



Науковий журнал

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА та ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

№4'2019

*Засновано національним університетом "Запорізька політехніка"
у травні 1999 року*

Виходить 4 рази на рік

Запоріжжя

2019

Головний редактор д-р техн. наук
Яримбаш Д.С.

Заст. гол. редактора д-р техн. наук
Тіховод С.М.

Відповідальний секретар канд. техн. наук
Коцур М. І.

ЗАКОРДОННІ ЧЛЕНИ РЕДАКЦІЙНОЇ
КОЛЕГІЇ

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

Zgraja Jerzy, Ph.D, професор Лодзького технологічного університету, Лодзь, Польща;

Biro, Oszkar, Ph.D, професор інституту основ і теорії електротехніки Грацького технічного, Грац, Австрія;

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

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

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

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

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

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

Включено до переліку
наукових фахових видань України
(наказ МОНУ № 1328 від 21.12.2015р.)

ЧЛЕНИ РЕДАКЦІЙНОЇ КОЛЕГІЇ (Україна)

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

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

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

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

Видавець: національний університет "Запорізька політехніка", м. Запоріжжя. Свідчення суб'єкта видавничої справи ДК №6952 від 22.10.2019р.

Реєстрація журналу: Журнал зареєстровано у Міністерстві юстиції України. Свідчення про державну реєстрацію КВ №24219-14059 ПР від 07.11.2019р.

Адреса редакції: Редакційно-видавничий відділ, національний університет "Запорізька політехніка", вул. Жуковського, 64, м. Запоріжжя, 69063, Україна. Телефон: +380(61)769-82-96 Факс: (061) 764-21-41 e-mail: rrvv@zntu.edu.ua.

Електронна адреса журналу <http://ee.zntu.edu.ua> E-mail: etae@ukr.net

Комп'ютерна верстка Дяченко О.О. Редактор англійських текстів Войтенко С.В. Журнал підписано до друку 10.12.2019 за рекомендацією вченої ради національного університету "Запорізька політехніка" (протокол №4 від 25.11.2019 р.). Формат 60x84/8. Ум. Др. Арк. 7,4. Тираж 300 прим. Зам. №1462



Scientific journal

ELECTRICAL ENGINEERING & POWER ENGINEERING

№4'2019

Founded by Zaporizhzhia Polytechnic National University in May 1999

4 issues per year

Zaporizhzhia

2019

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

*The journal has been included
scientific professional editions of Ukraine
(Order of the Ministry of Education and Science № 1328
dated 21.12.2015)*

FOREIGN MEMBERS OF EDITORIAL BOARD

Yunus Biçen, Ph.D. Duzce University, Turkey;
Prof. Jerzy Zgraja, Ph.D., Lodz University of Technology, Lodz, Poland;
Prof. Oszkár Bíró, Ph.D., Technical University of Graz, Graz, Austria;
Zurek, Stan, Ph.D., Research Associate, Cardiff University, Cardiff, United Kingdom;
Sebastian Tomy, Ph.D, Toronto University, Canada, (Technical Expert, Motor Drives and Control Group, Bay City, Michigan, USA);
Arturi Cesare Mario, Ph.D., Prof., Polytechnic University of Milan, Italy;
Carlos Roncero-Clemente, Ph.D., Prof., Universidad de Extremadura, Badajoz, Spain;
José Roberto Camacho PhD, Prof., Universidade Federal de Uberlândia, Brazil;
Mohamed Ahmed Moustafa Hassan, Ph.D., Prof., Cairo University, Giza, Egypt.

MEMBERS OF EDITORIAL BOARD (Ukraine)

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

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

The scientific journal publishes the results of fundamental and applied research, in particular the results of dissertation papers for obtaining the scientific degrees of a Sci.D. and a Ph.D. of technical sciences in the field of electrical engineering and electrical engineering in accordance with the headings: 1. Electrical engineering; 2. Power engineering.

The journal is distributed by the Catalog of periodicals of Ukraine (subscription index – 22913)

Founder and editor: Zaporizhzhia Polytechnic National University, Zaporizhzhia. Certificate of publisher Civil Code №6952 dated October 22, 2019.

Journal was registered: by the Ministry of Justice of Ukraine. Registration number KV № 24219-14059 PR dated November 7, 2019.

Address of editor and editorial office: Zaporizhzhia Polytechnic National University, st. Zhukovsky, 64, Zaporozhia, 69063, Ukraine. Phone: +380(61)769-82-96 Fax: (061) 764-21-41 e-mail: rvv@zntu.edu.ua.

E-address: <http://ee.zntu.edu.ua>; **E-mail:** etae@ukr.net

Computer layout Dyachenko O.O. Editor of English texts Voitenko S.V. The journal was signed on December 10, 2019 on the recommendation of the academic council of the Zaporizhzhia Polytechnic National University (Protocol No. 4 dated November 25, 2019). Sheet size 60x84/8. Cond. Print. Sheets 7,4. Number of copies printed 300. Rep. №1462

ЗМІСТ

I ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

Іванков В. Ф., Басова А. В.

Розрахунок дій геомагнітних індукованих струмів на потужний силовий трансформатор.....8

Паталах Д.Г.

Модифікація метода числового розрахунку перехідних процесів в електричних колах на основі поліномів Чебишова.....21

Верецаго Є. М., Костюченко В. І.

Аналіз динамічних опорів перетворювача з м'яким перемиканням для живлення технологічних установок.....32

II ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

Дубровін В.І., Юськів О.І.

Структура інформаційної технології управління портфелями проектів енергозбереження на металургійних підприємствах.....46

Сахно А.А., Скруська Л.С., Доморощин С.В.

Вдосконалення нерівноважно-компенсаційного методу діагностики стану високовольтних апаратів з конденсаторною ізоляцією.....56

CONTENTS

I ELECTRICAL ENGINEERING

Ivankov V. F., Basova A. V.

Calculation of the geomagnetic induced currents impact on the high-power transformer.....8

Patalakh D.

Modification of numerical calculation method of transition processes in electrical circuits
based on chebyshev polynomials.....21

Vereshchaho Ye.M., Kostiuchenko V.I.

Analysis of dynamic resistance of the converter with soft switching for supplying technological
installations32

II POWER ENGINEERING

Dubrovin V. I., Yuskiv O. I.

The structure of information technology for managing portfolios of energy saving
projects at metallurgical enterprises.....46

Sakhno A.A., Skrupskaya L.S., Domoroshchyn S.V.

Improvement of the nonequilibrium-compensation method for state diagnostics
of high-voltage apparatus with condenser insulation.....56

СОДЕРЖАНИЕ

I ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Иванков В. Ф., Басова А. В.

Расчет воздействий геомагнитных индуцированных токов на мощный силовой трансформатор.....8

Паталах Д.Г.

Модификация метода численного расчета переходных процессов в электрических цепях на основе полиномов Чебышева.....21

Верецаго Е.Н., Костюченко В.И.

Анализ динамических сопротивлений преобразователя с мягким переключением для питания технологических установок.....32

II ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

Дубровин В. И., Юськив О.И.

Структура информационной технологии управления портфелями проектов энергосбережения на металлургических предприятиях.....46

Сахно А.А., Скрупская Л.С., Доморощин С.В.

Совершенствование неравновесно-компенсационного метода диагностики состояния высоковольтных аппаратов с конденсаторной изоляцией.....56

CALCULATION OF THE GEOMAGNETIC INDUCED CURRENTS IMPACT ON THE HIGH-POWER TRANSFORMER

IVANKOV V. F. Ph. D. in Engineering Science, Head of Dpt. at «Zaporozhtransformator» PrJSC, Zaporizhzhia, Ukraine, e-mail: ivankov.viktor@gmail.com;

BASOVA A. V. Ph. D. in Engineering Science, Senior Engineer at «Zaporozhtransformator» PrJSC, Zaporizhzhia, Ukraine, e-mail: awbasova@gmail.com.

Purpose. Determination of resistance of a powerful power transformer to the action of geomagnetic induced currents (GIC) and structural measures for its increase, if necessary.

Methodology. An analytical calculation of the magnetization current (MC) is applied, which under the action of geomagnetic induced currents is excited in addition to the rated current in the higher voltage winding. Analytical and numerical calculations of the magnetic field and the losses, and computational-empirical methods for estimation of the temperature rises are used.

Findings. For a five-core transformer with a power of 630 MVA under the GIC effect, the increased losses and heating of structural elements on the cores of the magnetic system, the tank, and the increased sound level are determined.

Originality. For the case of orthogonal property of the vectors of winding rated currents and the vectors of harmonic components of the peak unbalanced MC, the Joule losses are represented by the sum of the losses due to these currents using the increase factors for ohmic losses in non-magnetic and ferromagnetic structural parts, which depend on MC harmonic spectrum.

Practical value. The stability of the transformer under test to the given level of GIS was confirmed, and structural measures for its increase were recommended. The tested methods can be used in the computational design, in the study of real cases of equipment operation.

Key words: transformers; geomagnetic induced currents; losses; temperature rises; calculations.

I. INTRODUCTION

Varying solar magnetic activity causes the responses of geo-magnetic field, which induce electrical potentials on the Earth's surface. In case of considerable distances between the ground points of the winding neutrals of transformers, shunt reactors and other equipment associated with HV lines, geomagnetic induced currents (GIC) flow through the conductors of long-distance power transmission lines connected to electrical equipment - fig. 1 from the Standard [1].

In the most events such currents are considered as quasi-fixed (DC) currents $IDC = IGIC/3$, which are closed in the transformer higher-voltage windings (HV) in addition to operational alternating currents (AC). Observation within operation and theoretical researches demonstrate that GIC effects causes overheating of the structural elements, especially, tie bars and clamping plates of the magnetic system (MS) [1], and lead to increased sound level.

The requirement of evaluation of thermal withstand capability of the power transformers exposed to GIC is set by new Standard [1]. Therefore, study of GIC effect on the high-power transformer is of great current interest.

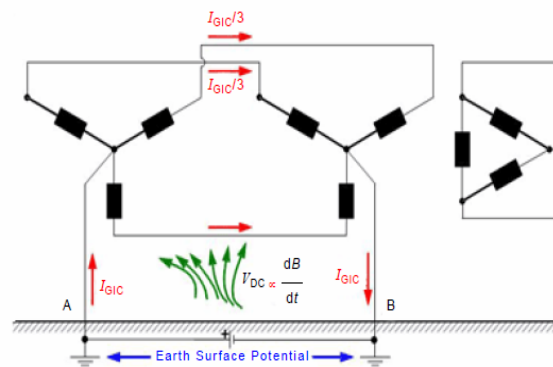


Figure 1. GIC flow into a power transformer

II. ANALYSIS OF RESEARCH AND PUBLISHED PAPERS

The issues of GIS occurrence and effects on the electrical equipment of the power systems, in particular on the power transformers are considered in [2]. It is noted that if the so-called methods of active blocking or compensation of direct currents are not applied [5], [13], MS saturation due to superposition of AC and DC magnetic fluxes is possible in the transformers with five- core

three-phase or single-core single-phase designs, and generation of unbalanced nonsinusoidal magnetizing current (MC) in HV windings [4]. Generation of MC with half-period peaks is illustrated in fig. 2 from [5], [6].

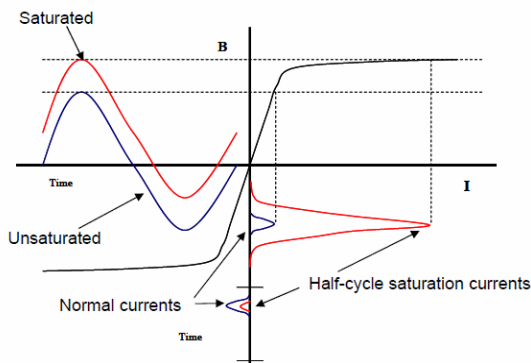


Figure 2. Induction in unsaturated and saturated core, and magnetizing current

Studies of GIC effects on the transformer are preceded by theoretical assessments and direct measurements of induced electric potentials, DC currents duration and magnitude at probable sites of equipment operation [4], [5], [13]. Based on the results of such studies, the customers declare the appropriate requirements for the manufacturers. DC current duration and magnitude can be considered as necessary and sufficient for evaluation of the equipment withstand strength under GIC effect [8], [9].

Thus, in [8], MC in HV at currents of 25/3, 50/3, 100/3 A DC is analyzed for 292 MVA transformer, and in [12], MC is analyzed at 50/3 A DC for 550 MVA transformer. In [15], 65 A DC is considered to be critical for the tank temperature rise for the transformer rated for 400 MVA capacity.

To evaluate MC in HV winding the well-known papers contain description of T-shaped single- or three-phase equivalent circuit with lumped parameters [2]. It comprises of the circuit of parallel-connected inductive excitation impedances of MS and windings connected in series to HV winding ohmic and inductive resistance.

Simultaneous effect of alternating and direct voltage on the specified nonlinear circuit is investigated by numerical methods using the ATP-EMTP, Matlab software. In this case, MS magnetizing is simulated with consideration of the hysteresis (flux current) loop [11], [15], [16] or according to normal magnetization curve of electrical steel [12].

The papers [2], [3], [8] describe analytical evaluation of the amplitudes and the harmonic composition of HV winding MS peak current. The valid assumption was made for high-power transformers which ohmic resistance of HV winding is much less than its dynamic inductance. Due to the saturation of electrical steel of MS core, this inductive resistance is determined by winding inductance without core $x_{sat} = \omega L_{sat}$, $\omega = 2\pi f$.

Peak MC $i_{mag}(t, \alpha)$ at saturation angle α of HV winding rated for phase voltage U is generated at time interval $\pi - \alpha \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ and determined by expression [3]

$$i_{mag}(t, \alpha) = -A(\cos \omega t + \cos \alpha), \quad (1)$$

where $A = \sqrt{2}U/x_{sat}$, and saturation angle α is obtained from condition of equality of DC I_{DC} and the zero-th harmonic of expansion of the function (1)

$$I_{DC} = i_0 = A(\sin \alpha - \alpha \cos \alpha)/\pi. \quad (2)$$

Maximum MC value in HV winding is equal to

$$i_{max} = A(1 - \cos \alpha). \quad (3)$$

MC phase is determined by applied voltage phase, thus, maximum value of balanced operational currents of LV and HV windings is offset by the angle $\pi/2$ or by another, so-called, load angle φ . This leads to the fact that within different time intervals the transformer active part is exposed to different magnetic fields. The first magnetic field is due to balanced sinusoidal operational currents of the winding in case of unsaturated MS. The second is due to unbalanced MC in HV winding.

The magnetic field of operational currents is defined as leakage field, that is, provided that the total ampere-turns of the windings are equal to zero. For its calculation, the sufficiently well-known analytical calculation models are widely used [17], [20], including, for example, the plane-parallel model of the winding system taking into account MS core using the method of mirror reflections.

The magnetic field of HV winding unbalanced MC is solenoidal field and the above model should be considered as unacceptable for its calculation. Therefore, when studying GIC effects on the transformers, the finite-element (FEM) analysis methods are used, which assume both the balance and the unbalance of total ampere-turns in the windings and various levels of MS saturation. For example, two-dimensional axisymmetrical FEM models were used to calculate the magnetic fields within 292 MVA autotransformer windings [8], in the region of the windings and the tank of transformer rated for 550 MVA [12]. In [15], the analytical model of the cylindrical winding in air is used to calculate MC magnetic fields.

In this paper, to calculate the magnetic field, both for balanced operational currents, and for HV MC winding, the single-core M-CC model is employed (closed cylindrical model) of one or several windings arranged in the cylindrical slot [20].

For the known values of the magnetic field, the following calculations of losses and temperature rises are performed using numerical-analytical and computational-empirical methods [17] – [20], implemented as the software in the computer-aided design subsystem [20]. The calculation features related to the mode with DC currents are shown in the appropriate sections of this paper.

For the purpose of calculation of the magnetic fields, the losses, and the temperature rises, it is effective to use two- and three-dimensional numerical methods of finite-element modeling, that is, FEM models [20]. However, the relevant studies have shown that application and verification of operation results of known invariant FEM systems for analysis of electromagnetic processes with unharmonic variation of excitation currents introduce the considerable methodological complexity, description of which is beyond the scope of this paper. This is especially true for the bodies of limited size with non-linear surface-effect, and welded structural elements. Therefore, this paper represents the results of the numerical simulation only for the mode of harmonic (sinusoidal) rated currents using the methods presented in [20]. It is also important to point out the fact that time constants for temperature rises of the windings and the structural elements is much less than those related to oil in the tank. For example, in fig. 3 from [5] it is shown that temperature rises of the tank with a slight delay (the minutes) correspond to GIC variations, and top-oil temperature in the tank remains unchanged for more than 1.5 hours. Therefore, the assumption is made in the present paper that oil temperature in the transformer tank will be unchanged even in the case of the total losses increase due to GIC effect.

The mentioned brief review of the problem demonstrates the importance of the most accurate evaluation of all critical electromagnetic and thermal parameters of the transformer at rated operating mode, and, if possible, it should be implemented both based on the results of calculation analyses and on experimental studies during type testing, as well as taking into account evaluation of changing of these parameters at specific levels of GIC effects expected in operation.

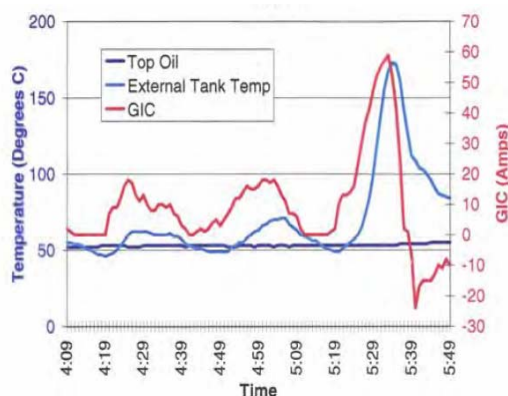


Figure 3. GIC, temperature of the tank and oil in the tank

III. OBJECTIVE

The paper is purposed for evaluation of withstand strength of the high-power transformer affected by geomagnetic induced currents, and recommendation of the constructive measures aimed at improvement of withstand strength, if appropriate.

IV. PRESENTATION OF THE MAIN MATTER AND ANALYSIS OF THE OBTAINED RESULTS

Object, conditions. For the purpose of this paper, the TDC-630000/500 five-core transformer type with OFAF oil-forced cooling system is used as the object. HV winding of the transformer under study is characterized by phase rated voltage of $525/\sqrt{3}$ kV, rated current of 346.4 A; fundamental frequency $f_1=50$ Hz. The customer specified in the inquiry for this transformer the geomagnetic induced currents (GIC) flowing in HV winding neutral having the value $IDC=30/3=10$ A per phase and the duration 30 min. To demonstrate the changes of current parameters during DC current multiplication, the 20 and 30 A values were considered.

Magnetizing currents. Using M-CC model, the inductance $L_{sat}=1.8$ Henry, and, following the expressions (1) - (3), – MC parameters in HV winding were determined. The results are represented in fig. 4 and in tab. 1, tab. 2. MC time dependences as for DC currents of 10, 20, 30 A are shown by means of dotted line, dashed line and solid line, respectively.

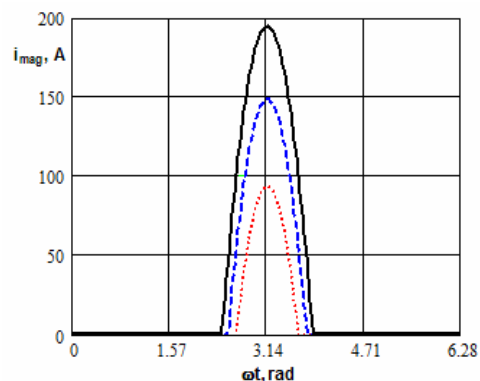


Figure 4. MC time dependences $i_{mag}(t, \alpha)$ at DC currents 10, 20, 30 A

In tab. 1, the values of saturation angles, maximum peak current values i_{max} , and effective values of the first i_1 harmonic of the cosine development of time function of the current are given for a number of DC current values (1).

