevych S.V. Conductometric enzyme biosensors: theory, technology, application. *Analytica Chimica Acta*. 2001. No 445. Pp. 47-55. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0003-2670\(01\)01249-1](https://doi.org/10.1016/S0003-2670(01)01249-1).
9. Дзядевич С.В., Солдаткін О.П. Наукові та технологічні засади створення мініатюрних електрохімічних біосенсорів. К.: Наукова думка, 2006. 256 с.
10. Jaffrezic-Renault N., Dzyadevych S. Conductometric Microbiosensors for Environmental Monitoring. *Sensors* (Basel). 2008. Vol. 8(4). Pp. 2569-2588. DOI: <https://doi.org/10.3390/s8042569>.
11. Melnyk V.G., Vasylenko A.D., Semenycheva L.N., Slitskiy O.V., Saiapina O.Y., Dzyadevych S.V. Solutions for enhancement of sensitivity and metrological reliability of conductometric biosensor systems. *Engineering Research Express*. 2021. Vol. 3. No 4. 045008. DOI: <https://doi.org/10.1088/2631-8695/ac2a0d>.
12. 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. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 4. С. 78-88. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.078>.
13. Мельник В.Г., Борщов П.І., Василенко О.Д., Ламеко О.Л., Дзядевич С.В. Визначення параметрів фарадеївського імпедансу для підвищення точності в кондуктометрії і отримання додаткових даних. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2022. Т. 19. № 3. С. 38-52. URL: <http://semst.onu.edu.ua/article/view/265297>.

REDUCTION OF INFLUENCE OF NEAR-ELECTRODE CHARGE TRANSFER RESISTANCE IN BIOSENSOR CONDUCTOMETRIC MEASURING TRANSDUCERS

P.I. Borshchov, V.G. Melnyk

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

E-mail: pavbor2010@gmail.com.

The article proposes the further development of a method of reducing the error of measuring local changes in the electrical conductivity of electrolyte solutions caused by a change in the background electrical conductivity of the measuring medium. Such an error occurs in differential conductometric biosensors with working and reference transducers, if their electrical parameters differ significantly. In contrast to the previously known, the described method takes into account the influence of near-electrode charge transfer resistances, which becomes especially noticeable when there is a significant difference in the values of these parameters of the converters. The goal is to ensure deep suppression of the influence of background changes in electrical conductivity of solutions under significant differences in the reactive and active component impedances of pairs of sensor transducers, including near-electrode charge transfer resistances. Mathematical expressions characterizing the process of bringing the bridge measuring circuit to a specific state of quasi-balance, in which the influence of changes in the background electrical conductivity of electrolyte solutions

is minimal, are considered. Formulas for calculating the voltage parameters on the reference converter have been obtained, which make it possible to establish the indicated mode of the measuring circuit. A technique for determining the values of charge transfer resistances using the results of additional measurements of the impedance parameters of the converters at a frequency higher than the operating frequency is proposed. The results of research on suppressing the effect of changes in the background electrical conductivity of the solution in the differential conductometric channel using a computer model are presented, which showed the possibility of significantly reducing the effect of changes in the background electrical conductivity of the solution compared to the known method. References 9, figures 2, table 1.

Keywords: differential conductometric biosensor, bridge-measuring circuit, quasi-balance.

1. Impedance Spectroscopy Theory, Experiment, and Application. Edited by Evgenij Barsoukov, Ross Macdonald. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005. 595 p.
2. Grossi M., Riccò B. Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review. *Journal of Sensors and Sensor Systems*. 2017. Vol. 6. Issue 2. Pp. 303-325. DOI: <https://doi.org/10.5194/jsss-6-303-2017>.
3. Kolahchi N., Braiek M., Ebrahimipoura G., Ranaei-Siadat S.O., Jaffrezic-Renault F.L.N. Direct detection of phenol using a new bacterial strain-based conductometric biosensor. *Journal of Environmental Chemical Engineering*. 2018. Vol. 6. Issue 1. Pp. 478-484. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jece.2017.12.023>.
4. Kell D.B., Dave C.L. Biosensors. A practical approach in Conductometric and Impedimetric devices. Ed. by A.F. Gass. Oxford: IRL Press, 1990. Pp. 125-153.
5. Turner A.P.F., Karube I., Wilson G.S. Biosensors. Fundamentals and Applications. Oxford: Oxford University Press, 1990. 783 p.
6. Dzyadevych S.V., Arkhypova V.N., Korpan Y.I., Elskaya A.V., Soldatkin A.P., Jaffrezic-Renault N., Martelet C. Conductometric formaldehyde sensitive biosensor with specifically adapted analytical characteristics. *Biopolymers and cell*. 2005. Vol. 21 (2). Pp. 91-106.
7. Marrakchi M., Dzyadevych S.V., Lagarde F., Martelet C., Jaffrezic-Renault N.E. Conductometric biosensor based on glucose oxidase and beta-galactosidase for specific lactose determination in milk. *Materials Science and Engineering*. 2008. Vol. 28. Issue 5-6. Pp. 872-875. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.msec.2007.10.046>.
8. Dzyadevych S.V. Conductometric enzyme biosensors: theory, technology, application. *Analytica Chimica Acta*. 2001. No 445. Pp. 47-55. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0003-2670\(01\)01249-1](https://doi.org/10.1016/S0003-2670(01)01249-1).
9. Dzyadevych S.V., Soldatkin O.P. Scientific and technological principles of creating miniature electrochemical biosensors. Kyiv: Naukova dumka, 2006. 256 p. (Ukr)
10. Jaffrezic-Renault N., Dzyadevych S. Conductometric Microbiosensors for Environmental Monitoring. *Sensors* (Basel). 2008. Vol. 8(4). Pp. 2569-2588. DOI: <https://doi.org/10.3390/s8042569>.
11. Melnyk V.G., Vasylenko A.D., Semenycheva L.N., Slitskiy O.V., Saiapina O.Y., Dzyadevych S.V. Solutions for enhancement of sensitivity and metrological reliability of conductometric biosensor systems. *Engineering Research Express*. 2021. Vol. 3. No 4. 045008. DOI: <https://doi.org/10.1088/2631-8695/ac2a0d>.
12. 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. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 4. Pp. 78-88. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.078>.
13. Melnyk V.G., Borshchov P.I., Vasylenko O.D., Lameko O.L., Dzyadevych S.V. Determination of Faraday impedance parameters to increase accuracy in conductometry and obtain additional data. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. Vol. 19. No 3. Pp. 38-52. (Ukr). URL: <http://semst.onu.edu.ua/article/view/265297>