Table 1. MC, increase factors of the losses

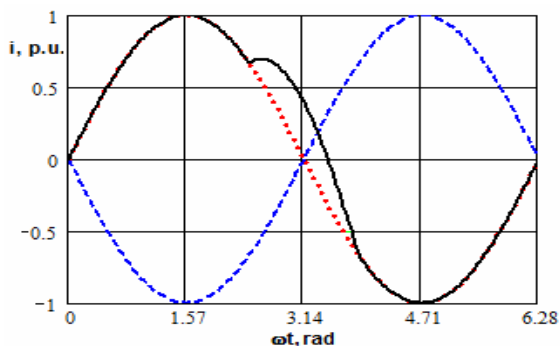
I_{DC}, A	α, rad	i_{max}, A	i_1, A	k_{i^2R}	k_N	k_F
10	0.503	94.0	19.5	3.4	31.0	7.5
20	0.637	148.9	38.4	2.7	16.7	5.1
30	0.733	194.7	57.0	2.3	11.8	4.0

Table 2 contains the relative values referred to the current i_1 for the harmonics n from 2 to 10. The current parameters almost linearly depend on DC currents, having the distinction due to the changes in the saturation angle.

Table 2. MC harmonics i_n / i_1

n	I _{DC} , A		
	10	20	30
2	0.93	0.88	0.85
3	0.81	0.71	0.63
4	0.67	0.51	0.39
5	0.51	0.31	0.18
6	0.35	0.14	0.02
7	0.21	0.01	0.07
8	0.09	0.06	0.09
9	0.00	0.09	0.06
10	0.06	0.07	0.02

Using the dotted and dashed lines, fig. 5 shows time dependences of rated currents in LV and HV windings at AC mode, and using the solid line, – sum of rated and magnetizing currents in HV winding at 30 A DC current and angle $\varphi = \pi/2$. The values are shown in relative units as referred to amplitude of HV winding rated current, LV winding current is adjusted by the turns. Further, the combined mode of AC and DC is designated as AD mode.

**Figure 5.** Time dependences of rated currents in the windings and of the resultant (net) current in HV

It was determined in [8] that «for a unit load power factor, MC and load current are lagged by 90°, and the heat losses for the total current is the sum of the heat losses for each current.

$$i_{p(rms)}^2 = I_{np}^2 + i_{m(rms-DC)}^2, \quad (4)$$

where i_p is primary current, I_{np} is rated primary current.

If load power factor is $\cos(\varphi)$, MC and load current will lag by $(90-\varphi)^\circ$ and

$$i_{p(rms)}^2 = I_{np}^2 + i_{m(rms-DC)}^2 + 2I_{np}i_{m(rms-DC)}\sin(\varphi). \quad (5)$$

This approach was applied, in particular, in [15] when calculating the losses and the temperature rises of the windings of transformer TDC rated for 400 MVA. Permissible GIC currents were determined at various levels of the transformer initial load. However, at evaluation of the tank temperature rises, the losses due to rated currents are considered as insignificant, and calculation was carried out only taking into account MC.

Increase factors of the losses due to higher harmonics. In presence of higher harmonics in the magnetic field, the values of losses as for the first harmonic should be increased [17], [18]: when calculating the ohmic losses in the windings they should be multiplied by the factor k_{i^2R} , in the winding conductors and in non-magnetic structural elements - by the factor k_N , in structural parts made of ferromagnetic steel - by the factor k_F

$$k_{i^2R} = \sum_n^K i_n'^2, \quad k_N = \sum_n^K i_n'^2 \cdot n^2, \quad k_F = \sum_n^K i_n'^2 \cdot n^{0.85}. \quad (6)$$

The values of these factors at different DC currents are given in tab. 1.

At evaluation of the factors related to the winding conductors and the structural conductive parts made of non-magnetic steel as for the frequencies specified, the assumption is made about insignificant demagnetizing effect of eddy currents.

At calculation of increase factor of the losses in structural steels with non-linear surface effect, in particular, in the tank, the exponent can take the different values: slightly higher and less than the unity, in the region of «weak» and «strong» fields, respectively [17]. For conditions of the transformer under study, the exponent of 0.85 is assumed, which was determined from the equality of calculated losses in the tank using factor (6) and the sum of losses due to current harmonics.

Thus, for the case of orthogonal property of the vectors of the windings rated currents and the vectors of the harmonic components of peak unbalanced MC, loss calculation of the transformer exposed to GIC using analytical methods is conducted in three stages. At the first stage the calculation of the magnetic field and the losses P_n is carried out at rated balanced currents in HV and LV windings in case of unsaturated MS. At the second stage, calculation is performed for the magnetic field and the losses P_1 due to the current of MC first harmonic in HV windings in case of saturated MS of the transformer. At the third stage the total and the local losses are to be added using the appropriate factors (6)

$$P_{GIC} = P_n + k P_1. \quad (7)$$

When calculating the temperature rises in the windings, computational and empirical methods are used [18], which stipulate the averaged coefficients of heat transfer to oil depending on a number of design factors, temperature of cooling oil and heat flux density to be determined from the total losses (7).

When calculating the temperature rises of the structural elements, the coefficients of heat transfer should be also determined [19], [20] by aerial density of the total losses. Simplistically, assuming that the coefficients of heat transfer in the studied modes are unchanged, the temperature rise estimates can be carried out according to the modes, and then summed up similar to the expression (7).

Magnetic field in the active part. Using the 2D FEM model, the magnetic field was calculated in the section along the transverse axis of the transformer phase for rated currents in LV and HV windings – fig. 6a, and due to MC first harmonic in HV winding – fig. 6b.

At calculations, the model core, magnetic shunts on the tank are characterized by normal magnetization curve of electrical steel, the yoke beams are described by constant values of magnetic permeability. Comparison of the presented cases demonstrates the difference in magnetic fields depending on above two conditions in the winding region and at the model boundaries, that is, on the core and on the simplified surface of the tank with a magnetic shield (shunts).

At rated current mode of the windings (fig. 6a) the flux lines of leakage field are concentrated in the main duct between the windings. The maximum value of axial component of the magnetic field induction is equal to 310 mT. Uncompensated magnetic field of MC first harmonic $I_1 = i_1/\sqrt{2} = 13.8$ A (fig. 7b) has a pronounced solenoidal nature. Axial component of induction at inner vertical generative line of HV winding has a small value 12 mT.

Neglecting the influence of simplified models of the yoke beams and the tank with shunts on the magnetic field in the region of the windings and the core, the analytical calculation of the magnetic field components in these regions is performed by axisymmetric M-CC model presented in Section II.

The internal and external, with respect to the windings, ferromagnetic cylinders of the calculation model are characterized by constant permeability values across the cross. Under certain conditions, these values of magnetic permeability can take the extreme magnitudes of air medium (complete magnetic saturation), of unsaturated ferromagnet with high value of magnetic permeability, or the finite value, which depends on the degree of the electrical steel saturation. Horizontal slot walls are ideal ferromagnetic half-spaces. The expressions for radial and axial components of the magnetic field induction and the inductances of the circular elements (parts of the windings) are determined from the solution of the corresponding boundary value problem in the form of Fourier series using axial coordinate, and Bessel functions using radial coordinate.

For the rated mode, the value of relative magnetic permeability of the internal ferromagnet (the core) is assumed to be 1000, and at MC mode in HV winding, the magnetic permeability is taken to be equal to 3 (according

to calculation results of nonlinear model shown in fig. 6b), i.e., core saturation is taken into account. For both modes, the tank effect is neglected.

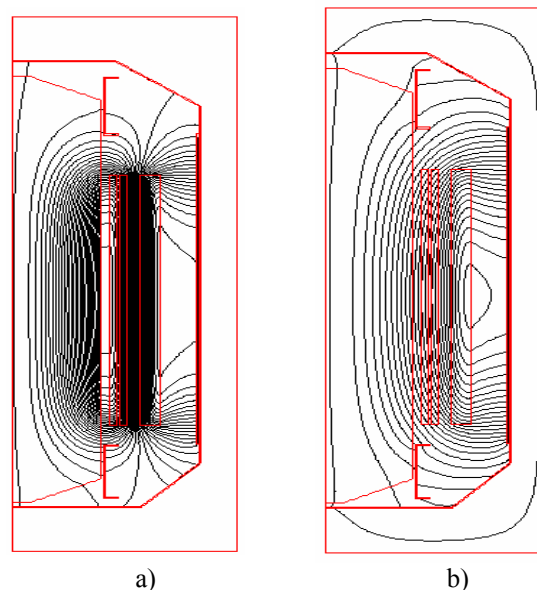


Figure 6. Flux lines for conditions of rated currents in the windings (a), and for excitation current in HV (b)

Based on calculation results in fig. 7 the red line shows alternating-sign distribution of induction normal component of the magnetic field as referred to MS surface at rated mode, and the line with dots – for MC mode in HV. The values are shown in per units relative to maximum magnitudes, 147 and 34 mT, respectively. Specified values of the magnetic field induction are used for calculation of the eddy currents and the losses in the extreme lamination stack, and in the pressing plate on MS core, as well as for evaluation of the losses in the yoke beams.

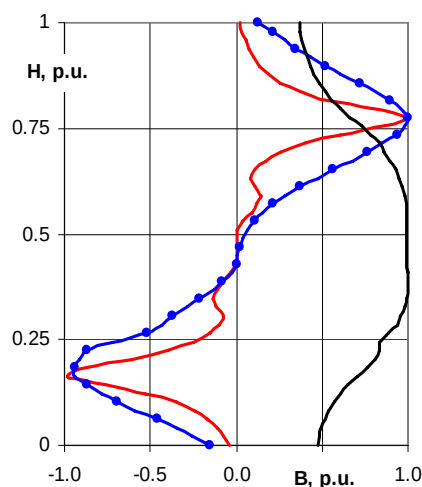


Figure 7. Distribution of the magnetic field induction components along the height of MS pressing plate and the extreme lamination stack.

The black line in fig. 7 shows distribution of axial

component of HV winding MC magnetic field induction along the height of pressing plate. The values are reduced to maximum magnitude 10 mTels, which is closely equal to intensity of magnetic field axial component at the edge of HV winding. Presence of this magnetic field induction component contributes to generation of additional eddy currents in the pressing plate, which are not available in the nominal leakage fluxes of the transformers.

Total losses, temperature rises of the tank oil.

Thermal calculations of the elements of the active part and the transformer tank are preceded by calculation of total loss and oil temperature rises in the tank [18]. In this case, empirical estimates of total additional losses in the structure “by analogy” are widely used, which are subsequently adjusted by element-wise calculation [18], [20]. Information related to total losses in the transformer allows calculation of oil temperature distribution in the tank in accordance with cooling system type employed. So, for the studied transformer at AC mode using appropriate software [20], the temperature rises of middle and top oil in the tank above the ambient temperature (ACMT) were determined: 33 and 35 K, as well as thermal time constant of the transformer was estimated as equal to 2.5 hours. Specified temperature rises are summed according to overheating method with temperature rises above oil of windings, core, structural elements, with evaluation of exceeding of their temperatures above ACMT, which is finally compared with appropriate standard values [1].

Losses, temperature rises in the windings. For nominal conditions, calculation of ohmic losses and additional losses due to eddy currents in the winding conductors is widely-known [17] and carried out using the appropriate software [20].

For a non-sinusoidal MC at DC mode, this calculation is carried out in two forms. The first form is the sum of ohmic losses due to current harmonic components and additional losses due to eddy currents as used in such cases. The second form stipulates the losses due to the first harmonic, multiplied by the factors (6) for ohmic losses and eddy current losses. It should be noted that in this case only additional eddy current losses due to MC magnetic field in HV winding are generated in LV winding. As referred to HV winding, it is required to add also ohmic losses due to MC zero-component, that is, from DC current. Comparison of the results has demonstrated the practical coincidence of the results of calculations of both forms.

In case of known losses in the windings and temperatures of the cooling oil in the tank, temperature rises of the transformer coil windings were calculated using the industry-specific empirical methodology [20] for OFAF cooling mode. In particular, for rated AC mode it was determined that HV winding has the maximum temperature rise. Temperature rise over ACMT of HV winding average temperature makes up 63 K, and hot spot temperature – 77 K. These values do not exceed standard (normalized) magnitudes: 65 and 78 K, respectively [1].

For DC mode, the performed calculations demonstrated slight (by tenths) increase of temperature due to

previously specified low intensities of the currents and the magnetic fields. However, it was determined that even at DC current value of 50 A, the specified temperature rises has reached the values of 67.3 and 81.8 K, which exceed the standard (normalized) magnitudes.

Circulating currents in the windings. Possible increase in currents and losses due to circulating currents but at significant DC current levels 100/3 A is highlighted in [8]. For the transformer under study, the previously specified low magnetic field intensities at DC mode do not result in such problems.

In this regard, it should be noted, that for MC sole-noidal magnetic field, the well-known method for calculation of current distribution in complex circuits with limped ohmic resistance and inductance [18] is employed. In this case, the inductances should be evaluated with consideration of appropriate magnetic permeability of the calculation model core.

Losses and temperature rises in the core pressing plate. To restrict the eddy currents and the losses the pressing (lifting) strip on the MS core is made of non-magnetic steel with vertical notches. In case of AC mode at rated currents in the windings, the eddy currents closed in the winding plane are calculated for two-dimensional plate model by analytical method using Fourier series [20]. Magnetic induction component normal to the plate surface is the effecting factor, and its distribution is shown in fig. 7. To calculate temperature distribution within the plate, analytical three-dimensional method is also used having the special function of three-dimensional distribution of losses. Solution of respective thermal problem is presented as expansion in series of the function in question according to eigen functions [20].

More accurate calculations, taking into account the vertical notches in the plate, can be performed using the numerical simulation. Fig. 8 shows distribution of density of eddy currents and losses at upper part of the pressing strip. Maximum value of losses and, respectively, temperature rises are evident at the strip edge at the area of maximum magnetic field, i.e., against the winding end surface.

It should be noted, that for MC the eddy currents generated under effect of magnetic field induction (fig. 7) and the currents closed along the plate cross-section should be additionally evaluated, for example, using [17].

For resultant AD mode under GIC effect the losses in the plate due to rated current magnetic field and MC are added according to expression (7).

Based on calculations the maximum temperature rises above ACMT at the edges of individual strip of the pressing plate for AC and AD modes are obtained as 50 and 63 K, in view of standard (normalized) value of 75K.

Losses in the extreme stack of MS core. Losses and temperature rises in the extreme stack of the core are calculated similar to method for non-magnetic pressing plate. In this case the calculated thickness of stack is determined based on empirical dependence as for electric steel lamination layer considering its dimensions and maximum amplitude of effecting magnetic field normal to

lamination (fig. 8). It should be noted, that for extreme stack the losses in electric steel due to magnetic flux in MS core are to be additionally considered [20] for nominal conditions and for saturated steel, respectively. Maximum temperature rises of the extreme stack above ACMT for AC and AD modes are obtained: 41 and 52K, in view of standard (normalized) value of 75K.

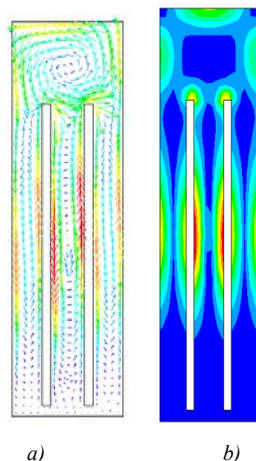


Figure 8. Distribution of eddy currents (a) and losses (b) in pressing plate with notches

Losses, temperature rises of the tank. For the purpose of calculation the numerical- analytical quasi-three-dimensional calculation model of the transformer is used – fig. 9.

The well-known method of surface losses [20] is employed. This method stipulates two stages. At the first stage, the spatiotemporal distribution of the primary magnetic field in the air along the closed path, which coincides with the surface of the tank (without the tank), is calculated. Superposition of axisymmetric magnetic fields of individual cores (phases) is used – the M-CC model. At the second stage, using the non-linear coefficients of the effect of impedance type, the tangent component of the magnetic field intensity on the tank surface is determined. Using the square of its value and the real component of the empirical characteristic of surface resistance, the losses are calculated for the specific vertical sections of the tank. The local factors of the primary field variation in the region take into account presence of discrete stacks of electrical steel (shunts) on the tank internal surface.

The software used [20] has graphic pre- and post-processors for representing the geometry of the calculation model and the results of calculations. Fig. 9a shows the horizontal axial lines Ox , Oz , the reference lines of the centers of cores and windings as referred to the axial lines, the circular contours of cores and windings. The line of lower calculated tank contour, which is almost in contact with the contours of the core is shown along Oz axis.

Isometric simplified diagram in fig. 9b shows the model vertical axis Oy , the phantom sections of cores and windings. Calculated surface of the tank is generated by horizontal surface along the tank bottom, then by inclined plane from the windings, further by vertical wall, again by inclined line to the

windings and horizontal part on the cover.

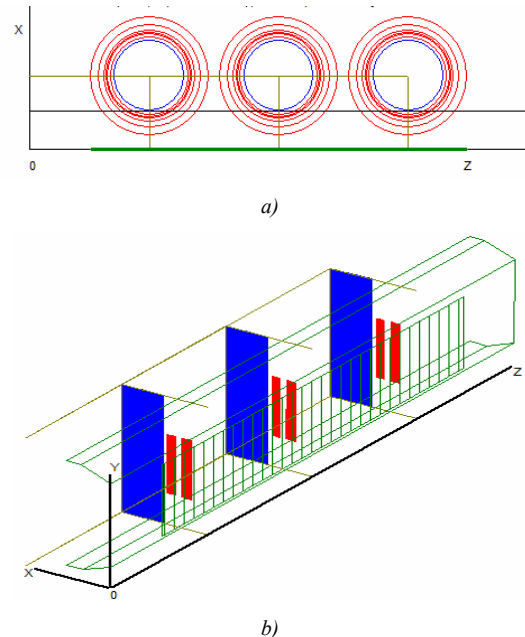


Figure 9. Simplified diagram of projection onto horizontal plane (a) and isometric simplified diagram (b) of quasi-three-dimensional model of the transformer for calculation of losses in the tank

The grid of vertical lines shows the position of the magnetic shunts on the tank longitudinal wall. The tank butt end parts are not considered, since they are shielded from the magnetic field of the windings by MS lateral yokes. Forty vertical sections are set on the tank wall, each of them has 50 points along the height; point 50 corresponds to the tank bottom.

Distribution of the temperature rise on the tank surface above adjacent oil temperature is represented in fig. 10, 11.

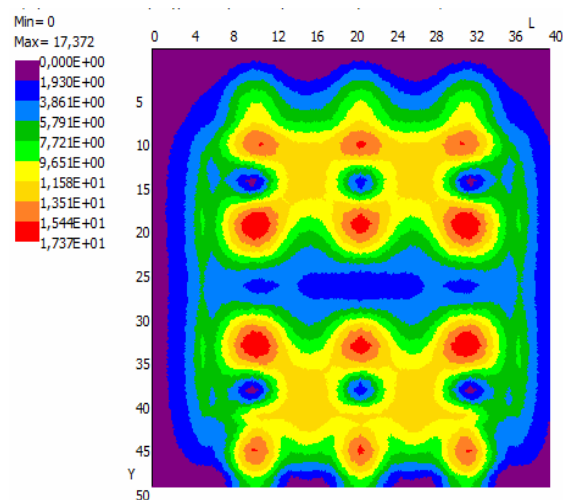


Figure 10. Distribution of temperature rises on the tank surface above adjacent oil at rated current mode in the the windings

For MC first harmonic in HV (fig. 11), maximum values of order of 1.3 K are observed on the upper part of the tank in the areas between the phase cores, approximately in 10 horizontal points at vertical generators (15 and 25). It should be noted that at these points the temperature rises due to rated currents in the windings make up about 12 K.

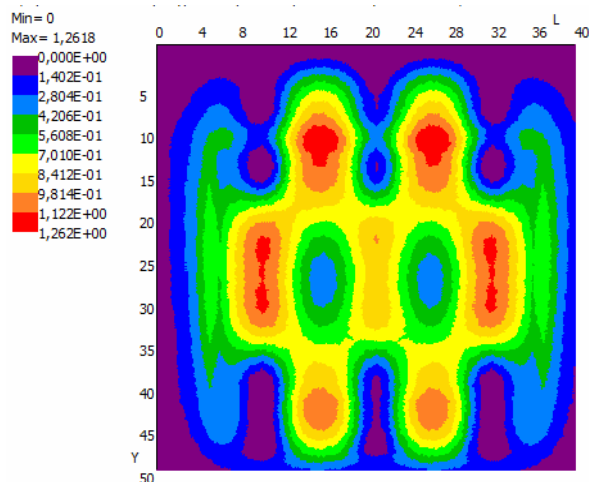


Figure 11. Distribution of temperature rises on the tank surface above the temperature of adjacent oil in case of MC in HV

Fig. 10 demonstrates maximum value of 17.4 K at rated currents in the windings which occur in the upper and middle part of the tank within the areas adjacent to the phase windings, approximately in the points 10, 19 and 33 on the vertical generatrix 20.

Expression (7) with the factor $k_F=7.5$ (tab. 1) allows to carry out the tentative estimate of temperature rise above oil at cumulative mode: $12.0+1.3*7.5 = 22\text{K}$. Since these points correspond to the tank upper part, the value obtained should be added by temperature rise above top oil ACMT in the tank: $22 + 35 = 57\text{ K}$, which nevertheless will be lower if compared with standard (normalized) value of 75 K.

It is determined by calculations that the total losses in the tank due to rated currents in the windings are 68 kW. The losses due to MC in HV, the second term in the sum (7), are 33 kW. Thus, at AD mode, the losses in the tank are equal to 101 kW.

Losses, temperature rises of the yoke beams. Active part of the transformer contains the yoke beams located at the top and the bottom of the windings, the vertical walls made of ferromagnetic steel with non-linear skin effect, and the horizontal shelves of contoured profile made of non-magnetic steel.

Taking into account the degree of complexity of electromagnetic processes in the welded beams, the finite-MS model was also simplified. In the plane of electric steel laminations, MS cores and yokes are characterized by normal magnetization curve. According to the normal

to MS laminations, the magnetic permeability is determined taking into account the stacking factor of steel, and it represents the constant finite element modeling method was used to calculate the losses in yoke beams [20]. Simplified diagram of FEM model of the transformer under study is shown in fig. 12 with simplified (without insert) tank cap.

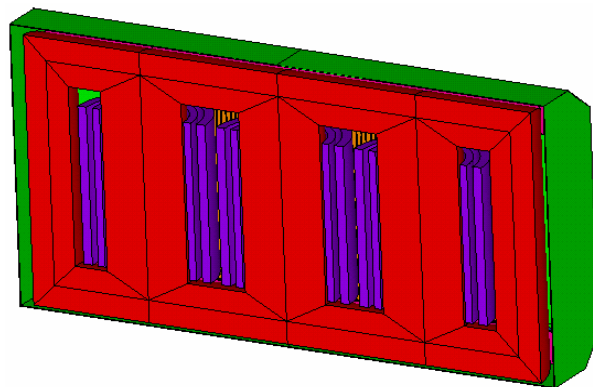


Figure 12. Simplified drawing of three-dimensioned finite-element model of the transformer

The magnetic shunts on the tank walls concentric with winding cores are taken into account. The tank and the vertical walls of the yoke beams are characterized by normal magnetization curve of structural steel and by constant value of electrical conductivity. Welded joint of ferromagnetic walls and non-magnetic shelves is taken into account by natural contact conditions of the beam FEM models.

For the tank and the yoke beams, the volumetric loss method was used, in which the volumetric losses for eddy currents and hysteresis in ferromagnetic structural steels are summarized [20].

The obtained calculated distribution of losses in ferromagnetic walls of upper (continuous) and lower (simply-supported) beams is shown in fig. 13.

At rated current mode, the eddy current losses in the non-magnetic shelf of upper beam are 3.8 kW, in the ferromagnetic wall - 4.4 kW and 0.7 kW for hysteresis.

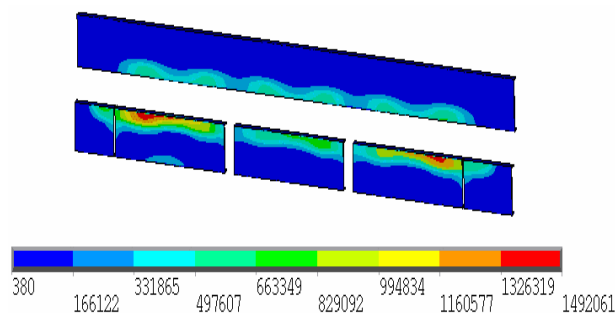


Figure 13. Distribution of volumetric losses (W/m^3) at surface layer of ferromagnetic walls of the yoke beams due to rated current mode of the windings

In this case, maximum local losses occur due to eddy currents in a relatively narrow shelf (but with a considerable thickness) of the beam, at the point of its welding with the vertical wall. Temperature rise of the tank above oil temperature at specified location makes up 23 K. Therefore, in total with temperature rise of top oil above ACMT 35 K, maximum temperature rise above ACMT of upper beam makes up $23 + 35 = 58$ K, which is less than the permissible value of 75K.

At MC mode, the beam temperature rise is approximately estimated as follows. The ratio of magnetic field on MS core surface is used, i.e., practically in the region of beam location, which is given in explanations to fig. 7. It states that at rated current mode the magnetic field induction component normal to the core surface is 147 mTesla, but at DC current mode it is 34 mTesla. That is, the ratio $34/147 = 0.23$ allows to estimate the losses in the shelf at this mode by the value $3.8 * 0.232 = 0.2$ kW. Using expression (7) and factor 7.5 for non-magnetic steel from Table. 1, the temperature rise of the beam above oil temperature is determined at total loss mode as $23 + 7.5 * 23 * 0.2 / 3.8 = 32$ K and above ACMT – as $32 + 35 = 67$ K.

Losses, temperature rises in the tank and in the tank cover. At rated mode the total losses in the tank FEM-model in fig. 12 made up 73 kW, which corresponds to the results of analytical calculation (68 kW). As shown using the model in fig. 9, increase of the losses in the tank due to MC in HV winding up to 101 kW, leads to increase of maximum temperature rise of the tank surface above ACMT up to 57 K, that is much less than standard (normalized) value of 75 K. Thus, at the given mode FEM-model in fig. 12 was not employed, but evaluation of losses and temperature rises in the tank cover was made using FEM-model improvement.

Mentioned FEM-model was supplemented by LV leads and by cover model with insert made of non-magnetic steel with rectangular notches – fig. 14.

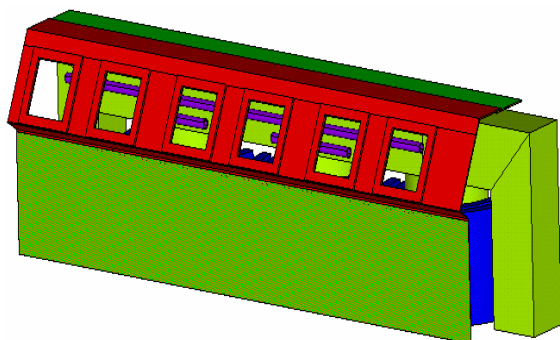


Figure 14. Tank model with notches for leads in nonmagnetic-steel insert

During type testing at the locations of loss concentration, the maximum temperature rises of insert surface temperature above ACMT was defined by thermal imaging camera, it was equal to $78.8 - 20 = 58.8$ K (fig. 15b), that is close to calculated value of 58.1K.

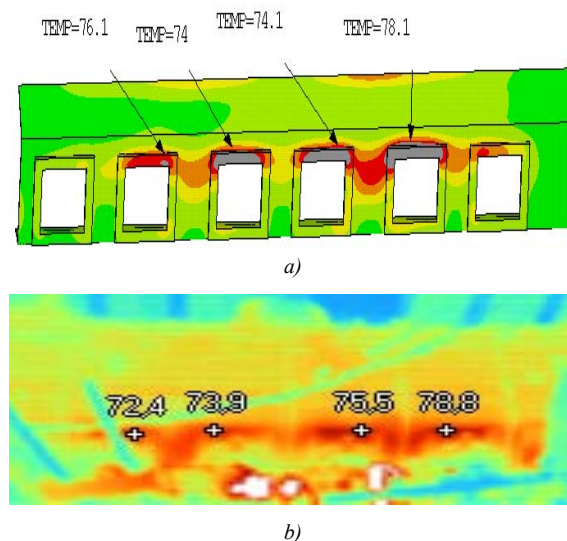


Figure 15. Distribution of calculated (a) and measured (b) temperatures on the tank cover

Taking into account the available margins for temperature rise at rated mode, and since the losses in the cover are dependent mainly on the currents of LV lead, which are unchanged, no evaluation of temperature rise of the cover was carried out at DC level 10 A.

Note that in this section the approach to calculation of winding currents, magnetic fields, and losses is somewhat simplified with respect to the currents of MC third and its multiple (odd) harmonics, transformed from HV winding and closed in LV winding in case of delta-connected circuit [21]. The magnetic fields of these harmonics would need to be determined with a saturated core, but due to the currents of these harmonics, both in LV and HV. It should be borne in mind that their ampere-turns are not equal due to non-perfect magnetic coupling of the windings arranged on saturated core. Such currents would determine some average distribution of power lines between fig. 6a and fig. 6b. In this field it would be necessary to determine the appropriate losses. With significant MC value, the possible increase in losses in the tank cover due to transformation of third and its multiple harmonics into the winding and leading away of LV should be considered. In this paper, the specified phenomenon is not taken into account due to low values of MC.

Losses, temperature rises in the magnetic system.

Fig. 16a shows distribution of magnetic induction in MS central stacks at the timepoint of maximum voltage amplitude at the extreme phase in case of rated AC mode. The value of magnetic induction is close to 1.7 Tesla in the cores, and 1.4 Tesla - in the yokes. The losses in the transformer MS are determined using the specific losses of electrical steel in MS uniform areas, and in the zones of the lamination re-stacking – taking into account the appropriate loss increase factors [18].

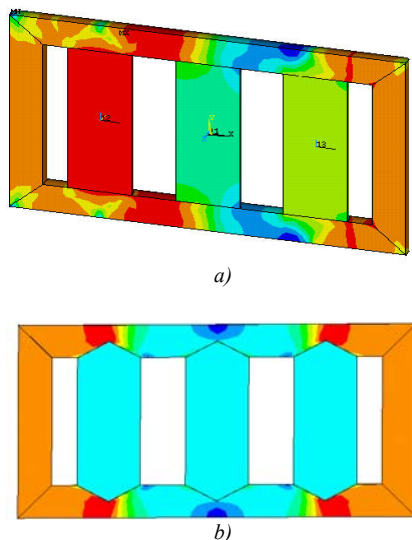


Figure 16. Induction distribution in MS central stacks at rated mode (a) and due to magnetic field of DC currents (b)

The nature of induction distribution in the considered transformer MS due to magnetic field of DC currents in HV windings of three phases is shown in fig. 16b. DC magnetic flux induction is 0.4 Tesla in the cores, and 0.6 Tesla in the lateral yokes. Unidirectional magnetic flux in the cores due to DC current during one of half-periods of AD mode is superimposed on the main magnetic flux in the transformer MS cores and leads to half-period saturation of the cores and to generation of magnetizing current in HV winding (fig. 2). In this case saturation of MS horizontal and vertical yokes is also took place.

In current times, loss calculation at AD mode is sophisticated due to insufficient knowledge of the complex half-period back magnetization of steel along «shifted» partial hysteresis (flux current) loop [11]. Therefore, in this paper the experimental data [11], [13] are employed for evaluation of the losses, according to which the increase in MS losses due to DC currents can reach about 30%.

When designing the transformers, it is mandatory to verify conformity of temperature rises of core inner stacks and the yokes with the requirements of the standard [1]. To limit temperature rises, the core of the considered transformer MS was designed with vertical cooling ducts. During thermal calculations, the groups of stacks separated by cooling ducts were replaced by equivalent rectangles with uniform losses in the cross-section, having anisotropic thermal conductivity and non-uniform heat transfer conditions [20].

At rated mode the maximum value of temperature rise of the core internal stack surface above ACMT was evaluated as 68 K, which is less than the value 75 K. Loss increase by 30 % for the given GIC level at steady-state thermal mode is resulted in temperature rise value of 74K above ACMT.

Noise, vibration. The transformer noise at rated AC

mode was calculated using the method of empirical calculation [20]. It was evaluated, in particular, that the sound level of the transformer under study at so-called distance 0.3 m made up 78 dBA. However, this method is insufficient for similar calculation to be performed for AD mode. Therefore, increase in sound level under effect of GIC can be evaluated using the known experimental data.

For example, the report [9] presents (fig. 17) the sound pressure dependences for single-phase transformer 374 MVA //525/ $\sqrt{3}$ kV, measured at different DC currents and at two values of nominal induction in MS core.

Even at DC current 2 A, the increase in sound level reaches 15 dBA, that is, about 22%, and small increases were observed at DC current 3.5 A. As stated in [13], the increase in sound level by 30% was also measured at DC current 2 A, and up to 33% at DC current DC 3.5 A for the group of three single-phase autotransformers rated for capacity 134.4 MVA, with guaranteed value of sound level 69 dBA at rated induction in the core 1.717 T.

Thus, assuming approximately specified increase in sound by 1.3 times for the transformer under study, the sound level under effect of GIS is evaluated as the value about 100 dBA.

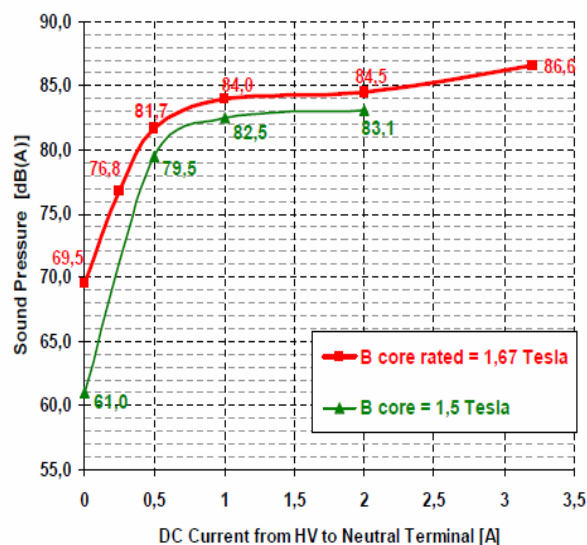


Figure 17. Dependences of sound level at different DC currents and at two values of rated induction in MS core for single-phase transformer 374 MVA //525/ $\sqrt{3}$ kV

Increase in magnetostrictive forces during magnetic biasing can also lead to increase in vibration as referred to the tank walls and the elements attached. Testing of the transformer under study has demonstrated a considerable margin as for vibration levels, which allows assuming that under effect of specified geomagnetic induced current, the maximum values of vibration will also not exceed the permissible magnitudes.

V. CONSTRUCTIVE MEASURES FOR IMPROVEMENT OF GEOMAGNETIC WITHSTAND STRENGTH OF POWER TRANSFORMERS

In the events of GIC effects, to improve geomagnetic withstand strength of high-power transformers, the constructive measures sufficiently well-known at present time [17] - [20] can be taken.

The main measures of such nature are put in mind below:

in the windings – decrease of the losses owing to use of transposed conductors and the best compromise between the height and the width of conductor strands, by the effect of application of effective transposition schemes; decrease of temperature rises by means of enhancement of heat transfer, for example, owing to internal vertical cooling ducts, arrangement of labyrinth-type oil flow in the coil windings;

in the extreme stack of MS core – decrease of the losses by reduction of lamination width; decrease of temperature rises at lamination edge by means the cooling duct adjacent to the extreme stack;

in the pressing (lifting) plate of MS core – minimization of cross-section owing to reduction of axial pressing forces of the windings and width decrease for individual strips of the plate;

in the yoke beams – minimization of parts' dimensions made of ferromagnetic and non-magnetic steel owing to reduction of the forces and optimization of the winding pressing design, use of magnetic shields;

in the tank – application of combined magnetic shielding scheme of horizontal and vertical shunts with increased cross-section;

in the tank covers – provision of non-magnetic steel inserts in the covers, enlargement of distance between the leads and the cover surface, close arrangement of the leads of different phases, segregation of the leads into parallel conductors, application of electromagnetic shields, installation of magnetic field dividers in non-magnetic inserts in the form of electric steel stacks;

in the magnetic system – decrease of the losses by means of use of electrical steel grades with minimum specific losses and application of high-performance stacking schemes, for example, *step lap* type; cooling with internal cooling ducts.

To reduce the transformer noise and vibration, it is recommended to use electrical steel grades with low level of magnetostriction, *step lap* stacking schemes, minimization of air gaps at the lamination joints, high-performance pressing of MS parts, special processing (conditioning) and pressing of the windings, including pressing by means of hydro-spring systems, reinforcement of the tank stiffeners and fastening of the attached elements, noise control of the cooling systems (low-noise fans), acoustic insulation of the transformer using the noise-mitigation shields.

VI. CONCLUSIONS

1. It is demonstrated by the calculations that direct current of 10 A generated in HV winding under effect of geomagnetic induced currents does not lead to considerable increase in losses and temperature rises in the windings of the considered five-core transformer rated for capacity of 630 MVA. Maximum increase in the temperature rise over ACMT, the same as noted in the standard [1], takes place in non-magnetic pressing plates – from 50 K at rated mode, up to 63 K under GIC effect, in the extreme stacks of MS cores – from 41 K up to 52 K. To a lesser extent increase is taken place for the temperatures above ACMT in the core internal stack – from 68 K up to 74 K, in the yoke beams – from 58 K up to 67 K, and in the tank walls – from 47 K up to 57 K. Temperature rise of non-magnetic insert in the tank cover can be considered practically unchanged.

The considerable enhanced sound level of the transformer is observed – from 78 up to 100 dBA.

2. Calculation results and their comparison with the standard (normalized) values confirm the withstand strength of the transformer under study to the effects of specified geomagnetic induced currents based on operating conditions. Constructive measures are recommended for enhancement of such withstand strength.

3. For the case of orthogonal property of the vectors of the windings' rated currents and the vectors of the harmonic components of peak unbalanced MC, the method of calculation of Joule losses was proven as the sum of losses generated due to these currents, using the increase factors for ohmic losses, losses in non-magnetic and ferromagnetic parts of the structure, which depend on the harmonic spectrum of magnetizing current.