Надійшла 14.09.2022

Остаточний варіант 19.12.2022

УДОСКОНАЛЕННЯ АЛГОРИТМУ РОЗРАХУНКУ ТЕМПЕРАТУРИ КВАЗІЛІНІЙНОГО РЕЗИСТИВНОГО СЕНСОРА Pt100

¹І.В. Герасименко^{1*}, Є.О. Зайцев^{2**}, докт.техн.наук, В.І. Латенко^{1***}, канд.техн.наук, Р.Д. Миронов^{1****}, І.А. Орнатський^{1*****}, канд.техн.наук, С.О. Філь^{1*****}

¹ Український гідрометеорологічний інститут ДСНС України та НАН України, пр. Науки, 37, Київ, 03028, Україна. E-mail: lat3185@gmail.com

² Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: zaitsev@i.ua

У роботі досліджуються ітераційні алгоритми розв'язання рівняння за формулою Календара-Ван Дусина, що описує залежність електричного опору сенсора сімейства Pt100 від температури. Це сімейство платинових сенсорів вважається квазілінійним, але для високоточних вимірювань нелінійністю датчика неможна знехтувати, тому необхідно розв'язувати нелінійне рівняння Pt100. За мінусових температур рівняння за формулою Календара-Ван Дусина сягає четвертого ступеня та не має розв'язання відносно температури у аналітичному вигляді. Аналіз відомого ітераційного алгоритму наближеного розв'язання рівняння виявляє недоліки цього алгоритму. Залишкова похибка розв'язання не є монотонною функцією аргументу, адже містить екстремуми, до того ж знак похибки змінюється на протилежний після кожного екстремума. Метою даного дослідження було отримання алгоритму, який забезпечує залишкову похибку у вигляді монотонної детермінованої функції аргументу з мінімізацією максимального значення похибки. Показано можливість модифікувати ітераційний алгоритм-прототип елементарним способом, зафіксувавши кількість ітерацій. Залишкова похибка розв'язання рівняння за модифікованим алгоритмом має вигляд монотонної детермінованої функції аргументу. Припускається, що таким способом можна удосконалити будь-який ітераційний алгоритм розрахунку. При цьому мінімізація значень похибки модифікованого алгоритму досягається за рахунок встановлення максимальної кількості ітерацій порівняно з алгоритмом-прототипом. Для подолання цього недоліку модифікованого алгоритму запропоновано новий алгоритм, у якому окрім фіксованої кількості ітерацій використовується властивість малості складових вищих ступенів. Показано високу ефективність нового алгоритму, що усього за чотири ітерації зводить залишкову похибку розв'язання до мізерно малої величини. Стверджується, що висока ефективність нового алгоритму робить непотрібними подальші дослідження у напрямку його удосконалення. У статті наводиться блок-схема нового алгоритму та відповідна програма на платформі VBA для Excel, що придатна для безпосереднього використання у програмному забезпеченні вимірювачів температури на базі резистивних термодатчиків Pt100. Бібл. 5, рис. 4, табл. 3.

Ключові слова: квазілінійний, алгоритм, програма, рівняння, ітерація, сенсор, температура, похибка.

Вступ. Сьогодні платинові термоперетворювачі опору є, напевно, найбільш розповсюдженими сенсорами температури. Цьому сприяють такі їхні переваги як невелика вартість, простота отримання значення температури у електронному вигляді, висока стабільність параметрів та квазілінійність. Зокрема, відхилення від лінійності термоперетворювачів сімейства Pt100 становить лише 0,38% у діапазоні від -200°C до 800°C [1]. Цього достатньо, щоби використовувати їх у багатьох випадках як лінійні перетворювачі. З іншого боку, такі сфери як енергетика, метеорологія, виробництво та експлуатація охолоджувальних агрегатів потребують великої кількості бюджетних сенсорів для вимірювання температури з максимальною точністю, яку здатні забезпечити термоперетворювачі опору. Для таких сфер застосування термоперетворювачів опору актуальною є задача створення різних програмних та апаратних засобів для точного визначення температури за опором сенсорів з урахування нелінійності характеристик сенсорів. У даній роботі розглядаються засоби врахування нелінійності сенсорів Pt100 як найпоширенішого сімейства термоперетворювачів опору. Характеристики інших платинових та мідних термоперетворювачів якісно мало чим від-

© Герасименко І.В., Зайцев Є.О., Латенко В.І., Миронов Р.Д., Орнатський І.А., Філь С.О., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-5892-8325> ; ** <https://orcid.org/0000-0003-3303-471X> ;
*** <https://orcid.org/0000-0001-9818-9830> ; **** <https://orcid.org/0000-0003-0912-4344> ;
***** <https://orcid.org/0000-0002-9075-1072> ; ***** <https://orcid.org/0000-0002-0426-0403>

різняються від характеристик Pt100, тому результати дослідження можуть бути застосовані і до інших типів сенсорів.

Хоча широкому поширенню платинових сенсорів сприяла простота отримання значень температури саме у цифровому вигляді, у публікаціях розглядаються здебільшого схемні (аналогові) засоби лінеаризації характеристик сенсорів. Такі засоби є значно складнішими за алгоритмічні для практичної реалізації. До того ж аналогові схеми лінеаризації суттєво поступаються сучасним аналого-цифровим перетворювачам за точністю реалізації та стабільністю параметрів, тому не дають змоги забезпечити високу точність вимірювального перетворення [1–3].