REFERENCES

- [1] IEC 60076-7. (2018). Power transformers - Part 7: Loading guide for mineral-oil-immersed power transformers, 89.
- [2] Bolduc, L., Aubin, J. (1977/1978). Effect of direct currents in power transformers. Part I. A general theoretical approach. *Electric Power Systems Research*, 1, 291-298.
- [3] Bolduc, L., Aubin, J. (1977/1978) Effect of direct currents in power transformers. Part II. Simplified calculations for large transformers. *Electric Power Systems Research*, 1, 299-304.
- [4] Chistiakov, H.N., Sihaev, S.N. (2011). Eksperimentalnoe issledovanie toka v neitrali transformatora v period heomahnitnykh bur. [Experimental study of the current in the neutral of the transformer during the period of geomagnetic storms]. *News Tomsk Polytechnic University*. Tomsk: State University, 318, 4, 122-127, (in Russian). Available: <https://core.ac.uk/download/pdf/53067812.pdf>.
- [5] Effects of Geomagnetic Disturbances on the Bulk Power System. (2012). GMDTF Interim report: Nor-

- ton American Electric Reliability Corporation, 137. Available: https://www.eenews.net/assets/2012/02/29/document_pm_01.pdf.
- [6] Gigris, R., Vedante, K., Gramm, K. (2012). Effects of Geomagnetically Induced on Power Transformers and Power Systems. *CIGRE*, Report A2-304, 8.
- [7] Hershenhorn, A.I. (1993). Vozdeistviia geomagnitnykh tokov na elektrooborudovanie enerhosistem. [The effects of geomagnetic currents on electrical equipment of electrical energy systems]. *Electric stations*, 6, 54-63, (in Russian).
- [8] Hurler, P., Bertherau, F. (2007). Impact of geomagnetic induced currents on power transformer design. *IEEE Conference MATPOST'07 - LYON, JST Transformatours*, France, 4.
- [9] Klement, F., Leber, G. (2013). Designing for GIC withstand. *Siemens: The Winning Transformers Indaba*, 5-6 March, 1-21.
- [10] Marketos, P., Moses, A.J., Hall, J.P. (2010). Effect of DC voltage on AC magnetization of transformer core steel. *Journal of Electrical Engineering*. 61, 7/s., 123-125. Available: http://iris.elf.stuba.sk/JEEEC/data/pdf/7s_110-34.pdf.
- [11] Mousavi, S. A. (2012). Electromagnetic Modelling of Power Transformers with DC Magnetization. Sweden, Stockholm: *Royal Institute of Technology (KTH)*, 86. ISBN 978-91-7501-537-8.
- [12] Ngnegueu, T., Marketos, F., Devaux, F., Xu, T., Bardsley, R., Barker, S., Baldauf, J., Oliveira J. (2012). Behavior of transformers under DC/GIC excitation: Phenomenon, Impact on design/design evaluation process and Modelling aspects in support of Design. *CIGRE*, Report A2-303, 10.
- [13] Passath, H., Leber, G., Hamberger, P., Bachinger, F. (2014). Direct current compensation – field experience under service conditions. *Journal of Energy*, vol. 63, Special Issue, 3-12. Available: http://www.hro-cigre.hr/downloads/casopis_energija/Journal of Energy_2014.pdf.
- [14] Price, P. R. (2002). Geomagnetically induced current effects on transformers. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 17, 4, 1002-1008. DOI: 10.1109/TPWRD.2002.803710.
- [15] Vakhnina, V.V., et al. (2018). Mekhanizmy vozdeystviya kvazipostoyannykh tokov na elektricheskiye seti: monografiya. [Mechanisms of the impact of quasi-constant currents on electrical networks: a monograph] M.: Infra-Inzheneriya, 256, (in Russian). Available: <https://books.google.com.ua/books?isbn=5041293384>.
- [16] Zirka, S.E., Moroz, Y.I., Arturi, C.M., Bonnman, D. (2017). Topological transient models of three-phase five-core transformer. *Electrical Engineering And Power Engineering*, 2, 18-25. DOI 10.15588/1607-6761-2017-2-2.
- [17] Leites, L.V. (1991). Elektromagnitnye raschety transformatorov i reaktorov. [Electromagnetic calculations of transformers and reactors]. Moscow: Enerhiia, 392, (in Russian).
- [18] Biki, M.A. (2013). Proektirovanie silovykh transformatorov. Raschety osnovnykh parametrov. [Design of power transformers. Calculations of the main parameters]. Moscow: Znak, 612, (in Russian). ISBN 978-5-87789-070-1.
- [19] Ivankov V.F., Basova A.V., Shulga N.V. (2014). Elektroteplovyie raschetnyye modeli elementov konstruktivnykh silovykh transformatorov. [Electric-heating calculation models of structural elements of transformer equipment]. *Electrical Engineering And Power Engineering*, 2, 41-53, (in Russian). Available: http://nbuv.gov.ua/UJRN/etee_2014_2_8.
- [20] Ivankov, V.F., Basova, A.V., Khimiuk, I.V. (2017). Metody modeliuvannia transformatoriv ta reaktoriv. [Methods of modeling of transformers and reactors]. Kyiv.: Nash format, 490, (in Ukrainian). ISBN 978-966-02-8297-1. Available: http://www.ied.org.ua/files/monograf2_2017.pdf.
- [21] IEEE Std C57.163-2015. IEEE Guide for Establishing Power Transformer Capability while under Geomagnetic Disturbances. 38.

Стаття надійшла до редакції 24.09.2018

РОЗРАХУНОК ДІЙ ГЕОМАГНІТНИХ ІНДУКОВАНИХ СТРУМІВ НА ПОТУЖНИЙ СИЛОВИЙ ТРАНСФОРМАТОР

ІВАНКОВ В. Ф. канд. техн. наук, начальник бюро ПрАТ «Запоріжтрансформатор», Запоріжжя, Україна, e-mail: Ivankov.Victor@gmail.com;

БАСОВА А. В. канд. техн. наук, провідний інженер ПрАТ «Запоріжтрансформатор», Запоріжжя, Україна, e-mail: awbasova@gmail.com;

Метою роботи є визначення стійкості потужного силового трансформатора до дій геомагнітних індукованих струмів та конструктивних заходів для її підвищення, при необхідності.

Методи дослідження. Застосовано аналітичний розрахунок струму намагнічування, який під дією геомагнітних індукованих струмів збуджується додатково до номінального струму в обмотці вищої напруги. Використано аналітичні та чисельні методи розрахунку магнітного поля, втрат, розрахунково-емпіричні методи визначення нагрівів.

Отримані результати. Для п'ятистріжневого трансформатора потужністю 630 МВА при дії гео-

магнітних індуктованих струмів визначені підвищені втрати і нагріви елементів конструкції на стрижнях магнітної системи, бака, підвищений рівень звуку.

Наукова новизна. Для випадку ортогональності векторів номінальних струмів обмоток і векторів гармонічних складових пікоподібного незбалансованого струму намагнічування джоулеві втрати представлені сумою втрат від зазначених струмів з використанням коефіцієнтів підвищення втрат омичних, в немагнітних і ферромагнітних частинах конструкції, які залежать від гармонійного спектру струму намагнічування.

Практична цінність. Підтверджено стійкість досліджуваного трансформатора до заданого рівня геомагнітних індуктованих струмів, рекомендовані конструктивні заходи для її підвищення. Апробовані методи можуть бути використані при розрахунковому проектуванні, при дослідженні реальних випадків експлуатації обладнання.

Ключові слова: трансформатори; геомагнітні індуктовані струми; втрати; нагрів; розрахунки.

РАСЧЕТ ВОЗДЕЙСТВИЙ ГЕОМАГНИТНЫХ ИНДУКТИРОВАННЫХ ТОКОВ НА МОЩНЫЙ СИЛОВОЙ ТРАНСФОРМАТОР

ИВАНКОВ В. Ф. канд. техн. наук, начальник бюро ЧАО «Запорожтрансформатор», Запорожье, Украина, e-mail: Ivankov.Victor@gmail.com;

БАСОВА А. В. канд. техн. наук, ведущий инженер ЧАО «Запорожтрансформатор», Запорожье, Украина, e-mail: awbasova@gmail.com;

Целью работы является определение стойкости мощного силового трансформатора к воздействиям геомагнитных индуктированных токов и конструктивных мер для ее повышения, при необходимости.

Методы исследования. Применен аналитический расчет тока намагничивания, который под действием геомагнитных индуктированных токов возбуждается дополнительно к номинальному току в обмотке высшего напряжения. Используются аналитические и численные методы расчета магнитного поля, потерь, расчетно-эмпирические методы определения нагревов.

Полученные результаты. Для пятистержневого трансформатора мощностью 630 МВА при воздействиях геомагнитных индуктированных токов определены повышенные потери и нагревы элементов конструкции на стержнях магнитной системы, бака, повышенный уровень звука.

Научная новизна. Для случая ортогональности векторов номинальных токов обмоток и векторов гармонических составляющих пикообразного несбалансированного тока намагничивания джоулевы потери представлены суммой потерь от указанных токов с использованием коэффициентов повышения потерь омических, в немагнитных и ферромагнитных частях конструкции, которые зависят от гармонического спектра тока намагничивания.

Практическая ценность. Подтверждена стойкость исследуемого трансформатора к заданному уровню геомагнитных индуктированных токов, рекомендованы конструктивные мероприятия для ее повышения. Апробированные методы могут быть использованы при расчетном проектировании, при исследовании реальных случаев эксплуатации оборудования.

Ключевые слова: трансформаторы; геомагнитные индуктированные токи; потери; нагрев; расчеты.

МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДА ЧИСЛЕННОГО РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ НА ОСНОВЕ ПОЛИНОМОВ ЧЕБЫШЕВА

ПАТАЛАХ Д.Г. Аспирант Национального университета «Запорізька політехніка», Запорожье, Украина, e-mail: patalakh.dmytro@gmail.com

Цель работы – модификация метода численного расчета переходных процессов в линейных электрических цепях, а также разработка схемной модели метода, приводящая к удобству расчета и повышению скорости действия расчета на компьютере.

Методы исследования. Использована полиномиальная аппроксимация функций, численные методы решения интегро-дифференциальных уравнений, матричные методы, программирование на компьютере и методы теории электрических цепей.

Полученные результаты. В результате модификации известного метода расчета переходных процессов разработан усовершенствованный метод, который позволяет сократить время компьютерного моделирования динамических электрических процессов в линейных электрических цепях. Показан пример применения предложенного метода. На основании разработанного метода составлена компьютерная программа для расчета переходного процесса в модельной цепи. Данный пример показал сокращение процессорного времени на 45% по сравнению с применением известных методов.

Научная новизна. Использована аппроксимация функций токов от времени рядами по ортогональным полиномам Чебышева. Полиномы Чебышева обладают свойством равномерности погрешности аппроксимации функций во всем диапазоне изменения аргумента, что выделяет их из ряда других ортогональных функций. Предложено использовать полиномиальную аппроксимацию не самой функции решения, а ее производной. Это существенно снижает погрешность аппроксимации, как функции решения, так и производной решения, которая фигурирует в методе расчета. Показано, как в предложенном методе интегро-дифференциальные уравнения состояния преобразуются в линейные алгебраические уравнения. Разработана схемная модель предложенного численного метода расчета. Схемная модель позволяет от электрической цепи, в которой процессы описываются интегро-дифференциальными уравнениями, перейти к схеме замещения с изображениями токов. Изображения истинных токов в схеме замещения интерпретируются, как постоянные токи. Показано, что для изображений токов в схеме замещения справедливы законы Кирхгофа, что приводит к расчету системы алгебраических уравнений. Такая схемная модель создает удобство инженеру, выполняющему расчеты переходных процессов.

Практическая ценность. Разработанный метод открывает возможность использования всего многообразного аппарата теории электрических цепей для работы с изображениями токов. На основании этого разрабатывается универсальный программный комплекс для расчета переходных процессов в электрических цепях произвольной сложности.

Ключевые слова: переходный процесс, численные методы, схемная модель, полиномиальная аппроксимация.

I. ВВЕДЕНИЕ

При переходных процессах в электротехнических системах происходят значительные броски тока. Это представляет опасность для оборудования, а также снижает надежность релейной защиты. Поэтому исследование этих процессов не потеряло актуальность в настоящее время. Современное компьютерное моделирование позволяет выбрать параметры устройств так, чтобы существенно снизить отрицательные последствия переходных процессов.

II. АНАЛИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Для расчета переходных процессов в электротехнических цепях используется ряд известных программных комплексов, таких как EMTP [1], PSpice

[2], Simulink [3] и др. Уравнения состояния, составляемые по законам Кирхгофа для мгновенных значений, являются интегро-дифференциальными уравнениями, которые во многих случаях бывают жесткими. Для решения таких систем в программных комплексах широко применяются различные методы численного интегрирования дифференциальных уравнений.

Реальные исследуемые цепи могут содержать сотни элементов, что приводит к большим системам дифференциальных уравнений. Переходные процессы в электромагнитных устройствах могут быть весьма продолжительными, и время моделирования таких процессов может быть значительным, что нежелательно.

Для сокращения времени моделирования в рабо-

тах [4], [5], предложено использовать аппроксимацию решения рядами по полиномам Чебышева. В результате получены методы, позволяющие значительно повысить скорость моделирования. Однако современные запросы таковы, чтобы можно было проводить моделирование в реальном времени. Поэтому разработка усовершенствованного метода расчета переходных электромагнитных процессов более быстродействующего, чем существующие, и устойчивого к «алгебраическим петлям» является актуальной задачей.

Для инженеров, проводящих разработки, важен физический смысл математических действий. Схемная модель, сопровождающая математическую операцию, делает смысл операции более понятным. Например, расчет переходных процессов операторным методом рекомендуется сопровождать операторной схемой замещения. При этом в схеме замещения процесс такой, чтобы он полностью описывался алгебраическими уравнениями. Схемная модель позволяет от электрической цепи, в которой процессы описываются интегро-дифференциальными уравнениями, перейти к схеме замещения, для которых справедливы законы Кирхгофа для цепи постоянного тока. Это позволяет использовать аппарат теории цепей для работы с изображениями токов. Поэтому, модификация численного метода, сопровождающаяся созданием адекватной схемной модели, является ценной.

III. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью работы является модификация численного метода расчета переходных процессов в электрических цепях, использующего аппроксимацию решения полиномами Чебышева, что позволит сократить время моделирования.

IV. ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для простоты изложения рассмотрим сначала одноконтурную электрическую цепь, содержащую резистивный (R), и индуктивный (L) элементы, включенные последовательно.

При подключении в момент времени $t=0$ источника ЭДС $e(t)$ в цепи происходит переходный процесс, который описывается линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = e(t) \quad (1)$$

Будем искать решение во временной области $t \in [a, b]$. В работе [6], предложено использовать аппроксимацию решения для функции тока рядами по полиномам Чебышева. В результате получен метод, позволяющий значительно повысить скорость моделирования. При аппроксимации некоторой функции рядами по полиномам Чебышева задается условие метода коллокаций. Это означает, что для выбранных N узловых точек со значением аргумента t_m аппроксимированное решение совпадает с точным решением, но в

других точках допускается некоторая погрешность. В работах [7], [8] показано применение этого метода для расчета нелинейных магнитоэлектрических цепей. Усовершенствование этого метода для расчета переходных процессов в трансформаторах изложено в работе [10]. В работах [7], [8], а также [9], проведен анализ погрешности метода, который показал, что основная погрешность метода заключается в аппроксимации производной решения. Действительно, в уравнении состояния (1) фигурирует производная тока по времени.

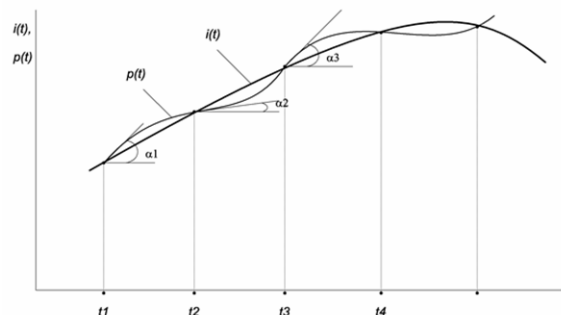


Рисунок 1. Поведение аппроксимирующей функции в узлах интерполяции

Как видно из рис.1, даже при незначительном отклонении аппроксимирующей функции от истинной функции производная, как тангенс угла наклона касательной, изменяется значительно. Метод, который направлен на уменьшение погрешности аппроксимации производной решения изложен в работе [11]. Однако аппроксимация алгебраическими полиномами сама влечет значительную погрешность [12].

Разработаем способ, который исключает появление такой погрешности. Для этого рядами по полиномам Чебышева будем раскладывать не саму функцию решения, а ее производную.

Свойства полиномов Чебышёва.

Полиномы Чебышёва являются ортогональными функциями на отрезке $[-1, 1]$ с весовой функцией $h(x) = 1/\sqrt{1-x^2}$ [13], [14]. Определяются они следующим образом:

$$T_n(x) = \cos(n \arccos(x)).$$

Вычислять их удобно, используя рекуррентные формулы:

$$T_{n-1}(x) + T_{n+1}(x) = 2x T_n(x); \quad T_0(x) = 1, \quad T_1(x) = x.$$

Функции, имеющие непрерывные производные до некоторого N -го порядка можно раскладывать в ряд по полиномам Чебышёва. Полиномы Чебышёва можно дифференцировать и интегрировать [13], [15]. Эти свойства будем использовать для решения интегро-дифференциальных уравнений, которые составлены на основании законов Кирхгофа.

$$i(x) = [T_1(x)]c_0 + \frac{1}{4}[T_2(x)]c_1 + \dots + \left[\frac{T_{k+1}(x)}{2(k+1)} - \frac{T_{k-1}(x)}{2(k-1)} \right]c_k + \dots + \left[\frac{T_N(x)}{2N} - \frac{T_{N-2}(x)}{2(N-2)} \right]c_{N-1} + d_1 \quad (18)$$

Введем вектор-строку всех слагаемых (кроме первого), входящих в выражение (18), как функцию от аргумента x :

$$S_x(x) = \left[\frac{1}{4}[T_2(x)], \dots, \frac{T_{k+1}(x)}{2(k+1)} - \frac{T_{k-1}(x)}{2(k-1)}, \dots, \frac{T_N(x)}{2N} - \frac{T_{N-2}(x)}{2(N-2)} \right]. \quad (19)$$

Для $N-1$ узловых точек со значением аргумента времени t_m , что соответствует моментам приведенного аргумента x_m , соответствуют следующие значения функции (19) как строки матрицы:

$$S = \begin{bmatrix} S_x(x_1) \\ S_x(x_2) \\ \vdots \\ S_x(x_{N-1}) \end{bmatrix}. \quad (20)$$

При значении $x = x_0$ имеем:

$$S_0 = \begin{bmatrix} S_x(x_{01}) \\ S_x(x_0) \\ \vdots \\ S_x(x_0) \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Из (18) с учетом (19), (5) и (13) получим:

$$i(x) = i'_0 \cdot x - T_{x0} \cdot C \cdot x + S_x(x) \cdot C + d_1 \quad (22)$$

Откуда

$$d_1 = i_0 - i'_0 \cdot x + T_{x0} \cdot C \cdot x_0 + S_x(x_0) \cdot C. \quad (23)$$

Подставим выражение (23) в (22):

$$i(x) = (S_x(x) - S_x(x_0) - (x - x_0) \cdot T_{x0}) \cdot C + (x - x_0) \cdot i'_0 + i_0 \quad (24)$$

Для узловых точек 1, 2, ..., $N-1$ уравнение (24) в матричной форме имеет вид:

$$I = (S - S_0 - A \cdot T_{x0}) \cdot C + A \cdot i'_0 + i_0 = V \cdot C + A \cdot i'_0 + i_0 \quad (25)$$

где

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix}; \quad V = (S - S_0 - A \cdot T_{x0});$$

$$A = \begin{bmatrix} x - x_1 \\ x - x_2 \\ \vdots \\ x - x_{N-1} \end{bmatrix}. \quad (26)$$

Дифференциальное уравнение состояния для цепи R - L - e имеет вид (1). Для узловых точек со значением аргумента времени t_m (соответственно x_m) $m=1, 2, \dots, N-1$ соответствует следующее уравнение в матричной форме:

$$LI' + RI = e, \quad (27)$$

где e - вектор значений ЭДС в узловых точках;

I - вектор значений тока в узловых точках;

I' - вектор значений производной тока в узловых точках.

Подставим выражения (9), (25) в (27):

$$L \cdot (D \cdot C + I'_0) + R \cdot (V \cdot C + A \cdot i'_0 + i_0) = e. \quad (28)$$

Преобразуем (28):

$$(L \cdot D + R \cdot V) \cdot C = e - R \cdot A \cdot I'_0 - R \cdot i_0 - L \cdot I'_0. \quad (29)$$

Получили выражение второго закона Кирхгофа для изображений C .

Тогда при известных начальных значениях тока i_0 и производной тока i'_0 можно определить значения тока во всех произвольных точках x на отрезке $[-1, 1]$ или соответствующих точках t временного сегмента согласно (24).