У деяких публікаціях розглядаються комбіновані схемно-алгоритмічні засоби врахування нелінійності характеристик термоперетворювачів опору. Так, у [4] автори пропонують оригінальний комбінований метод лінеаризації характеристики платинового сенсора, моделюючи схемними засобами три характерні точки характеристики сенсора. Результати аналого-цифрового вимірювального перетворення у трьох точках дають змогу спростити аналітичні формули розрахунку температури, порівняно з рівнянням Календара-Ван Дусина. Для цього авторам довелося застосувати 2-х дровову схему підключення сенсора, яка не дозволяє компенсувати негативний вплив опору під'єднувальних дротів на точність вимірювання. Досить велика кількість аналогових елементів також зменшує потенційну точність вимірювального перетворення порівняно з 4-х дрововими схемами підключення до аналого-цифрового перетворювача [1]. Точність комбінованого перетворення автори порівнюють з точністю ітеративного алгоритму числового розв'язання рівняння Календара-Ван Дусена за 2 ітерації, тоді як із збільшенням кількості ітерацій точність розрахунку збільшується на порядки. Натомість, алгоритм передбачає додаткові процедури аналого-цифрового перетворення, які потребують значно більше машинного часу, та додаткові ресурси мікропроцесора порівняно із збільшенням кількості ітерацій числового розрахунку. Вказані недоліки запропонованого рішення нівелюють позитивний ефект від спрощення аналітичних формул розрахунку.

У статті [5] автори запропонували простий ітеративний алгоритм розрахунку температури за значенням опору резистивного сенсора, виходячи з формули Календара-Ван Дусена. Недоліком цього алгоритму є немонотонна функція похибки, яка містить екстремальні викиди, що зменшує точність вимірювальних перетворень у реальних умовах під впливом завад.

Метою дослідження є розробка такого алгоритму розрахунку температури сенсорів сімейства Pt100 та відповідної програми, що забезпечують монотонну детерміновану функцію похибки розрахунку та мінімізують значення похибки.

1. Постановка задачі. Нелінійна залежність електричного опору платинового сенсора Pt100 від температури визначається формулою Календара-Ван Дусена у вигляді [1]

$$R_t = R_0 \cdot (1 + A \cdot t + B \cdot t^2 + C \cdot (t - 100^\circ) \cdot t^3), \quad (1)$$

де t – температура, $^\circ\text{C}$; $R_0 = 100 \text{ Ом}$; $A = 3,9083 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$; $B = -5,775 \cdot 10^{-7}/^\circ\text{C}^2$; $C = 0$ для $t \geq 0$ та $C = -4,183 \cdot 10^{-12}/^\circ\text{C}^3$ для $t < 0$. Значення коефіцієнтів наведено для сенсорів з номінальним відношенням опорів $W_{100} = 1,3850$.

Запропонований у [5] конкретний алгоритм (далі – прототип) визначення температури сенсора Pt100 ґрунтується на формулі Календара-Ван Дусена, яка трансформується до вигляду рівняння [4, 5]

$$t_F = (R - R_0 \cdot (1 + B \cdot t_A^2 + C \cdot (t_A - 100^\circ) \cdot t_A^3)) / (A \cdot R_0), \quad (2)$$

де t_F – розраховане значення температури як функції від присвоєного значення температури t_A .

Точному розв'язанню рівняння відповідає значення рівних температур $t_F = t_A$, а похибка грубо оцінюється за абсолютною величиною різниці

$$\Delta t_D = t_F - t_A. \quad (3)$$

Перше значення температури вибирається довільним чином, наприклад, $t_A = -1^\circ\text{C}$. За формулою (2) розраховується нове значення температури t_F . Якщо різниця Δt_D не менша за встановлене порогове значення Δt_M , тоді щойно розраховане значення t_F присвоюється аргументу t_A та розраховується нове значення температури t_F . Ітерації продовжуються, поки оцінка похибки (3) не стане меншою за порогове значення Δt_M , за результат приймається останнє розраховане значення t_F .

Похибка розрахунку визначається виразом

$$\Delta t_I = t_F - t, \quad (4)$$

де t – дійсне значення температури на відміну від t_A у виразі (3) для грубої оцінки цієї похибки.

t	R	t_F	Δt_I	J	t_F	Δt_I	J
1	2	3	4	5	6	7	8
-200	18.5201	-200.0011	-0.0011	6	-199.9895	0.0105	5
-190	22.8255	-189.9930	0.0070	5	-189.9930	0.0070	5
-180	27.0964	-179.9953	0.0047	5	-179.9953	0.0047	5
-170	31.3350	-169.9970	0.0030	5	-169.9970	0.0030	5
-160	35.5433	-159.9980	0.0020	5	-159.9980	0.0020	5
-150	39.7232	-149.9988	0.0012	5	-149.9988	0.0012	5
-140	43.8764	-139.9992	0.0008	5	-139.9992	0.0008	5
-130	48.0048	-130.0088	-0.0088	4	-129.9995	0.0005	5
-120	52.1098	-120.0058	-0.0058	4	-119.9997	0.0003	5
-110	56.1930	-110.0037	-0.0037	4	-109.9998	0.0002	5
-100	60.2558	-100.0024	-0.0024	4	-99.9999	0.0001	5
-90	64.2996	-90.0014	-0.0014	4	-90.0000	0.0000	5
-80	68.3254	-80.0008	-0.0008	4	-80.0000	0.0000	5
-70	72.3345	-70.0004	-0.0004	4	-70.0000	0.0000	5
-60	76.3278	-60.0002	-0.0002	4	-60.0000	0.0000	5
-50	80.3063	-49.9937	0.0063	3	-50.0000	0.0000	5
-40	84.2707	-39.9969	0.0031	3	-40.0000	0.0000	5
-30	88.2217	-29.9987	0.0013	3	-30.0000	0.0000	5
-20	92.1599	-19.9996	0.0004	3	-20.0000	0.0000	5
-10	96.0859	-10.0000	0.0000	3	-10.0000	0.0000	5