Уравнение (29) можно интерпретировать следующим образом. Пусть в исходной ветви R - L - e протекает реальный ток $i(t)$. Исходной ветви, соответствует ветвь замещения (рис. 2), в которой протекает некоторое изображение C , реального тока $i(t)$. Изображение C - это вектор, содержащий коэффициенты разложения тока $i(t)$ в ряд по ортогональным полиномам Чебышева.

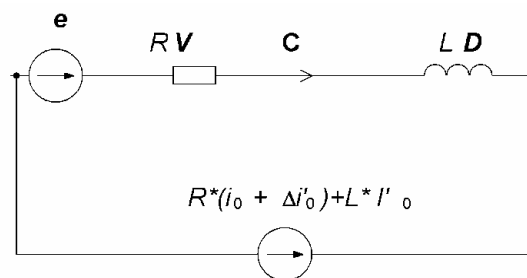


Рисунок 2. Схема замещения для изображений одно-контурной R - L - e цепи

При этом в ветви замещения резистивный элемент R имеет сопротивление $R \cdot V$ и последовательно с ним навстречу току включается источник постоянной ЭДС величиной $R \cdot (A \cdot I'_0 + I_0)$ (см. рис.2). Индуктивный элемент L имеет сопротивление $L \cdot D$, и последовательно с ним навстречу току включается источник постоянной ЭДС величиной $L I'_0$.

Согласно разработанной теории составлена ком-

пьютерная программа, расчет по которой с точностью до долей процента совпадает с расчетом, полученным аналитически.

Напряжение на конденсаторе. Рассмотрим простую цепь, содержащую включенные последовательно элементы: резистивный (R), индуктивный (L) и емкостный (C) (рис. 3). При подключении источника ЭДС в цепи происходит переходный процесс.

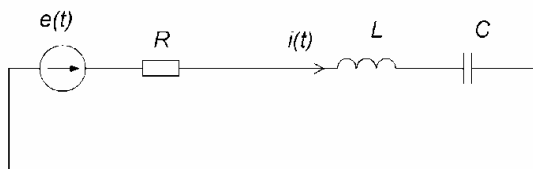


Рисунок 3. Схема одноконтурной R-L-C-е цепи

Напряжение на конденсаторе в течение переходного процесса определяется выражением:

$$u_C(x) = B \int i(x) dx + d_2; \quad B = \frac{1}{C}, \quad (30)$$

где d_2 – постоянная интегрирования, которая может быть определена из начальных условий.

Выражение для тока (30) получено из выражения (24) и начальных условий. Выражение для тока (22) получено интегрированием выражения (2) для производной тока. В этих выражениях вектор C коэффициентов разложения производной тока считается неопределенным.

Используем в формуле (30) выражение для тока из (22):

$$u_C(x) = B \cdot \int (S_x(x) - S_0 - (x - x_0) \cdot T_{x0}) \cdot C + (x - x_0) \cdot i_0' + i_0 dx + d_2. \quad (31)$$

Рассмотрим вектор-строку (19) как функцию от x и выполним интегрирование всех компонентов вектора $S_x(x)$:

$$J_1(x) = \int S_x(x) dx = \int \left[\frac{1}{4} [T_2(x)] \dots \frac{T_{k+1}(x)}{2(k+1)} - \frac{T_{k-1}(x)}{2(k-1)} \dots \frac{T_N(x)}{2N} - \frac{T_{N-2}(x)}{2(N-2)} \right] dx. \quad (32)$$

Используем правила интегрирования полиномов (16, 17). Интегрирование всех членов вектора $S_x(x)$ дает вектор-строку:

$$J_1(x) = \left[\begin{aligned} & \frac{1}{4} \frac{1}{2} \left[\frac{T_3(x)}{3} - \frac{T_1(x)}{1} \right], \dots \\ & + \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2(k+1)} \left(\frac{T_{k+2}(x)}{k+2} - \frac{T_k(x)}{k} \right) - \frac{1}{2(k-1)} \left(\frac{T_k(x)}{k} - \frac{T_{k-2}(x)}{k-2} \right) \right], \dots \\ & + \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2N} \left(\frac{T_{N+1}(x)}{N+1} - \frac{T_{N-1}(x)}{N-1} \right) - \frac{1}{2(N-2)} \left(\frac{T_{N-1}(x)}{N-1} - \frac{T_{N-3}(x)}{N-3} \right) \right] \end{aligned} \right]. \quad (33)$$

Выполним интегрирование остальных членов уравнения (31):

$$J_2(x) = \int S_x(x_0) dx = S_x(x_0) x; \quad (34)$$

$$J_3 = \int (x - x_0) \cdot T_{x0} dx = T_{x0}(x_0) \cdot (x^2 / 2 + x_0 \cdot x), \quad (35)$$

где $J_2(x), J_3(x)$ – вектор-строки, функция $T_x(x)$ – вектор (5) значений полиномов Чебышева в точке x ,

$$J_4(x) = \int (x - x_0) \cdot i_0' dx = i_0' \cdot (x^2 / 2 + x_0 \cdot x); \quad (36)$$

$$J_5(x) = \int i_0 dx = i_0 \cdot x, \quad (37)$$

$J_4(x), J_5(x)$ – скаляры.

С учетом выражений (32) – (37) напряжение на конденсаторе (31) примет вид:

$$\begin{aligned} u_C(x) &= \\ &= B \cdot \{ [J_1(x) - J_2(x) - J_3(x)] C + J_4(x) + J_5(x) \} + d_2 = (38) \\ &= B \cdot W(x) \cdot C + q(x) + d_2. \end{aligned}$$

Обозначим функции:

$$W(x) = [J_1(x) - J_2(x) - J_3(x)]; \quad (39)$$

$$q(x) = J_4(x) + J_5(x). \quad (40)$$

При $x = x_0$ $u_C(x_0) = u_{C0}$.

Напряжение на конденсаторе (38) в начальной точке:

$$u_{C0} = B \cdot [W(x_0) \cdot C + q(x_0)] + d_2. \quad (41)$$

Определим постоянную интегрирования:

$$d_2 = u_{C0} - B \cdot [W(x_0) \cdot C + q(x_0)]. \quad (42)$$

Окончательно функция напряжения на конденсаторе (38) примет вид:

$$u_C(x) = B \cdot [W(x) - W(x_0)] \cdot C + q(x) - q(x_0) + u_{c0}. \quad (43)$$

Если уравнение (43) записать для узловых точек со значением аргумента времени t_m (соответственно x_m) $m=1, 2, \dots, N-1$, то получим систему уравнений, которая в матричной форме имеет вид:

$$U_C = B[WC + Q] + u_{c0}, \quad (44)$$

где $W = W_x - W_0$,

$$W_x = \begin{bmatrix} w(x_1) \\ w(x_2) \\ \vdots \\ w(x_{N-1}) \end{bmatrix}; W_0 = \begin{bmatrix} w(x_0) \\ w(x_0) \\ \vdots \\ w(x_0) \end{bmatrix};$$

$$Q_x = \begin{bmatrix} q(x_1) \\ q(x_2) \\ \vdots \\ q(x_{N-1}) \end{bmatrix}; Q_0 = \begin{bmatrix} q(x_0) \\ q(x_0) \\ \vdots \\ q(x_0) \end{bmatrix}. \quad (45)$$

Интегро-дифференциальное уравнение состояния цепи $R-L-C-e$ (рис. 3) имеет вид:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(t) dt + u_C(t_0) = e(t). \quad (46)$$

Для узловых точек со значением аргумента времени t_m (соответственно x_m) $m=1, 2, \dots, N-1$ уравнению (46) соответствует система уравнений, которая в матричной форме имеет следующий вид:

$$LI' + RI + U_C = e. \quad (47)$$

Подставим в (47) выражения: I - вектор значений тока в узловых точках (25), I' - вектор значений производной тока в узловых точках (9), U_C - вектор значений напряжений на конденсаторе в узловых точках (44):

$$L \cdot (D \cdot C + I_0') + R \cdot (V \cdot C + A \cdot i_0' + i_0) + B[WC + Q] + u_{c0} = e. \quad (48)$$

После преобразований (48) получим:

$$(L \cdot D + R \cdot V + B \cdot W) \cdot C = e - R \cdot A \cdot I_0' - R \cdot I_0 - L \cdot I_0' - BQ - u_{c0}. \quad (49)$$

Получили выражение второго закона Кирхгофа для цепи, показанной на рис. 4. В этой цепи протекает не истинный ток, а его изображение C .

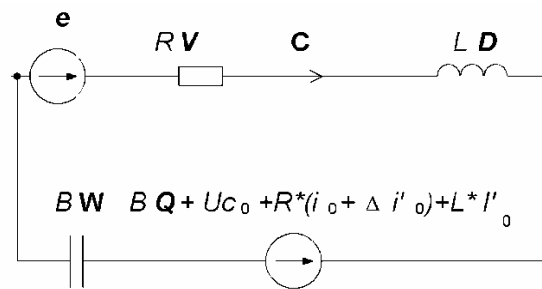


Рисунок 4. Схема замещения для одноконтурной R-L-C-е цепи

Уравнение (49) и схему замещения рис. 3 можно интерпретировать следующим образом. Исходной ветви соответствует ветвь замещения (рис. 3). В ветви замещения протекает не истинный ток $i(t)$, а его изображение C . Изображение C – это вектор коэффициентов разложения тока $i(t)$ по полиномам Чебышева. При этом в ветви замещения резистивный элемент R имеет изображение сопротивления $R \cdot V$ и последовательно с ним навстречу току включается источник постоянной ЭДС величиной $R \cdot (\Delta \cdot I_0' - I_0)$ (см. рис. 4).

Индуктивный элемент имеет изображение сопротивления $L \cdot D$ и последовательно с ним навстречу току включается источник постоянной ЭДС величиной $L \cdot I_0'$, а емкостный элемент – изображение сопротивления $B \cdot W$, и последовательно с ним навстречу току включается источник постоянной ЭДС величиной $BQ - u_{c0}$.

Докажем, что в узлах схемы замещения для изображений C соблюдается первый закон Кирхгофа. Для этого воспользуемся уравнением (25).

$$I = (S - S_0 - A \cdot T_{x0}) \cdot C + \Delta \cdot i_0' + i_0 = V \cdot C + A \cdot i_0' + i_0.$$

Просуммировав векторы токов в узле, можно показать, что изображений токов в схеме замещения выполняется закон токов Кирхгофа:

$$\sum_{k=1}^b C_k = 0. \quad (50)$$

Таким образом, в схеме замещения электрической цепи все изображения C_k оригиналов токов $i_k(t)$ удовлетворяют законам Кирхгофа. Уравнения, составленные по законам Кирхгофа для изображений – линейные алгебраические уравнения. Следовательно, при известных значениях токов ветвей i_{0k} и напряжений на конденсаторах u_{c0k} в начале моделируемого временного сегмента $[t_0, t_{N-1}]$ система уравнений, составленная для схемы замещения по первому закону Кирхгофа, для всех узлов без одного и по второму закону Кирхгофа для всех главных контуров, имеет единственное решение. В результате решения системы линейных алгебраических уравнений получаем

векторы C_k (здесь k – номер ветви), содержащие значения коэффициентов полиномиальной аппроксимации токов для всех ветвей.

Зная для любой k -й ветви коэффициенты полинома, значение тока i_{0k} и производной тока в начальной точке t_0 , а также напряжение на конденсаторе u_{C0} , мы можем получить значение тока во всех произвольных точках в сегменте времени $[t_0, t_{N-1}]$ согласно (30):

$$i(x) = (S_x(x) - S_x(x_0) - (x - x_0) \cdot T_{x0}) \cdot C + (x - x_0) \cdot i'_0 + i_0.$$

Для узловых точек 1, 2, ...N-1 уравнение (30) в матричной форме имеет вид (31).

Функция напряжения на конденсаторе имеет вид (38).

Для узловых точек со значением аргумента времени t_m (соответственно x_m) $m=1, 2, \dots, N-1$ уравнению (50) соответствует следующее уравнение (51) в матричной форме:

$$U_c = B \cdot [WC + Q] + u_{C0}. \quad (51)$$

Для уменьшения погрешности аппроксимации рекомендуется узловые точки выбирать в нулях полиномов Чебышева [12].

V. ИСПЫТАНИЕ МЕТОДА

Для испытания метода, как и в работе [6], использована модельная электрическая цепь, показанная на рис. 5. Согласно разработанному методу модельной электрической цепи (рис. 5) соответствует схема замещения, показанная на рис. 6.

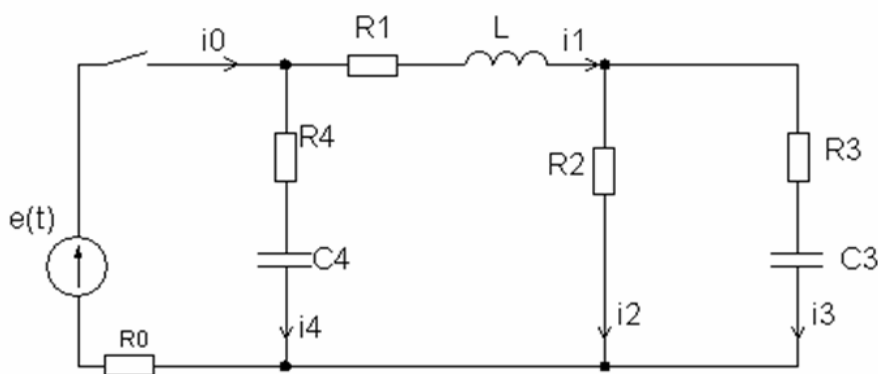


Рисунок 5. Электрическая схема исследуемой модельной цепи

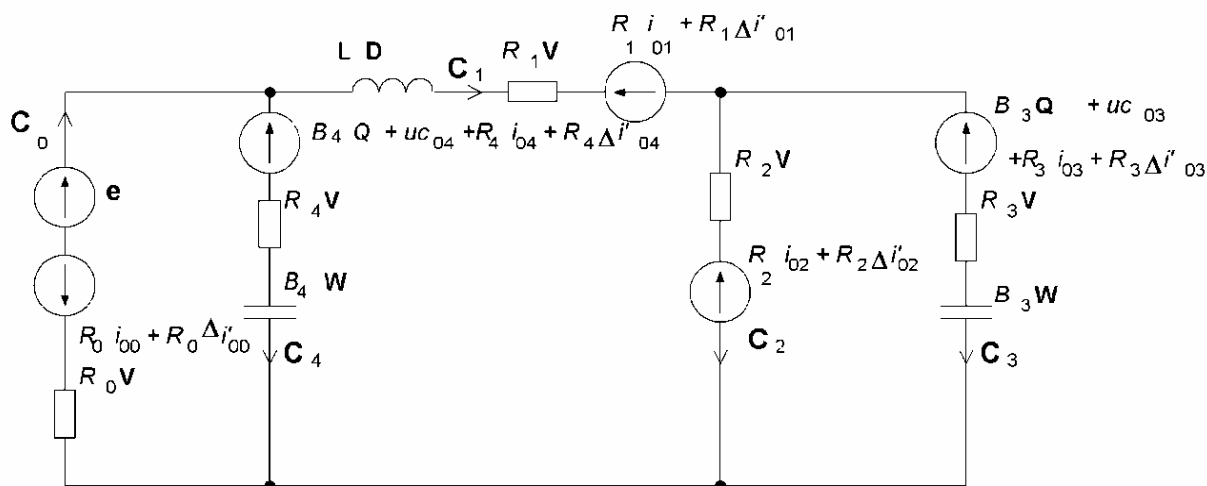


Рисунок 6. Операторная схема замещения исследуемой модельной цепи

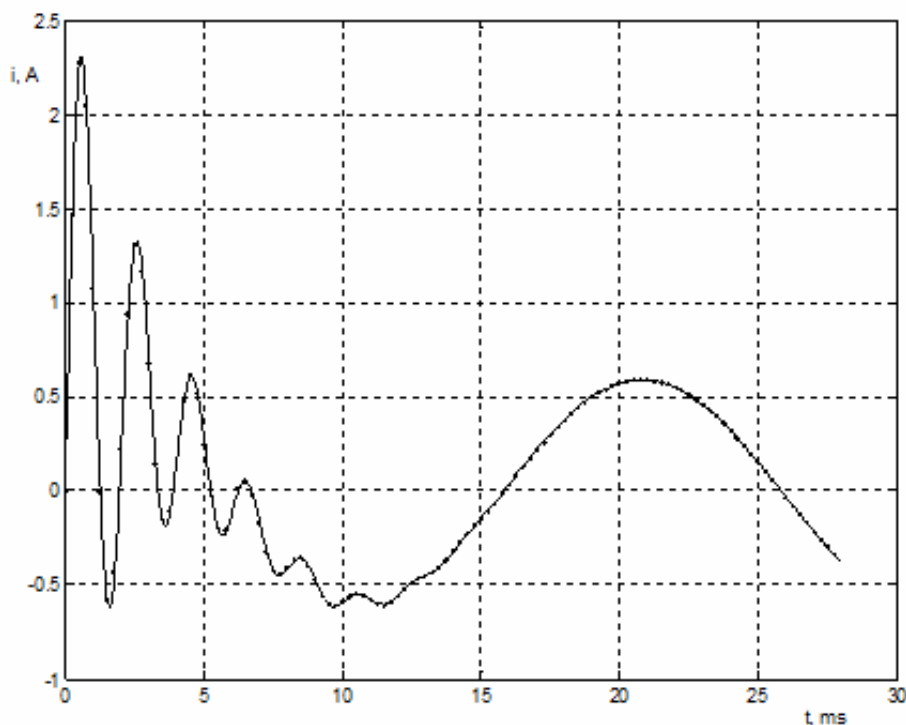


Рисунок 7. Зависимость тока $i_1(t)$, полученная в результате расчета по программе

Этой схеме соответствуют уравнения, составленные по законам Кирхгофа (52). В схеме замещения вместо реальных токов фигурируют изображения токов – векторы, содержащие коэффициенты аппрокси-

мации этих токов полиномами Чебышева. Первые два уравнения составлены по первому закону Кирхгофа, а остальные уравнения составлены по второму закону Кирхгофа для независимых контуров.

$$\left. \begin{aligned}
 C_0 - C_1 - C_4 &= 0; \\
 C_1 - C_2 - C_3 &= 0; \\
 R_0VC_0 + R_4VC_4 + B_4WC_4 &= \\
 &= e - R_0i_{00} - R_0\Delta i'_{00} - R_4i_{04} - R_4\Delta \cdot i'_{04} - B_4Q - u_{C04}; \\
 R_1VC_1 + LDC_1 + R_2VC_2 - B_4WC_4 - R_4VC_4 &= \\
 &= -R_1i_{01} - R_1\Delta \cdot i'_{01} - R_2i_{02} - R_2\Delta \cdot i'_{02} + B_4Q + u_{C04} + R_4\Delta \cdot i'_{04}; \\
 -R_2VC_2 + R_3VC_3 + B_3WC_3 &= \\
 &= R_2i_{02} + R_2\Delta \cdot i'_{02} - R_3i_{03} - R_3\Delta \cdot i'_{03} - B_3Q,
 \end{aligned} \right\} \quad (52)$$

где $i_{00}, i_{01}, i_{02}, i_{03}, i_{04}, i'_{00}, i'_{01}, i'_{02}, i'_{03}, i'_{04}, u_{C03}, u_{C04}$ – значения токов и их производных по времени ветвей 0-4 и напряжений на конденсаторах 3,4 в начале текущего расчета, Δ – вектор отклонений узловых точек от нулевой точки.

Решение этих уравнений дает вектор полиномиальных коэффициентов, по которым согласно (25) могут быть вычислены значения токов в узловых точках. Результаты расчета приведены на рис 7.

Некоторым недостатком уравнений (52), которые соответствуют схеме замещения рис. 6, является то, что в качестве начальных условий требуется задавать значения производных не только переменных состояния, но и зависимых переменных. Однако эти значения легко получить с помощью законов Кирхгофа по методике, приведенной в работе [16].