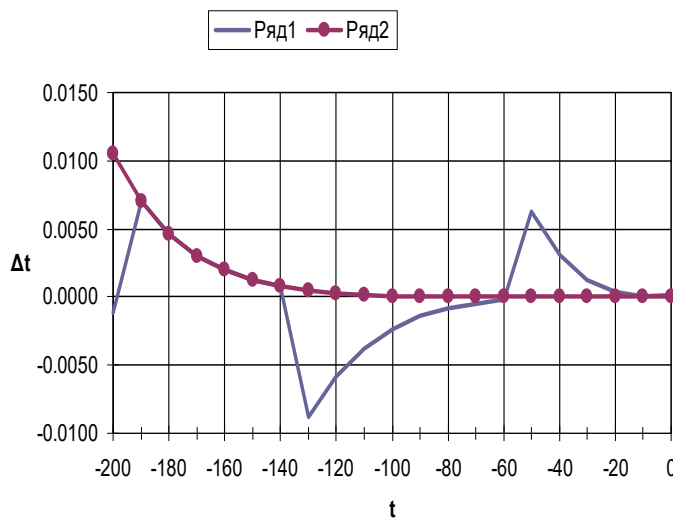


Рис. 1

співпадають з рівномірною сіткою даних.

Наявність екстремумів похибки зменшує точність вимірювання температури у реальних умовах, особливо у випадках спостережень за зміною температури за наявності завад. Зменшити амплітуди екстремумів похибки можливо шляхом зниження порогового значення похибки, але при цьому зростає кількість ітерацій. Повністю позбутися екстремумів похибки цей ітераційний алгоритм не дає змоги через притаманний йому пороговий принцип припинення розрахунків.

2. Модифікація ітераційного алгоритму. Функція похибки на рис. 1 на інтервалах між екстремумами прямує до нуля із зменшенням температури за умови, що кількість ітерацій не змінюється. Тому модифікуємо алгоритм таким чином, аби кількість ітерацій була фіксованою, а оцінка похибки за виразом (3) не враховувалася.

Результати розрахунку за ітераційним алгоритмом-прототипом для мінусових температур наведено у табл. 1. У стовпчику 1 наведено дійсне значення температури, у 2-му – відповідне значення опору сенсора за формулою Календара-Ван Дусена. У 3...5 наведено розраховані значення температури, похибка та кількість ітерацій J за порогового значення $\Delta t_M = 0,01$ °C. Стовпчики 6...8 відведені для значень відповідних величин, які будуть розраховані за новим алгоритмом (з фіксованою кількістю ітерацій) у наступному розділі.

На рис. 1 наведено графік залежності похибки розрахунку (4) від температури (ряд 1), що відповідає стовпчику 4 табл. 1. Для наглядності окремі точки графіку з'єднані плавною кривою лінією. Якщо розглядати похибку як функцію температури, то вона немонотонна, причому екстремуми співпадають із змінами кількості ітерацій, як видно з табличних даних. У разі наближення ліворуч за графіком до точок збільшення кількості ітерацій амплітуди екстремальних значень похибки асимптотично наближаються до порогового значення ($\pm \Delta t_M$). Після проходження кожного екстремума похибка міняє знак та зменшується стрибком. Максимальні значення екстремумів не відображаються на графіку через те, що не

Як і у алгоритмі-прототипі, у модифікованому алгоритмі спочатку задається початкове довільне значення температури, наприклад, $t_A = -1^\circ\text{C}$. Далі розраховується нове значення температури t_F за формулою (2) – так само, як у алгоритмі-прототипі. Розраховане значення температури присвоюється аргументу формули

$$t_A = t_F.$$

Після цього розраховується нове значення змінної t_F за формулою (2). Такі операції присвоювання значень аргументу та розрахунку нового значення повторюються кілька разів (ітерацій). Останнє розраховане значення температури t_F приймається за результат розрахунку температури.

Результати розрахунку для фіксованої кількості ітерацій ($J = 5$) наведено у стовпчиках 6...8 табл. 1, графік похибки наведений на рис. 1 (ряд 2). Зауважимо, що на інтервалі від -190°C до -140°C , на якому кількість ітерацій алгоритмів співпадають (5 ітерацій), графіки функцій похибки модифікованого алгоритму та прототипу очікувано співпадають.

Модифікований алгоритм забезпечує монотонну, без стрибків, залежність похибки від температури. Можна припустити, що фіксація кількості ітерацій дає змогу зробити монотонною функцію похибки для будь-якого ітераційного алгоритму, тобто є універсальним прийомом. Для зменшення максимальної похибки розрахунку до рівня похибки алгоритму-прототипу потрібно вибирати максимальну кількість ітерацій порівняно з прототипом. Необхідність встановлювати максимальну кількість ітерацій є недоліком модифікованого алгоритму через зайвий машинний час розрахунків.

Далі буде запропоновано новий алгоритм, що дасть змогу зменшити максимальну похибку розрахунку без збільшення кількості ітерацій.

3. Обґрунтування нового алгоритму розрахунку температури. Зауважимо, що для плюсових температур формула Календара-Ван Дусена (1) перетворюється на квадратне рівняння виду

$$R_Q = R_0 \cdot (I + A \cdot t + B \cdot t^2), \quad (5)$$

яке має безпосереднє розв'язання у вигляді

$$t_Q = \frac{-A + A \cdot \sqrt{I - 4 \cdot \frac{B}{A^2} \cdot \left(I - \frac{R_Q}{R_0}\right)}}{2 \cdot B}. \quad (6)$$

Введемо позначення для суми складових вищих ступенів формули Календара-Ван Дусена, яка відрізняється від нуля тільки за мінусових температур

$$R_C = R_0 \cdot C \cdot (t - 100^\circ) \cdot t^3. \quad (7)$$

Тоді формула Календара-Ван Дусена для мінусових температур запишеться у вигляді

$$R = R_Q + R_C. \quad (8)$$

Розраховані числові значення величин для діапазону температур будемо заносити до табл. 2. У стовпчиках 2 та 3 містяться значення складової вищих ступенів та сумарне значення опору (8) відповідно. Вміст стовпчиків 5 ÷ 8 буде розглянуто нижче. Порівнюючи числові значення складової вищих ступенів R_C та опору сенсора R можна впевнитися, що найбільше за абсолютною величиною значення складової вищих ступенів – 1,05 Ом (при -200°C) складає приблизно 18-у частину значення опору сенсора $R = 18,52$, тобто мінімально впливає на кінцевий результат розрахунків. Звідси випливають два твердження:

- 1) для наближеного розрахунку температури за опором сенсора сумою складових вищих ступенів можна знехтувати;
- 2) з достатньою для розрахунків точністю, числові значення суми складових вищих ступенів можна вважати незмінною для деякого невеликого діапазону температури порівняно з повним діапазоном мінусових температур (200°C).

Скористаємося цими твердженнями для побудови нового алгоритму розв'язання рівняння Календара-Ван Дусена.

За вхідне значення під час проведення розрахунків приймається значення опору сенсора R . Якщо, у грубому наближенні, знехтувати сумою складових вищих ступенів ($R_C \approx 0$), рівняння сенсора перетворюється на квадратне рівняння за формулою (5), тобто

$$R_Q \approx R. \quad (9)$$

Таблиця 2							
<i>t</i>	<i>R_C</i>	<i>R</i>	<i>t_{Q0}</i>	<i>R_{C0}</i>	<i>R_{Q1}</i>	<i>t_{Q1}</i>	Δt_1
1	2	3	4	5	6	7	8
-200	-1.00	18.52	-202.42	-1.05	19.57	-199.89	0.1096
-180	-0.68	27.10	-181.66	-0.71	27.80	-179.94	0.0564
-160	-0.45	35.54	-161.09	-0.46	36.00	-159.97	0.0270
-140	-0.28	43.88	-140.68	-0.28	44.16	-139.99	0.0118
-120	-0.16	52.11	-120.39	-0.16	52.27	-120.00	0.0046
-100	-0.08	60.26	-100.21	-0.08	60.34	-100.00	0.0015
-80	-0.04	68.33	-80.10	-0.04	68.36	-80.00	0.0004
-60	-0.01	76.33	-60.04	-0.01	76.34	-60.00	0.0001
-40	0.00	84.27	-40.01	0.00	84.27	-40.00	0.0000
-20	0.00	92.16	-20.00	0.00	92.16	-20.00	0.0000
0	0.00	100.00	0.00	0.00	100.00	0.00	0.0000

однаковим, що дає змогу уточнити суму квадратного тричлена у околицях точки t_{Q0} , відокремлюючи суму вищих ступенів від значення опору сенсора

$$R_{Q1} = R - R_0 \cdot C \cdot (t_{Q0} - 100^\circ) \cdot t_{Q0}^3. \quad (11)$$

Корінь квадратного рівняння (6) із розрахованим значенням суми квадратного тричлена R_{Q1} як аргумента, буде більш точним рішенням рівняння Календара-Ван Дусена (1). У цьому разі похибку розрахунку температури можна визначити як

$$\Delta t_J = t_{QJ} - t, \quad (12)$$

де індекс J – номер ітерації. Така послідовність операцій є одною ітерацією нового алгоритму.

Розраховані числові значення величин для однієї ітерації наведено у стовпчиках 4 ÷ 8 табл. 2. На рис. 2 представлені значення похибки Δt_1 із стовпчика 8 табл. 2 для діапазону мінусових температур. З графіку можна побачити, що функція похибки монотонна та круто спадає до нуля, причому крутизна спадання вища порівняно з прототипом. При цьому максимальне значення похибки на краю діапазону на кілька порядків перевищує похибку модифікованого алгоритму після 5-ти ітерацій. Отже, для зменшення похибок потрібно збільшити кількість ітерацій нового алгоритму, а висока крутизна спаду похибки дає змогу очікувати кращого результату, ніж у прототипа.

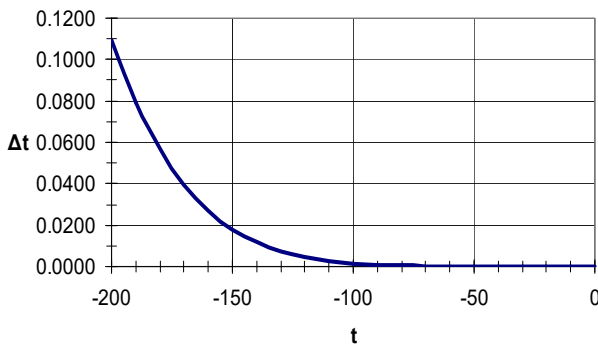


Рис. 2

алгоритму переписемо формули (6) та (11) у вигляді функцій у позначеннях середовища VBA для Excel відповідно:

$$Tsqr = \left(-A + A \cdot Sqr \left(1 - 4 \cdot B \cdot \left(1 - R_Q / R_0 \right) / A^2 \right) \right) / (2B), \quad (13)$$

$$Rquadr = R_X - R_0 \cdot C \cdot (T_2 - 100) \cdot T_2^3, \quad (14)$$

де $R_Q = R_Q$, $R_0 = R_0$, $R_X = R$, $T_2 = t_Q$ – нові позначення тих самих величин для програмного середовища.