ВЫВОДЫ

Расчет переходных процессов в электрических

цепях сводится к решению интегродифференциальных уравнений состояния. Предложенный метод расчета переходных процессов в электрических цепях позволяет интегродифференциальные уравнения состояния сводить к алгебраическим уравнениям. Для этого предложено составлять специальную схему замещения. Схема замещения строится формально по схеме моделируемой цепи. В схеме замещения фигурируют не истин-

ные токи, а их изображения. Для изображений токов справедливы законы Кирхгофа. Вычислять их можно по законам расчета постоянных токов. Сравнение процессорного времени расчета переходного процесса модельной задачи по предложенному методу и по методу, описанный в работе [6], показало, что при одинаковой заданной погрешности, предложенный метод имеет быстроедействие на 45% лучшее, чем метод, описанный в работе [6].

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- [1] Electromagnetic Transient Program (EMTP) Application Guide // EPRI Report No: EL – 4650, Project 2149–1, Westinghouse Electric Corp., Pittsburgh, PA, 1986.
- [2] Кеун Д. OrCAD Pspice. Анализ электрических цепей. / Дж. Кеун. – СПб.: Питер, 2008. – 640 с.
- [3] Черных И.В. Simulink среда создания инженерных приложений. / И.В. Черных. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 496 с.
- [4] Татевян С.К. Численное интегрирование обыкновенных дифференциальных уравнений с использованием рядов Чебышева. / С.К. Татевян, Н.А. Сорокин, С.Ф. Залеткин Вычислительные методы и программирование. – 2002. – Т.3, с. 52-81.
- [5] Пашковский С. Вычислительные применения многочленов и рядов Чебышева / С. Пашковский. – М.: Наука, ГРФМЛ, 1983. – 384 с.
- [6] Тиховод С.М. Использование полиномов Чебышева для расчета переходных процессов в электрических цепях / С.М. Тиховод // Вісник національного університету «ХПІ». – 2013. – № 1. – С. 91-105.
- [7] Тиховод С.М. Расчет переходных процессов в трансформаторах на основе магнитоэлектрических схем замещения с использованием полиномов Чебышева / С.М. Тиховод // Електротехніка та електроенергетика. – 2015. – № 2. – С. 5-14.
- [8] Tikhovod S.M. Calculation of transient processes in electrical circuits using chebyshev polynomials/ Tikhovod // RUSSIAN ELECTRICAL ENGINEERING. – 2016. – №3. – С. 172-180
- [9] Амосов А.А. Вычислительные методы для инженеров / А.А. Амосов, Ю.А. Дубинский, Н.В. Копченкова. – М.: Высш. шк., 1994. – 544 с.
- [10] Тиховод С.М. Расчет переходных процессов в магнитоэлектрических цепях при использовании полиномиальной аппроксимации решения / С.М. Тиховод // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2015. – №3. – С. 25-32.
- [11] Тиховод С.М. Метод ускоренного численного расчета переходных процессов в электрических цепях на основе аппроксимации решения алгебраическими полиномами/ С.М. Тиховод, Т.М. Корнус, Д. Паталах // Електротехніка та електроенергетика. – 2015. – № 2. – С. 11-24.
- [12] Бахвалов Н.С. Численные методы / Н.С. Бахвалов, Н.П. Жидков, Г.М. Кобельков – М.: Наука, 1987. – 630 с.
- [13] Васильев Н.И. Применение полиномов Чебышева в численном анализе. / Н.И. Васильев, Ю.А. Клоков, А.Я. Шкерстена. – Рига.: Зинатне. – 1984. – 240 с.
- [14] Данилов Ю.А. Многочлены Чебышева / Ю.А. Данилов. – Минск.: Вышэйшая школа, 1984. – 157 с.
- [15] Ильина В.А. Численные методы для физиков-теоретиков.1. / В.А. Ильина, П.К. Силаев. – Москва-Ижевск: Институт компьютерных исследований. – 2003. – 132 с.
- [16] Чуа Л.О. Машинный анализ электронных схем: Алгоритмы и вычислительные методы / Л. О. Чуа, Пен-Мин. Лин; [пер. с англ.]. – М.: Энергия, 1980. – 640 с.

Стаття надійшла до редакції 25.10.2019

МОДИФІКАЦІЯ МЕТОДА ЧИСЛОВОГО РОЗРАХУНКУ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ НА ОСНОВІ ПОЛІНОМІВ ЧЕБИШОВА

ПАТАЛАХ Д.Г. Аспірант Національного університету «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна, e-mail: patalakh.dmytro@gmail.com

Мета роботи. Модифікація методу числового розрахунку перехідних процесів в лінійних електричних колах, а також розробка схемної моделі методу, що приводить до зручності розрахунку і підвищенню швидкодії розрахунку на комп'ютері.

Методи дослідження. Використана поліноміальна апроксимація функцій, числові методи розв'язання інтегро-диференціальних рівнянь, матричні методи, програмування на комп'ютері і методи теорії електричних кіл.

Отримані результати. В результаті модифікації відомого методу розрахунку перехідних процесів розроблено удосконалений метод, який дозволяє скоротити час комп'ютерного моделювання динамічних електричних процесів в лінійних електричних колах. Показаний приклад застосування запропонованого методу. На підставі розробленого методу складена комп'ютерна програма для розрахунку перехідного процесу в модельному колі. Даний приклад показав скорочення процесорного часу на 45% в порівнянні з застосуванням відомих методів.

Наукова новизна. Використана апроксимація функцій струмів від часу рядами по ортогональних поліномам Чебишова. Поліноми Чебишова мають властивість рівномірності похибки апроксимації функцій у всьому діапазоні зміни аргументу, що виділяє їх з ряду інших ортогональних функцій. Запропоновано використовувати поліноміальну апроксимацію не самою функції рішення, а її похідної. Це істотно знижує похибку апроксимації, як функції рішення, так і похідною рішення, яка фігурує в методі розрахунку. Показано, як в запропонованому методі інтегро-диференціальні рівняння стану перетворюються в лінійні алгебраїчні рівняння. Розроблено схемну модель запропонованого числового методу розрахунку. Схемна модель дозволяє від електричного кола, в якому процеси описуються інтегро-диференціальними рівняннями, перейти до схеми заміщення з зображеннями струмів. Зображення справжніх струмів схемою заміщення інтерпретуються, як постійні струми. Показано, що для зображень струмів в схемі заміщення справедливі закони Кирхгофа, що призводять при розрахунку до системи алгебраїчних рівнянь. Схемна модель створює зручність інженеру, який виконує розрахунки перехідних процесів.

Практична цінність. Розроблений метод відкриває можливість використання всього різноманітного апарату теорії електричних кіл для роботи з зображеннями струмів. На підставі цього розробляється універсальний програмний комплекс для розрахунку перехідних процесів в електричних колах довільної складності.

Ключові слова: *перехідний процес, числові методи, схемна модель, поліноміальна апроксимація*

MODIFICATION OF NUMERAL CALCULATION OF TRANSIENTS IN ELECTRIC CIRCUITS ON BASIS OF TCHEBYSHEV'S POLYNOMIALS

PATALAKH D.

Postgraduate student, Zaporizhzhia Polytechnic National University, Ukraine, e-mail: patalakh.dmytro@gmail.com

Purpose. Modification of the numerical calculation method of transients in linear electric circuits, as well as the development of a schematic model of the method, leading to ease the calculation and to increase the speed of calculation on a computer.

Methodology. Polynomials approximation of functions, numeral methods of solution of integro-differential equations, matrix methods, computer programming and methods of electric circuits theory are used.

Findings The improved method of transient calculation is worked out as the modification of the known one. It allows to reduce the computer modeling time of dynamic electric processes in linear electric circuits. The example of the application of the proposed method is shown. Based on the developed method, the computer program was compiled for calculating the transient in the model circuit. This example showed the reduction in CPU time of 45% compared with the use of known methods

Originality. The approximation of the functions of currents with time by series in the Chebyshev orthogonal polynomials is used. Chebyshev polynomials possess the property of the approximation error uniformity of functions in the entire range of the argument, which distinguishes them from a number of other orthogonal functions. It is proposed to use a polynomial approximation not of the solution functions themselves, but of its derivative. This significantly reduces the approximation error of both the solution function and the derivative of the solution, which appears in the calculation method. It is shown how, in the proposed method, integro-differential equations of state are transformed into linear algebraic equations. The schematic model of the proposed numerical calculation method is developed. The schematic model allows you to move from an electrical circuit in which processes are described by integro-differential equations to an equivalent circuit with images of currents. Images of true currents in the equivalent circuit are interpreted as direct currents. It is shown that the Kirchhoff laws are valid for current images in the equivalent circuit, which leads to the calculation of a system of algebraic equations. Such a circuit model creates convenience for an engineer performing transient calculations.

Practical value. The developed method opens up the possibility of using the entire diverse apparatus of the theory of electric circuits for working with current images. Based on this, a universal software package is developed for calculating transients in electrical circuits of arbitrary

Keywords: *transient, numeral methods, scheme model, polynomial approximation*

REFERENCES

- [1] Electromagnetic transient program (EMTP) ap-

- plicationguide (1986). // epr report no: el – 4650, project 2149–1, Westinghouse electric corp., Pittsburgh.
- [2] Keoun, D., (2008). Orcad Pspice. analiz jelektricheskikh cepej. Piter, 640.
- [3] Chernyh, I.V. (2003). Simulink sreda sozdanija inzhenernykh prilozhenij, Moscow, dialog-mifi, 496.
- [4] Tatevjan, S.K., (2002). Chislennoe integrirovanie obyknovennykh differencial'nykh uravnenij s ispol'zovaniem rjadov Chebyshjova. *Vychislitel'nye metody i programmirovanie*, 3, 52-81.
- [5] Pashkovskij, S. (1983). Vychislitel'nye primeneniya mnogochlenov i rjadov Chebysheva. Moscow, Nauka, 384.
- [6] Tihovod, S.M., (2013). Ispol'zovanie polinomov Chebysheva dlja rascheta perehodnykh processov v jelektricheskikh cepjah. *Visnik nacional'nogo universitetu «HPI»*, 1, 91-105.
- [7] Tihovod, S.M., (2015). Raschet perekhodny'kh processov v transformatorakh na osnove magnitoe'lektricheskikh skhem zameshheniya s ispol'zovaniem polinomov Cheby'shyova. *Elektrotehnika ta elektroenergetika*, 2, 5-14.
- [8] Tihovod, S.M., (2016). Calculation of transient processes in electrical circuits using Chebyshev polynomials. *Russian electrical engineering*, 3, 172-180.
- [9] Amosov, A. A., Dubinskij, N. V., (1994). Vy'chislitel'ny'e metody` dlya inzhe-nerov. Moscow, Vy'ssh. shk., 544.
- [10] Tihovod, S.M. (2015). Raschet perehodnykh processov v magnitoelektricheskikh cepjah pri ispol'zovanii polinomial'noj approksimacii reshenija. *Izvestija vysshih uchebnykh zavedenij. jelectromehanika*, 3, 25-32.
- [11] Tihovod, S.M., Kornus, T.M., Patalah D., (2015). Metod uskorennoho chislennogo rascheta perehodnykh processov v jelektricheskikh cepjah na osnove approksimacii reshenija algebraicheskimi polinomami. *Elektrotehnika ta elektroenergetika*, 2, 11-24.
- [12] Bahvalov, N.S. Zhidkov, N.P., Kobel'kov, G.M., (1987). Chislennye metody. Moscow, Nauka, 630.
- [13] Vasil'ev, N.I., Klovok, Ju.A., Shkerstena A.Ja., (1984). Primenenie polinomov Chebysheva v chislennoho analize. Riga, Zinatne, 240.
- [14] Danilov, Ju.A., (1984). Mnogochleny Chebysheva. Minsk, Vyshhejschaja shkola, 157.
- [15] Il'ina, V.A. Silaev, P.K., (2003). Chislennye metody dlja fizikov-teoretikov.1. Moskva-Izhevsk: institut komp'juternykh issledovanij 132.
- [16] Chua, L.O., Pen–Min Lin, (1980). Mashinny'j analiz e'lektronny'kh skhem: Algoritmy` i vy'chislitel'ny'e metody. Moscow, E'nergiya, 640.

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С МЯГКИМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ДЛЯ ПИТАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

ВЕРЕЩАГО Е.Н.

канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры морского приборостроения Национального университета кораблестроения имени адмирала Макарова, Николаев, Украина, e-mail: venmkua@gmail.com;

КОСТЮЧЕНКО В.И.

канд. техн. наук, доцент кафедры судовых электроэнергетических систем Национального университета кораблестроения имени адмирала Макарова, Николаев, Украина, e-mail: vikmkua@gmail.com;

Цель работы. Оценка динамических сопротивлений стабилизированного преобразователя, основанная на расчёте импульсных источников электропитания с помощью метода усреднения переменных состояния и с помощью ЭВМ. Рассмотрение мер по увеличению выходного сопротивления и улучшению параметров переходного процесса, повышение его устойчивости. Рассмотрение особенности работы импульсного источника электропитания на электрическую дугу с ёмкостью.

Методы исследования. Классические частотные теории управления и методы экспериментального определения частотных параметров.

Полученные результаты. Рассмотрены вопросы, возникающие при проектировании и разработке устройств и систем электропитания электрической дуги – электромагнитная совместимость отдельных узлов в системе электропитания, их устойчивость, а также устойчивость всей системы электропитания. Рассмотрена особенность работы импульсного преобразователя напряжения на комплексную нагрузку. Показаны причины возникновения автоколебательного режима. При необходимости для устранения автоколебаний могут быть добавлены элементы демпфирования фильтра. Исследовано влияние внешних обратных связей на динамические свойства импульсного преобразователя напряжения, работающего на дуговую нагрузку. Для обеспечения устойчивости в системе «фильтр электромагнитных помех – импульсный преобразователь напряжения» следует снижать выходное сопротивление фильтра до величины меньшей входного сопротивления преобразователя. Полученные результаты расчёта комплексного входного сопротивления импульсного преобразователя напряжения могут быть использованы для анализа устойчивости работы системы электропитания с входным фильтром радиопомех. Дополнительная обратная связь по напряжению на дуге приводит к существенному увеличению выходного сопротивления преобразователя и к сглаживанию его частотной характеристики (отсутствию резонансного максимума), что весьма желательно. В целом частотная зависимость выходного сопротивления для двухконтурной системы более благоприятна, чем для одноконтурной в отношении динамики.

Научная новизна. Применение новых эффективных алгоритмов расчёта и спектрального анализа процессов в замкнутых нелинейных дискретных системах с различными видами обратных связей в режиме их нормального функционирования к анализу нового объекта.

Практическая ценность. Изложение носит конструктивный характер и завершится процедурой проектирования регуляторов с использованием новой – натурной теории управления для объектов с неопределёнными параметрами.

Ключевые слова: регулируемый преобразователь напряжения; мягкое переключение; входное и выходное сопротивление; входной фильтр; полное сопротивление; двухконтурная система стабилизации; устойчивость; каскадное соединение; комплексная нагрузка.

1. ВВЕДЕНИЕ

В паспортных данных источников питания (ИП) для сварочных и родственных процессов и технологий приводятся все их основные статические параметры: значение напряжения сети переменного тока, номинальные значения выходных тока и напряжения, диапазоны изменения тока и напряжения, напряжение холостого хода, относительные продолжительность нагрузки (ПН) и включения (ПВ), КПД, $\cos \varphi$ – энер-

гетика потребления, состав потребляемого тока и т.д. Однако в них отсутствуют динамические параметры ИП. Из всех этих динамических параметров наиболее важными являются входное и особенно выходное сопротивления.

Повышенное (пониженное) значение, например выходного сопротивления в ИП на большие токи, может служить источником дополнительных высокочастотных помех в выходных цепях и приводить к усилению электромагнитных помех от преобразователя в

сеть, снижению запасов устойчивости всей системы электропитания, увеличению выбросов и провалов выходного напряжения (тока) ИП при переходном процессе в случае резкого изменения сопротивления нагрузки (скачков тока нагрузки).

Кроме того, знание величин динамических сопротивлений необходимо при расчётах каскадного и параллельного соединения стабилизаторов, в случае необходимости обеспечения одновременного электропитания нескольких нагрузок, которые в общем случае могут быть потенциально развязанными (построение систем электропитания при разветвлённой нагрузке) [1], [2], что важно для оптимального построения распределённых систем электропитания, получающих широкое распространение в целом ряде сложных электротехнологических комплексов.

Современная концепция построения систем электропитания индустриального и специального назначения вынуждает применять в их составе значительный набор специализированных устройств, разрешающих зачастую противоречивые требования к последним: преобразователей напряжения (DC/DC); сетевых защитных устройств; фильтров радиопомех; выпрямителей с активным корректором коэффициента мощности; устройств управления, контроля, диагностики.

При разработке даже отдельных модулей, и тем более агрегированных (составных, сложных) устройств одной из наиболее важных и сложных проблем, которые необходимо решить – это проблемы их устойчивости и анализа нелинейных колебаний, возникающих при нарушении устойчивости [2].

II. АНАЛИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Анализ информационных материалов и оценка важнейших параметров некоторых зарубежных источников питания (ИП) [3] – [10] показал, что в настоящее время представляется наиболее перспективной для реализации высоконадёжных источников электропитания с низким уровнем электромагнитных помех мощностью > 4000 Вт для современных электротехнологий разработка ИП с использованием технологии «мягкой коммутации» ключей, известной как *Zero Voltage Switch (ZVS)*.

Источник электропитания в составе электротехнологической установки является согласующим звеном между нагрузкой и системой электроснабжения. Одним из требований, предъявляемых к источникам электропитания со стороны системы электроснабжения является защита входной питающей сети от электромагнитных помех, генерируемых в сеть импульсным преобразователем напряжения. Для этой цели на вход импульсного преобразователя напряжения (ИПН) ставят фильтры радиопомех [1] – [2]. Кроме того, входной фильтр необходим и для защиты самого преобразователя от различных бросков напряжения во входной цепи.

В настоящее время существует отечественная практика, когда каждая подсистема разрабатывается индивидуально без учёта взаимного влияния подсистем друг на друга, а затем они интегрируются, чтобы сформировать полную систему электропитания [1], [2].

Основной вопрос, который надо решить при проектировании входного фильтра радиопомех (ФРП) – это обеспечение устойчивости системы электропитания, в которую входит этот фильтр [1], [2].

В случае покупки ФРП [11] необходимо проверить удовлетворяет ли он требованиям по ослаблению электромагнитных помех от преобразователя в сеть в заданной полосе частот, имеет ли он требуемое выходное сопротивление, обеспечивающее устойчивую работу системы «ФРП - ИПН» на конкретный преобразователь.

III. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Расчёт динамических входного и выходного сопротивления импульсного источника электропитания для дуговой нагрузки, рассмотрение мер по увеличению выходного сопротивления и улучшению параметров переходного процесса, повышение его устойчивости, особенно с переменной структурой силовой части. Рассмотрение особенности работы ИПН на электрическую дугу с ёмкостью, методика исследования автоколебательного режима в системе «ИПН – комплексная нагрузка» («входной фильтр - преобразователь») с использованием выходного сопротивления ИПН (фильтра) и входного сопротивления нагрузки (преобразователя).

IV. ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Определим математическую модель для исследования. Подлежащая описанию схема представлена на рис. 1. В схеме замещения выходное напряжение сетевого выпрямителя представлено постоянным напряжением $U_{вх}$ и источником переменной составляющей $e(t)$. Выходной силовой фильтр представлен одноконтурным LC-фильтром с потерями, которые учитываются сопротивлением R_{Σ} , включающим и внутреннее сопротивление вторичной цепи источника питания. Для общности введено сопротивление R , включённое параллельно конденсатору выходного фильтра (на рис. 1 не показано). Блок коммутационной функции (КФ) [2] устанавливает связь информационного $U_{ку}$ и энергетического U_1 входов с выходом U_2

$$U_2(t) = K\Phi(t)U_1, \quad i_1(t) = K\Phi(t)i_2.$$

На рис. 1 через k_i , k_u обозначены коэффициенты усиления сигналов выходного тока и напряжения соответственно; ДТ, ДН – датчик тока с крутизной $R_{дт}$, имеющей размерность сопротивления и датчик напряжения с коэффициентом передачи β соответственно; Z_H – комплексное сопротивление нагрузки; $U_{ку}$ – напряжение корректирующего устройства; $U_{3т}$ – за-

дание по току; $u_{0,C1}$, $u_{0,C2}$ – сигналы обратной связи по току и напряжению соответственно; k_{PT} – коэффициент усиления регулятора тока (РТ); n , как обычно, $w_{21}/w_1 = w_{22}/w_1$; D – коэффициент заполнения. В дальнейшем будем полагать $k_{PT}(s) = k_y = \text{const}$.