Схему нового алгоритму наведено на рис. 3. Формули (13) та (14) реалізовано у вигляді функцій (блоки 8, 9), які викликаються з основного алгоритму. Робота алгоритму починається із

Корінь цього квадратного рівняння розраховується за формулою (6), отримане значення температури позначимо через t_{Q0} .

Сума складових вищих ступенів у точці t_{Q0} у відповідності до (7) дорівнює

$$R_C = R_0 \cdot C \cdot (t_{Q0} - 100^\circ) \cdot t_{Q0}^3. \quad (10)$$

Згідно другого твердження, значення цієї суми у невеликому діапазоні температур навколо температури t_{Q0} буде практично

зчитування значень коефіцієнтів та опору сенсора з відповідних комірок та скидання в нуль змінної кількості ітерацій J (блок 1).

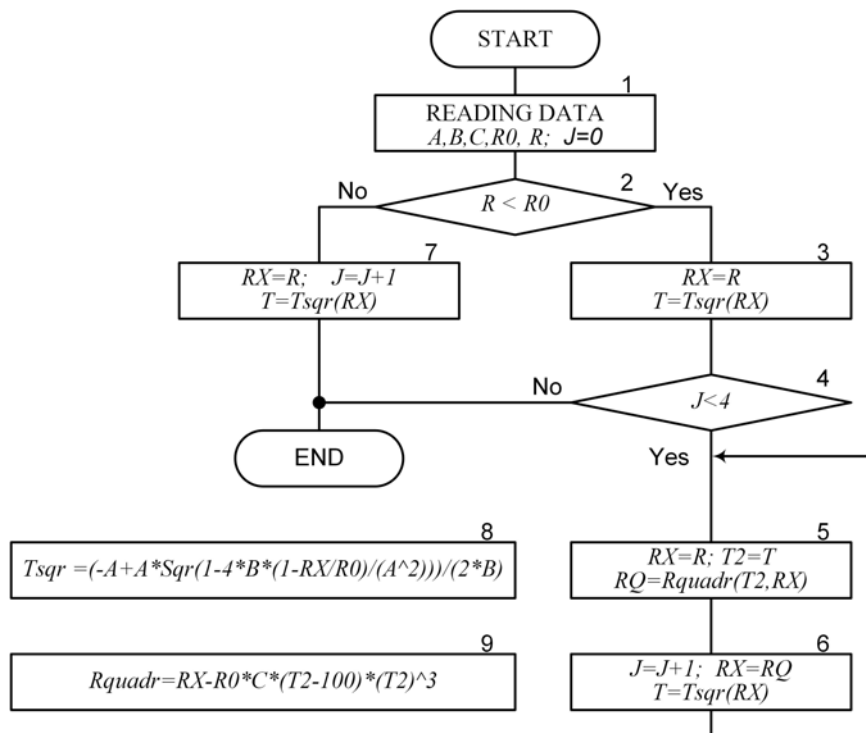


Рис. 3

Умовний блок 2 розділяє алгоритм на гілки для мінусових або немінусових температур за значенням опору сенсора. Якщо опір сенсора R не менший за R_0 , тоді алгоритм переходить на гілку немінусових температур, тобто – нульової або плюсових.

За не мінусових температур значення температури розраховується за точною формулою квадратного кореня (13) у блоці 7. Змінна J збільшується до 1 – це залишається ознакою не мінусової температури. На цьому робота цієї гілки алгоритму закінчується.

У гілці мінусових температур змінній RX присвоюються значення опору сенсора та виконується перший грубий розрахунок температури як кореня квадратного рівняння (блок 3).

Оскільки кількість ітерацій ще залишається нульовою, умова у блоці 4 виконується, алгоритм переходить до блоку 5.

У блоці 5 змінній T_2 присвоюється раніше розраховане (у блоці 3) значення температури, а змінній RX – значення опору сенсора. Розраховується уточнена сума квадратного тричлена RQ за формулою (14).

У блоці 6 уточнене значення суми квадратного тричлена RQ присвоюється змінній RX та розраховується нове значення кореня квадратного рівняння T за формулою (13). Змінна кількості ітерацій J збільшується на 1. На цьому закінчується перша ітерація розрахунку, що розглядалася у попередньому розділі 3.

Розрахунки у блоках 5 та 6 повторюються, поки кількість ітерацій не досягне встановленого значення. У нашому прикладі встановлена кількість ітерацій 4. Останнє значення кореня T , яке розраховується у блоці 6, приймається за результат розрахунку температури.

Лістинг програми, що реалізує запропонований алгоритм в середовищі програмування VBA для Excel, наведено на рис. 4. Рядкам програми присвоєні номери для зручності посилань.

Програма починається з визначення типів змінних у рядках 20...40. Операції зчитування значень коефіцієнтів та опору сенсора (блок 1 схеми алгоритму) у лістингу пропущені як несуттєві.

Функції розрахунку квадратного кореня (13) та виділення суми квадратного тричлена (14) розміщені в кінці програми (рядки 240 та 270).

Після обнулення кількості ітерацій ($J = 0$) у рядку 50 перевіряється умова 60, що розділяє програму на гілки для мінусової та немінусової температури. Гілка для мінусових температур займає рядки від 70 до 160, для немінусових – від 170 до 200.

```

10 Sub Макрос1 ()
20 Dim RX As Double, T2 As Double
30 Dim A As Single, B As Single, C As Single, R0 As Double
40 Dim RQ As Double, R As Double, T As Double, J As Single, T1 As Double

50 J = 0
60 If R < R0 Then
70     RX = R
80     T = Tsqr(T2, RX, A, B, C, R0)
90     While J < 4
100        RX = R
110        T2 = T
120        RQ = Rquadr(T2, RX, A, B, C, R0)
130        RX = RQ
140        T = Tsqr(T2, RX, A, B, C, R0)
150        J = J + 1
160    Wend
170 Else
180     J = J + 1
190     RX = R
200     T = Tsqr(T2, RX, A, B, C, R0)
210 End If

220 End Sub

230 Function Tsqr(T3 As Double, RQ As Double, A As Single, B As Single, C As Single,
R0 As Double) As Double
240     Tsqr = (-A + A * Sqr(1 - 4 * B * (1 - RQ / R0) / (A ^ 2))) / (2 * B)
250 End Function

260 Function Rquadr(T2 As Double, RX As Double, A As Single, B As Single, C As
Single, R0 As Double) As Double
270     Rquadr = RX - R0 * C * (T2 - 100) * (T2) ^ 3
280 End Function

```

Рис. 4.