Корректирующее устройство (КУ) формирует из сигнала ошибки требуемое напряжение управления, поступающее на вход блока КФ(т).

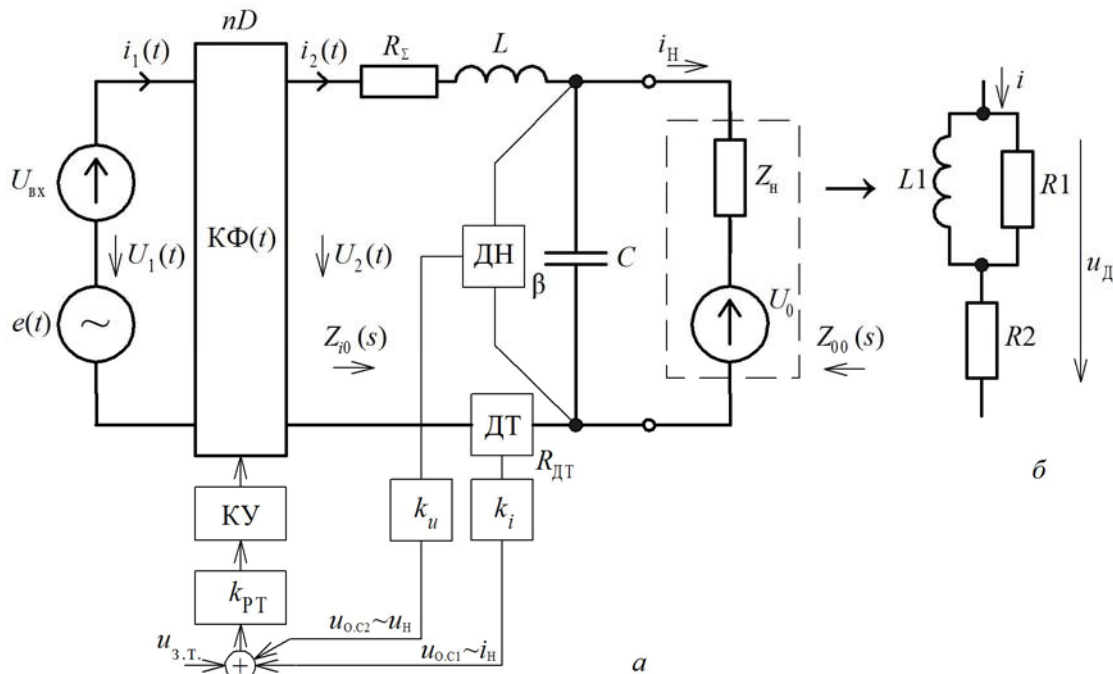


Рисунок 1. Расчётная схема замещения преобразователя с выходным фильтром (а) и схема замещения нагрузки (б)

Вследствие особенностей сильноточного дугового разряда источник питания (ИП) работает на существенно нелинейную нагрузку с резкопеременными параметрами. Однако эквивалентная схема нагрузки, например без учёта инерционности электрической дуги, для анализа электромагнитных процессов в преобразователе может быть представлена в виде последовательного соединения источника ЭДС U_0 и дифференциального сопротивления $R_{дф0}$ (рис. 1) с переменными параметрами. Значения последних зависят от многих факторов и в общем случае могут изменяться во времени плавно (например, в функции температуры) либо скачкообразно (переход тлеющего разряда в дуговой). Практически сопротивление разрядного промежутка меняется от КЗ (этап иницирования разряда) до ХХ (возможный обрыв дуги) [12] – [13].

Для нагрузки (рис. 1) справедливо:

$$\frac{d}{dt}[u_D - (R_1 + R_2)i] + \frac{R_1}{L}(u_D - R_2i) = 0. \quad (1)$$

С другой стороны, согласно [13] линеаризованное уравнение динамической дуги имеет вид

$$\frac{d}{dt}(\tilde{u}_D - R_{cm0}\tilde{i}) + \frac{1}{\theta}(\tilde{u}_D - R_{dф0}\tilde{i}) = 0. \quad (2)$$

В уравнениях (1), (2): u_D – напряжение на дуге, i – ток дуги; θ – постоянная времени дуги; $R_{ст0}$, $R_{дф0}$ – статическое и дифференциальное сопротивления дуги. При этом $\tilde{u}_D$, $\tilde{i}$ – отклонения от установившихся значений U_D , I .

Если сравнить между собой коэффициенты уравнений (1) и (2), то для элементов эквивалентной электрической цепи (рис. 1, б) получаются следующие выражения:

$$R_2 = R_{dф0}; \quad R_1 = R_{cm0} - R_{dф0}; \quad L = \theta(R_{cm0} - R_{dф0}).$$

Величины R_1 , R_2 , L имеют, конечно, для каждой точки характеристики различные значения.

Установившийся режим работы преобразователя. Изобразим эквивалентную схему преобразователя для установившегося режима работы, представленную на рис. 2. Из схемы рис. 2 нетрудно определить зависимости для внешней характеристики и статической погрешности регулирования тока стабилизатора. Графические зависимости для внешних характеристик стабилизатора приведены на рис. 3. Зависимости даны в относительных единицах:

$$I_{H*} = I_H / I_{НОМ}; \quad I_{3*} = I_3 / I_{НОМ}; \quad U_{H*} = U_H / (nU_{BX}).$$

Участок 1 внешней характеристики соответству-

ет режиму роботи с малым статизмом, участок 2 – режиму стабилизации выходного тока. Вторым участком ВАХ в зависимости от требований может иметь различный характер. В данном варианте он имеет линейный характер и изменяется в зависимости от глубины ООС (рис. 1).

В стационарном режиме участок 2 внешней характеристики описывается следующим уравнением (рис. 3):

$$U_H = U_{H0} - R_\Sigma(I_H - I_3),$$

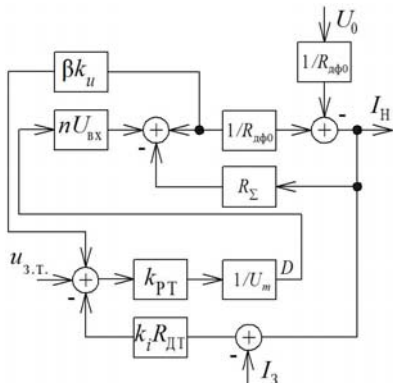


Рисунок 2. Структурная схема стабилизатора тока для установившегося режима работы

Обозначив установившиеся значения фазовых координат прописными буквами, из эквивалентной схемы преобразователя (рис. 1) имеем

$$U_{\text{вых}} = U_c = IR_{\text{дф0}} + U_0. \quad (3)$$

При $U_0 = \text{const}$ очевидно, что максимуму тока I соответствует минимум выходного напряжения.

Суммарный сигнал обратной связи в установившемся режиме сравниваясь с синхронизирующим пилообразным напряжением, формирует одинаковую длительность t_u управляющих импульсов переключающих элементов при одинаковых от периода к периоду значениях. Поэтому

$$U_{\text{р.т}} = (U_{3.т} - k_i R_{\text{дт}} I + \beta k_u U_{\text{вых}}) k_{\text{р.т}} = 2U_m t_u / T = U_m D.$$

Воспользовавшись (3), получим следующее выражение

$$\begin{aligned} I &= \frac{k_{OT} U_{3.т}}{k_i R_{\text{дт}} (1 + R_\Sigma / R_{\text{дф0}} + k_{OT} - k_{OH})} + \\ &+ \frac{(k_{OH} - 1) U_0}{R_{\text{дф0}} (1 + R_\Sigma / R_{\text{дф0}} + k_{OT} - k_{OH})} = \\ &= \frac{I}{1 + R_\Sigma / R_{\text{дф0}} + k_{OT} - k_{OH}} \times \\ &\times \left[\frac{k_{OT} U_{3.т}}{k_i R_{\text{дт}}} + \frac{(k_{OH} - 1) U_0}{R_{\text{дф0}}} \right]. \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$R_\Sigma = \frac{k_{OT} R_{\text{дф0}} + R_\Sigma}{1 - k_{OH}};$$

$$k_{OT} = \frac{n U_{\text{ex}}}{U_m} \frac{R_{\text{дт}}}{R_{\text{дф0}}} k_i k_{\text{р.т}}, \quad k_{OH} = \frac{n U_{\text{ex}}}{U_m} \frac{R_{\text{дт}}}{R_{\text{дф0}}} k_{\text{р.т}} \beta k_u$$

- коэффициенты усиления контуров регулирования тока и напряжения без учёта фактора пульсаций.

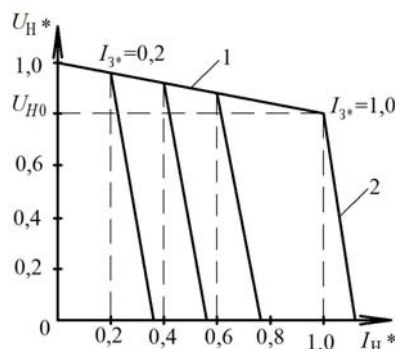


Рисунок 3. Внешние характеристики стабилизатора тока

Из (4) очевидно, что при выполнении условия

$$k_{OH} = \frac{n U_{\text{ex}}}{U_m} \beta k_u k_{\text{р.т}} = 1$$

контур РТ обладает астатизмом 1-го порядка по управляющему воздействию, т.е. отрабатывает заданное значение тока

$$I_3 = \frac{U_{3.т}}{k_i R_{\text{дт}}} \quad (R_\Sigma \ll |R_{\text{дф0}}|)$$

без ошибки и обеспечивает инвариантность к возмущению U_0 .

Коэффициент усиления ШИМ определяем по формуле

$$k_{\text{ШИМ}} \cong [\dot{u}_\Pi(t)]^{-1} \cong T / 2U_m,$$

в которой не учитывается влияние пульсаций управляющего сигнала (в данном случае $u_{\text{р.т}}(t)$ на $k_{\text{ШИМ}}$); T – период дискретизации; $\dot{u}_\Pi(t)$ – производная по времени пилообразного напряжения.

В качестве примера оценим коэффициент усиления неизменяемой части

$$k_0 = (R_{\text{дт}} / R_{\text{дф0}}) k_{\text{ШИМ}} (n U_{\text{ex}} / U_m) k_i$$

при $R_{\text{дт}} = 0,75 \cdot 10^{-3}$ Ом; $|R_{\text{дф0}}| = 0,49$ Ом; $U_{\text{вх}} = 540$ В; $n = 0,46$; амплитуде пила $U_m = 1,5$ В; $k_{\text{ШИМ}} = T / 2U_m$;

$k_i = 82$.

Тогда

$$k_0 = \frac{R_{дТ}}{R_{дФ0}} \cdot \frac{T}{2U_m} \cdot nU_{ex}k_i =$$

$$= \frac{0,75 \cdot 10^{-3}}{0,49} \cdot \frac{T}{2 \cdot 1,5} \cdot 82 = 10,4T.$$

Представим соединение входной фильтр – импульсный преобразователь напряжения – комплексная нагрузка в виде каскадного соединения четырехполюсников (рис. 4). В этом случае входной

фильтр нагружен на нелинейный двухполюсник с отрицательным дифференциальным сопротивлением, а нагрузкой ИПН является параллельное соединение электрической дуги и ёмкости (колебательная нагрузка). Анализ системной устойчивости взаимодействующих четырехполюсников может быть выполнен на основе характеристик Боде или с помощью годографа Найквиста [2], [14]. Для анализа устойчивости в данной работе используются характеристики Боде, которые позволяют определить частоту генерации в неустойчивых системах.

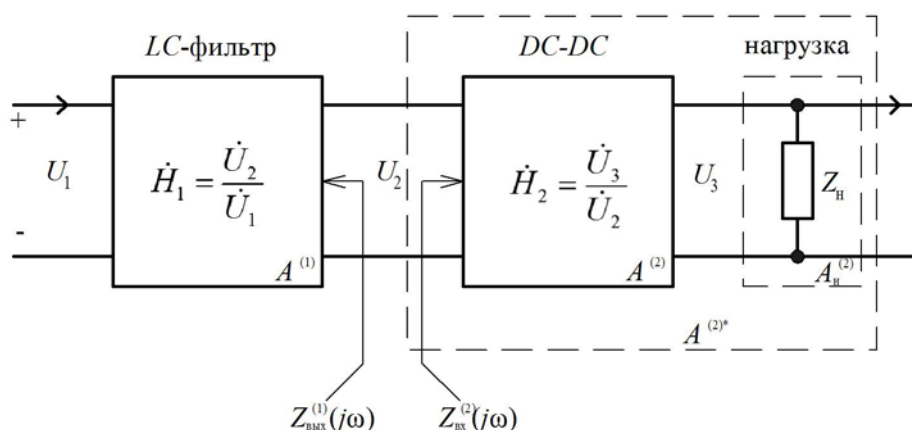


Рисунок 4. Блок-схема исследуемой простейшей системы электропитания электрической дуги и представление её в виде каскадного соединения двух ЧП (подсистем)

Рассмотрим каскадное соединение простых четырехполюсников (ЧП) (рис. 4). Комплексная ПФ сложного (результатирующего) четырехполюсника, состоящего из каскадно соединённых отдельных ЧП, имеет вид [15]:

$$\dot{H}(j\omega) = \frac{\dot{U}_3(j\omega)}{\dot{U}_2(j\omega)} = \frac{\dot{H}_1(j\omega) \cdot \dot{H}_2(j\omega)}{1 + Z_{вых}^{(1)}(j\omega) / Z_{вх}^{(2)}(j\omega)}, \quad (5)$$

где $\dot{H}_1(j\omega), \dot{H}_2(j\omega)$ – комплексные ПФ первого и второго ЧП соответственно; $Z_{вых}^{(1)}(j\omega)$ – комплексное выходное сопротивление первого, а $Z_{вх}^{(2)}(j\omega)$ – комплексное входное сопротивление второго ЧП.

Как следует из (5), если на некоторой частоте при определённых параметрах четырехполюсников будет выполняться соотношение $Z_{вых}^{(1)}(j\omega) / Z_{вх}^{(2)}(j\omega) = -1$, то в данной системе согласно (5) возникает автоколебательный режим, т.е. система будет неработоспособной или даже может выйти из строя.

Для исключения самовозбуждения двух каскадно соединённых ЧП необходимо чтобы во всей области частот не выполнялось условие

$$\frac{Z_{вых}^{(1)}(j\omega)}{Z_{вх}^{(2)}(j\omega)} = -1 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} |Z_{вых}^{(1)}(j\omega)| = |Z_{вх}^{(2)}(j\omega)|; \\ \arg(Z_{вых}^{(1)}(j\omega)) - \arg(Z_{вх}^{(2)}(j\omega)) = 180^\circ. \end{cases}$$

Таким образом, при проектировании системы электропитания, состоящей из отдельно устойчивых подсистем (четырёхполюсников), необходимо контролировать выполнение условия $1 + Z_{вых}^{(1)}(j\omega) / Z_{вх}^{(2)}(j\omega) \neq 0$, получившего в зарубежной литературе название критерия устойчивости Миддлбука [2], [14].

Поэтому возникает необходимость нахождения выходного комплексного сопротивления входного фильтра $Z_{вых}^{(1)}(j\omega)$, расчёта и измерения входного $Z_{вх}^{(2)}(j\omega)$ и выходного сопротивлений преобразователя, входного сопротивления комплексной нагрузки. Для входного фильтра и комплексной нагрузки нахождение частотных характеристик (модуля и аргумента) не составляет труда. Другое дело – импульсный преобразователь напряжения. Его входная ВАХ имеет

существенно нелинейный характер [1], [2], т.е. ИПН представляет собой нелинейный резистор для входного фильтра.

Одна из основных причин возбуждения модулей агрегируемых (составных) устройств заключается в том, что они имеют комплексные входные и выходные сопротивления с отрицательной резистивной составляющей дифференциальных сопротивлений.

Оценка динамических сопротивлений импульсного источника электропитания (ИИЭ). Расчет входного и выходного сопротивления ИПН осуществим с помощью компьютерной методики, основанной на временном и спектральном анализе переходных и стационарных процессов импульсных преобразователей напряжения [2]. Для реализации методики используем универсальную автоматизированную программу расчета процессов в электрических цепях FASTMEAN [2]. Следует отметить, что динамические сопротивления необходимо определять как при номинальной нагрузке, так и в режиме, близком к холостому ходу.

Расчёт выходного сопротивления преобразователя. Комплексное выходное сопротивление преобразователя определяется введением в выходную цепь параллельно нагрузке гармонического источника тока с изменяемой амплитудой и частотой [2], [15].

Выполняя расчёты для различных значений ω и амплитуды гармонического воздействия и определяя в соответствии с алгоритмом быстрого преобразования Фурье спектры амплитуд и фаз искомой переменной (напряжения на нагрузке), находим комплексное выходное сопротивление преобразователя.

Отметим, что характер изменения выходного сопротивления преобразователя определяется только способом снятия сигнала ОС с выходной цепи и не зависит от способа подачи его на вход [16].

Выходное операторное сопротивление схемы при разомкнутых цепях ОС (рис. 1) в общем случае определяется выражением

$$Z_{00}(s) = \frac{\tilde{U}_H(s)}{\tilde{I}_H(s)} \bigg|_{\tilde{d}(s)=\tilde{u}_{\text{ex}}(s)=0} = \frac{R_{cm0} \left[\left(\frac{L}{R_{\text{экв}}} \right) \theta^2 + \left(\frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{экв}}} \theta + \frac{L}{R_{cm0}} \right) s + \dots \right]}{\frac{R_{cm0}}{R_{\text{экв}}} LC \theta^3 + \left[LC + \left(\frac{L}{R_{\text{экв}}} + \frac{R_{cm0}}{R_{\text{экв}}} R_{\Sigma} C \right) \theta \right] s^2 + \dots} \rightarrow$$

$$\leftarrow \dots \frac{\dots + R_{\Sigma} / R_{cm0} J}{\dots + \left[R_{\Sigma} + \frac{L}{R_{\text{экв}}} + \frac{\theta(R_{\Sigma} + R_{cm0})}{R_{\text{экв}}} \right] s + I + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{экв}}}}, \quad (6)$$

где $R_{\text{экв}} = R \parallel (-R_{\text{дф0}})$.

Если $\theta = 0$, то выражение (6) приобретает вид

$$Z_{00}(s) = \frac{sL + R_{\Sigma}}{LCs^2 + (R_{\Sigma}C + L/R_{\text{экв}})s + I + R_{\Sigma}/R_{\text{экв}}} \quad (R_{\text{экв}} = \infty).$$

Выходное сопротивление ИИЭ в соответствии с известными положениями теории автоматического управления, например, при разомкнутой цепи ОС по напряжению на дуге и замкнутой ОС по току дросселя может быть определено как:

$$Z_0(s) = Z_{00}(s) \cdot (I + T_i(s)),$$

где $T_i(s) = W_p(s)$ – петлевой коэффициент усиления цепи ОС по току дросселя, численно равный ПФ разомкнутой системы стабилизации для модели на рис. 1. Необходимо помнить, что ООС по току и ПОС по выходному напряжению увеличивают выходное сопротивление.