За мінусової температури у рядку 80 грубо розраховується температура як корінь квадратного рівняння. У рядку 120 уточнюється сума квадратного тричлена, щоб у рядку 140 розрахувати уточнене значення кореня. Пара операндів у рядках 90 та 160 забезпечують 4-ий цикл повторення розрахунків.

Задля визначення немінусової температури у рядку 200 одразу розраховується значення квадратного кореня рівняння.

Результати розрахунків за допомогою нової програми наведено у табл. 3 для двох значень кількості ітерацій J за мінусових температур – 1 та 4.

5. Обговорення. Запропонований алгоритм розрахунку забезпечує монотонну, без екстремумів, детерміновану функцію похибки від температури та мінімізацію похибки розрахунку.

Як можна бачити з табл. 3, за 4 ітерації новий алгоритм забезпечує розрахунок температури з похибкою, меншою за $0,0001^{\circ}\text{C}$ в діапазоні температур від -200°C до 800°C . Порівняно з цим похибка алгоритму-прототипу та його модифікації за кількості ітерацій 5 перевищувала величину $0,01^{\circ}\text{C}$. Таким чином, новий алгоритм забезпечує розрахунок температури точніше на кілька порядків за меншу кількість ітерацій.

Для об'єктивної оцінки досягнутої точності розрахунків варто співставити значення похибки розрахунку з похибкою самих сенсорів. Так максимальна допустима похибка сенсора Pt100, найвищого за класифікацією класу точності AA, визначається формулою [1]

$$\Delta t_{AA} = \pm(0,1 + 0,0017 \cdot |t|). \quad (15)$$

Числові значення похибки у діапазоні температур наведено у стовпчику 9 табл. 3. За мінусових температур максимальне значення допустимої похибки сягає $0,44^{\circ}\text{C}$ на краю діапазону.

Формула (15) та розраховані значення похибки відображають, головним чином, технологічні можливості відтворення номінальних значень коефіцієнтів формули Календара-Ван Дусена за масового виробництва сенсорів. Висока довготривала стабільність платинових сенсорів Pt100 дає

зможу зменшити їхню похибку приблизно до $0,01^{\circ}\text{C}$ за рахунок індивідуального калібрування значень коефіцієнтів [5].

Таблиця 3								
		При $t < 0$ $J = 1$			При $t < 0$ $J = 4$			Pt100
t	Rt	t_Q	Δt	J	t_Q	Δt	J	Δt_{AA}
1	2	3	4	5	6	7	8	9
-200	18.5201	-199.8904	0.1096	1	-200.0000	0.0000	4	0.44
-150	39.7232	-149.9819	0.0181	1	-150.0000	0.0000	4	0.36
-100	60.2558	-99.9985	0.0015	1	-100.0000	0.0000	4	0.27
-50	80.3063	-50.0000	0.0000	1	-50.0000	0.0000	4	0.19
0	100.0000	0.0000	0.0000	1	0.0000	0.0000	1	0.10
100	138.5055	100.0000	0.0000	1	100.0000	0.0000	1	0.27
200	175.8560	200.0000	0.0000	1	200.0000	0.0000	1	0.44
300	212.0515	300.0000	0.0000	1	300.0000	0.0000	1	0.61
400	247.0920	400.0000	0.0000	1	400.0000	0.0000	1	0.78
500	280.9775	500.0000	0.0000	1	500.0000	0.0000	1	0.95
600	313.7080	600.0000	0.0000	1	600.0000	0.0000	1	1.12
700	345.2835	700.0000	0.0000	1	700.0000	0.0000	1	1.29
800	375.7040	800.0000	0.0000	1	800.0000	0.0000	1	1.46

Максимальна допустима похибка вимірювального перетворювача, в якому використовується алгоритм, має бути ще у 3 – 5 разів меншою, тобто не перевищувати $0,003^{\circ}\text{C}$. Відповідно, похибка програмного забезпечення вимірювального перетворювача, як однієї із складових сумарної похибки, не має перевищувати $0,001^{\circ}\text{C}$.

Таким чином, величину максимальної похибки $\Delta t_{\max} = 0,001^{\circ}\text{C}$ можна вважати адекватною оцінкою для максимальної похибки алгоритму або інших окремих складових вимірювального перетворювання для сенсора

Pt100 з індивідуально каліброваними коефіцієнтами.

Точність розрахунків за новим алгоритмом (похибка менша за $0,0001^{\circ}\text{C}$) на порядок перевищує навіть такі жорсткі вимоги до точності алгоритму.

Висновки. Недоліком відомого ітераційного алгоритму-прототипу розрахунку температури сенсора Pt100 є не монотонна, з екстремальними максимумами, функція похибки у діапазоні мінусових температур.

Якщо зафіксувати кількість ітерацій у алгоритмі-прототипі, функція похибки модифікованого таким елементарним чином алгоритму стає монотонною, без екстремальних максимумів. Можна припустити, що цей прийом фіксації кількості ітерацій дає змогу забезпечити монотонність функції похибки будь-якого ітераційного алгоритму. Проте, задля зменшення максимальної похибки до рівня алгоритма-прототипу необхідно вибирати максимальну кількість ітерацій.

Запропоновано новий алгоритм розрахунку температури сенсора Pt100 за рівнянням Календара-Ван Дусена, який забезпечує монотонність функції похибки та зменшення похибки розрахунку без збільшення фіксованої кількості ітерацій. Похибка розрахунку зменшується нижче за $0,0001^{\circ}\text{C}$ лише за 4 ітерації, що з дуже великим запасом задовольняє найжорсткіші вимоги до точності розрахунку для сенсорів з індивідуальним калібруванням коефіцієнтів.

Новий алгоритм забезпечує таку високу, навіть надлишкову, точність розрахунків, що робить непотрібними подальші дослідження у напрямку удосконалення алгоритму.

Роботу виконано співробітниками наукових установ без використання бюджетного фінансування.

1. Trump B. Analog linearization of resistance temperature detectors. *Analog Applications Journal*. 2011. 4Q. Pp. 21-24. URL: <https://www.ti.com/lit/an/slyt442/slyt442.pdf?ts=1675932767222> (дата доступу 03.09.2022)
2. Radetic R., Pavlov-Kagadejev M., Milivojevic N. The analog linearization of Pt100 working characteristic. *Serbian journal of electrical engineering*. 2015. Vol. 12. No 3. Pp. 345-357. DOI: <https://doi.org/10.2298/SJEE1503345R>.
3. Бойко О.В., Чабан О.П., Матвіїв Р.О., Куць В.Р. Терморезистивний перетворювач з аналоговою лінеаризацією. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2013. № 1. С. 57-62.
4. Sarkar S., Platinum RTD sensor based multi-channel high-precision temperature measurement system for temperature range -100°C to $+100^{\circ}\text{C}$ using single quartic function. *Cogent Engineering*. 2018. 5: 1558687. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.1080/23311916.2018.1558687>.

5. Латенко В.І., Логвиненко Д.М., Миронов Р.Д., Орнатський І.А. Алгоритм та програма розрахунку температури за опором резистивного термодатчика. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2020. № 1. С. 23-27

IMPROVING THE ALGORITHM FOR CALCULATING THE TEMPERATURE OF THE QUASILINEAR RESISTANCE SENSOR PT100

I.V. Herasymenko¹, Іe.O. Zaitsev², V.I. Latenko¹, R.D. Myronov¹, I.A. Ornatsky¹, S.O. Fil¹

¹Ukrainian Hydrometeorological Institute of the SES of Ukraine and NAS of Ukraine,
Nauky Ave., 37, Kyiv, 03028, Ukraine.

E-mail: lat3185@gmail.com.

²Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: zaitsev@i.ua.

The paper investigates iterative algorithms for solving the equation according to the Kalendar-Van Dusyn formula, which describes the dependence of the electrical resistance of the Pt100 family sensor on temperature. This family of platinum sensors is considered quasi-linear, but for high-precision measurements the nonlinearity of the sensor cannot be neglected, so it is necessary to solve the nonlinear equation of Pt100. At minus temperatures, the equation according to the Kalendar-Van Dusyn formula reaches the fourth power and has no solution with respect to temperature in an analytical form. The analysis of the previously published iterative algorithm for the approximate solution of the equation reveals a disadvantage of this algorithm. The residual error of the solution is not a monotonic function of the argument, because it contains extrema, moreover, the sign of the error changes to the opposite after each extremum. The purpose of this study was to obtain an algorithm that provides the residual error in the form of a monotonic deterministic function of the argument with the minimization of the maximum error value. The possibility to modify the iterative algorithm-prototype in an elementary way by fixing the number of iterations is shown. The residual error of solving the equation according to the modified algorithm has the form of a monotonic deterministic function of the argument. It is assumed that any iterative calculation algorithm can be improved in this way. At the same time, the minimization of the error values of the modified algorithm is achieved by setting the maximum number of iterations compared to the prototype algorithm. To overcome this disadvantage of the modified algorithm, a new algorithm is proposed, in which, in addition to a fixed number of iterations, the property of the smallness of the components of higher degrees is used. The high efficiency of the new algorithm is shown, which reduces the residual error of the solution to a negligible value in just four iterations. It is claimed that the high efficiency of the new algorithm makes further research in the direction of its improvement unnecessary. The article presents a scheme of the new algorithm and a corresponding program on the VBA platform for Excel, which is suitable for direct use in the software of temperature meters based on Pt100 resistance temperature sensors. References 5, figures 4, tables 3.

Keywords: quasilinear, algorithm, program, equation, iteration, sensor, temperature, error.

1. Trump B. Analog linearization of resistance temperature detectors. *Analog Applications Journal*. 2011. 4Q. Pp. 21-24. URL: <https://www.ti.com/lit/an/slyt442/slyt442.pdf?ts=1675932767222> (accessed at 03.09.2022) (Ukr).
2. Radetic R., Pavlov-Kagadejev M., Milivojevic N. The Analog Linearization of Pt100 Working Characteristic. *Serbian journal of electrical engineering*. 2015. Vol. 12. No 3. Pp. 345-357. DOI: <https://doi.org/10.2298/SJEE1503345R>.
3. Boyko O.V., Chaban O.P., Matviyev R.O., Kuts V.R. Thermoresistive converter with analog linearization. *Vymiriunalna ta obchysliuvalna tekhnika v tekhnolohichnyh protsesah*. 2013. No 1. Pp. 57-62. (Ukr).
4. Sarkar S., Platinum RTD sensor based multi-channel high-precision temperature measurement system for temperature range -100°C to $+100^{\circ}\text{C}$ using single quartic function. *Cogent Engineering*. 2018. 5: 1558687. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.1080/23311916.2018.1558687>.
5. Latenko V.I., Logvynenko D.M., Myronov R.D., Ornatsky I.A. Algorithm and program for calculating the temperature by resistance of the resistive temperature detector. *Vymiriunalna ta obchysliuvalna tekhnika v tekhnolohichnyh protsesah*. 2020. No 1. Pp. 23-27. (Ukr).

Надійшла 06.10.2022

Остаточний варіант 06.02.2023