В кривой выходного сопротивления ИИЭ в общем случае наблюдаются резонансный максимум при резонансной частоте

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}.$$

Расчёт входного сопротивления практической схемы замкнутого мостового преобразователя с фазовым управлением, позволяющим реализовать мягкое переключение к схеме [3], [4]. На рис. 1 представлена схема, позволяющая определить входное сопротивление замкнутого преобразователя. Во входную цепь преобразователя последовательно с постоянным напряжением, подлежащим преобразованию, вводится гармонический источник испытательных воздействий $e_{\text{исп}} = I \sin \omega t$, амплитуда и частота которого варьируется в широких пределах. Сигнал входного тока $i(t)$ подаётся на фильтр Фурье. Фиксируя ω , получим после n экспериментов на различных испытательных частотах $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$, необходимые частотные параметры (характеристики). Исследование спектра амплитуд и фаз установившегося процесса для входного тока этой схемы позволяет определить частотную зависимость модуля и фазы входного сопротивления.

Характер изменения входного сопротивления определяется только способом введения сигнала ОС к входу преобразователя.

Для определения входного операторного сопротивления Z_{i0} преобразователя, работающего в режиме непрерывного тока, воспользуемся аналоговой моделью, показанной на рис. 1. Из рассмотрения этой модели следует, что Z_{i0} является приведенным к первичной стороне трансформатора входным сопротивлением цепи из низкочастотного выходного фильтра и нагрузки – электрической дуги.

Обозначив посредством $Z(s)$ операторное сопротивление параллельного соединения электрической дуги и ёмкости:

$$Z(s) = Z_0 / (1 + Z_0 C_s) = \frac{R_{cm0} \theta s + R_{\partial \phi 0}}{R_{cm0} C \theta s^2 + (R_{\partial \phi 0} C + \theta) s + 1},$$

для схемы, изображённой на рис. 1, имеем

$$Z_{i0}(s) = \frac{\tilde{U}_{ex}(s)}{\tilde{I}(s)} \Big|_{\tilde{d}(s)=0} = \frac{R_{\text{экв}}}{(nD)^2} \times$$

$$\times \left\{ \frac{\frac{R_{cm0}}{R_{\text{экв}}} LC \theta s^3 + \left[\left(\frac{R_{cm0}}{R_{\text{экв}}} R_{\Sigma} C + L/R_{\text{экв}} \right) \theta + LC \right] s^2}{R_{cm0} C \theta s^2 + (R_{\text{экв}} C + \theta) s + 1} + \right.$$

$$\left. + \frac{\frac{L}{R_{\text{экв}}} \left[(R_{\Sigma} + R_{cm0}) \theta + R_{\Sigma} C + \frac{L}{R_{\text{экв}}} \right] s + I + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{экв}}}}{R_{cm0} C \theta s^2 + (R_{\text{экв}} C + \theta) s + 1} \right\}, \quad (7)$$

где $R_{\text{экв}} = R \parallel (-R_{\partial \phi 0})$; n , как обычно, $w_{21}/w_1 = w_{22}/w_1$ – коэффициент трансформации; $D = 2t_{\text{и}} / T$ – коэффициент заполнения импульсов (управляющий сигнал).

Если $\theta = 0$, то уравнение (7) приобретает вид

$$Z_{i0}(s) = \frac{R_{\text{экв}}}{(nD)^2} \frac{LCs^2 + (R_{\Sigma} C + \frac{L}{R_{\text{экв}}})s + I + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{экв}}}}{R_{\text{экв}} Cs + I}.$$

Сопротивление $R_{\text{экв}}$ отрицательно $R_{\text{экв}} \square 0$. В дальнейшем будем понимать под $R_{\text{экв}}^*$ его модуль. С учётом этого, соотношение (7) примет вид

$$Z_{i0}(s) = -\frac{R_{\text{экв}}^*}{(nD)^2} \frac{LCs^2 + (R_{\Sigma} C - \frac{L}{R_{\text{экв}}^*})s + I - \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{экв}}^*}}{-R_{\text{экв}}^* Cs + I}.$$

Если ввести обозначения $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, $\rho = \sqrt{L/C} / R_{\text{экв}}^*$, $r = R_{\Sigma} / R_{\text{экв}}^*$, $\bar{\omega} = \omega / \omega_0$ и выполняя замену переменной $s = j\omega$, то запись входного сопротивления на переменном токе примет вид:

$$Z_{i0}(j\omega) = -\frac{R_{\text{экв}}^*}{(nD)^2} \cdot \frac{1 - r - \bar{\omega}^2 + (r/\rho - \rho)j\bar{\omega}}{-\frac{1}{\rho}j\bar{\omega} + 1}.$$

Здесь и далее ω_0 – собственная частота контура; ρ – относительное значение волнового сопротивления.

Отсюда следует соответственно уравнение нормированной АЧХ

$$|Z_{i0}(j\omega)| \frac{(nD)^2}{R_{\text{экв}}^*} = \sqrt{\frac{(1 - r - \bar{\omega}^2)^2 + (r/\rho - \rho)^2 \bar{\omega}^2}{1 + (\bar{\omega}/\rho)^2}}$$

и уравнение фазочастотной характеристики

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{(r/\rho - \rho)\bar{\omega}}{1 - r - \bar{\omega}^2} + \arctg(\bar{\omega}/\rho).$$

Характеристическое уравнение цепи (для схемы рис. 1) имеет вид:

$$LCs^2 + (R_{\Sigma} C - L/R_{\text{экв}}^*)s + I - R_{\Sigma}/R_{\text{экв}}^* = 0.$$

Цепь будет устойчивой, если выполняются неравенства

$$R_{\Sigma} C - L/R_{\text{экв}}^* > 0; \quad 1 - R_{\Sigma}/R_{\text{экв}}^* > 0,$$

откуда следует

$$R_{\partial \phi 0}^* > \frac{L}{L/R + R_{\Sigma} C} > 0; \quad R_{\partial \phi 0}^* > R \parallel R_{\Sigma}. \quad (8)$$

Во втором неравенстве (8) обычно $R \gg R_{\Sigma}$ (в частности R отсутствует, т.е. $R \rightarrow \infty$), поэтому второе условие устойчивости всегда выполняется.

Обозначив

$$Q = \frac{1}{R_{\Sigma}} \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad q_{\partial \phi} = \frac{1}{R_{\partial \phi 0}^*} \sqrt{\frac{L}{C}},$$

из неравенств (8) получим:

$$q_{\partial \phi} < \frac{1}{Q} + q; \quad q_{\partial \phi} < Q + q,$$

где Q – добротность выходного LC-фильтра без учёта затухания, вносимого сопротивлением R .

Выражение входного сопротивления ИИЭ при замкнутой цепи ОС имеет вид [14]:

$$Z_i(s) = \frac{1 + T(s)}{M^2} \left[\frac{Z_{i0}(s) R_{\partial \phi 0}}{R_{\partial \phi 0} - Z_{i0}(s) T(s)} \right],$$

где $T(s) = W_p(s)$ – петлевой коэффициент усиления контура цепи ОС по току ИИЭ, численно равный ПФ разомкнутой системы стабилизации тока для модели на рис. 1; $M = nD$ – результирующий коэффициент трансформации входного напряжения, учитывающий коэффициент передачи трансформатора преобразователя ИИЭ; D – значение коэффициента заполнения в установившемся (периодическом) режиме.

Модель нагрузки преобразователя напряжения. Для эквивалентной схемы – схемы замещения дуги постоянного тока на рис. 1 входное сопротивление налагающемуся переменному току определяется по формуле

$$Z_o(j\omega) = \frac{R_{cm0}\theta j\omega + R_{d\phi 0}}{\theta j\omega + 1},$$

где R_{cm0} , $R_{d\phi 0}$ – статическое и дифференциальное сопротивления дуги; θ – постоянная времени дуги.

Рассмотрим цепь на рис. 1. В ней всегда будет параллельная дуге ёмкость, образуемая собственными ёмкостями установки. Эти ёмкости достигают

0,1 мкФ, а с учётом ёмкости для защиты источника питания от высокого напряжения осциллятора составляют даже несколько микрофард [12] – [13].

Численные результаты. Расчётные зависимости модулей и аргументов входного и выходного сопротивлений преобразователя с разомкнутыми ОС, полученные из соотношений (6), (7), изображены на рис. 5-7.

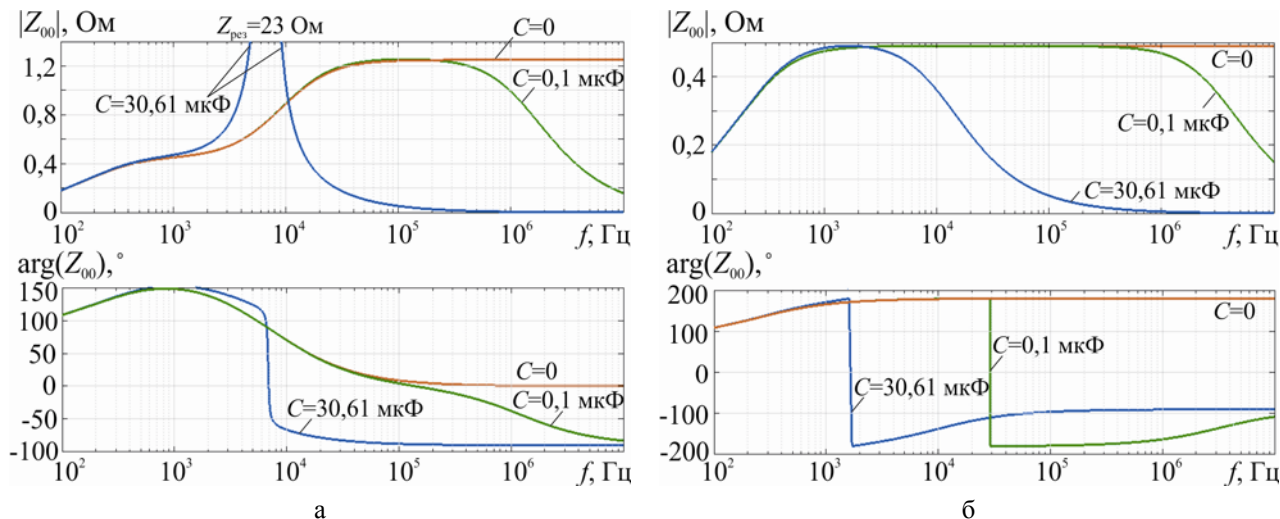


Рисунок 5. Модуль и аргумент выходного сопротивления ИПН без ОС ($L = 300$ мкГн; $R_{\Sigma} = 0,01$ Ом;

$R_{d\phi 0} = -0,49$ Ом; $R_{cm0} = 1,25$ Ом; $\theta = 15$ мкс):

а – с учётом динамических свойств дуги; б – без учёта

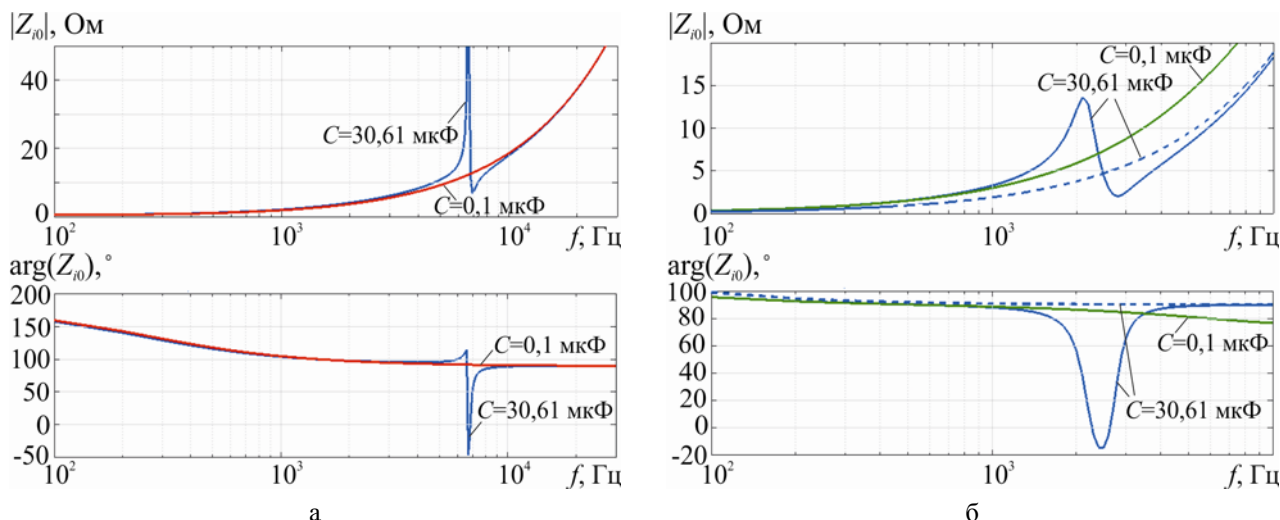


Рисунок 6. Модуль и аргумент входного сопротивления ИПН без ОС:

а – основная дуга; б – пилотная дуга:

— - с учётом динамических свойств дуги; ---- - без учёта

Частотные характеристики комплексной нагрузки - сжатой дуги с ёмкостью показаны на рис. 8.

Для параметров ИП приведенного в [13]:

$U_{вх} = 540$ В; $I_{н} = 100$ А; $L = 300$ мкГн; $C = 0,5$ мкФ; $k_y = 15$; $U_m = 1,5$ В; $R_{d\phi 0} = -0,49$ Ом; $U_0 = 170$ В; $f_{\tau} = 52$ кГц, расчётные зависимости Z_0 ИИЭ с различными уровнями ОС приведены на рис. 9.

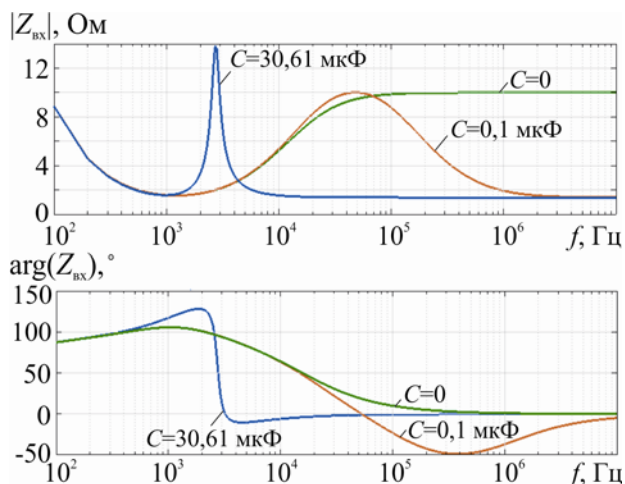


Рисунок 7. Частотные характеристики выходного сопротивления ИПН без ОС (пилотная дуга)

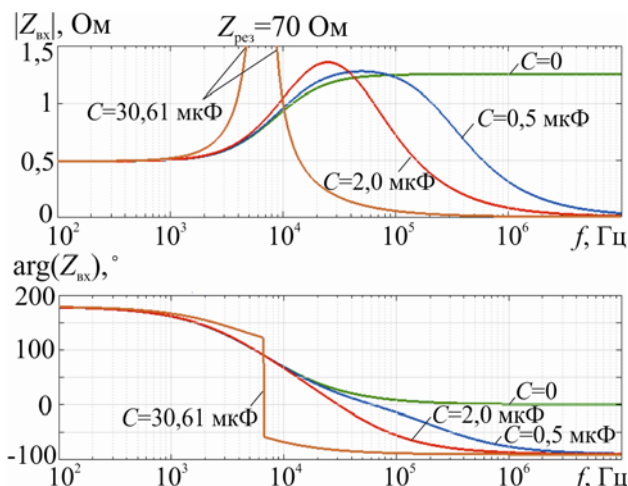
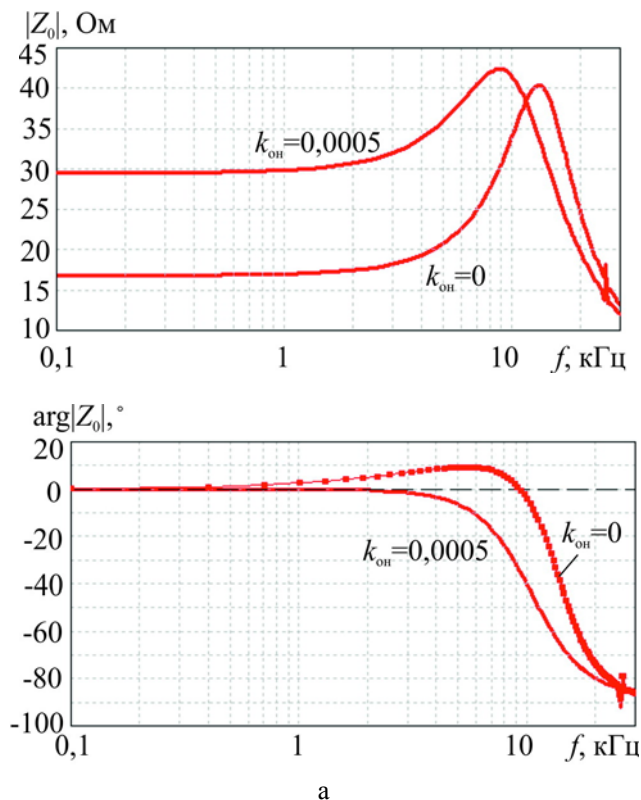
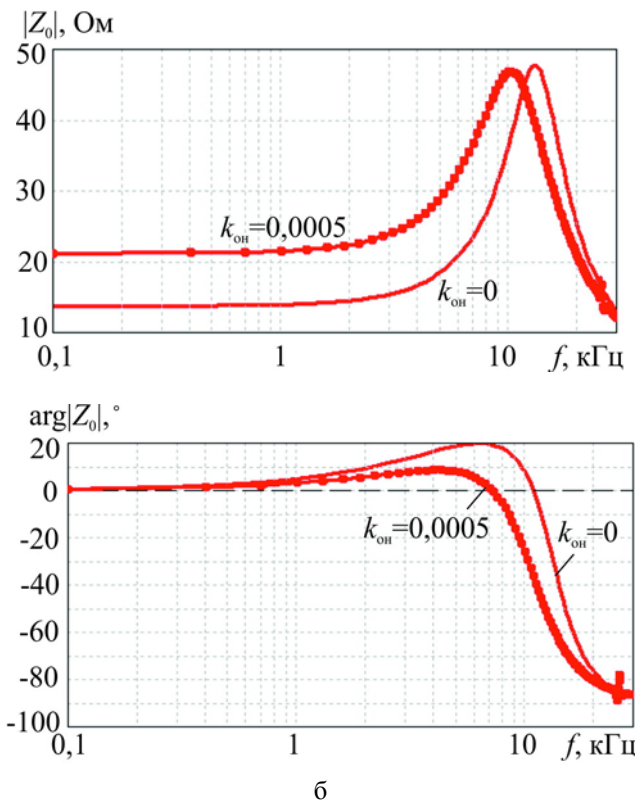


Рисунок 8. Частотные характеристики сжатой дуги с ёмкостью:

а – амплитудные;
б – фазовые ($I = 100$ А; $\theta = 15$ мкс)



а



б

Рисунок 9. Частотные зависимости модуля и аргумента комплексного выходного сопротивления ИПН с управлением по току и различными уровнями ОС по напряжению на дуге, рассчитанные методом замкнутого контура в импульсной модели:

а – основная дуга ($I_n = 100$ А; $R_{дф0} = -0,49$ Ом; $U_0 = 170$ В);
б – пилотная дуга ($I_n = 20$ А; $R_{дф0} = -1,64$ Ом; $U_0 = 230$ В)

Приведенный пример показывает, что влияние дополнительной ОС по напряжению на дуге на реальные параметры ИИЭ, особенно в области низких частот весьма значительно (рис. 9). Благодаря действию ПОС по выходному напряжению результирующее выходное сопротивление существенно увеличивается. Как следует из рис. 9 среднее значение Z_0 для двухконтурной системы импульсной стабилизации в 3-4 раза больше, чем для одноконтурной. При этом Z_0 носит плоский характер и не имеет резонансного максимума ($k_u > 0,00075$). В целом частотная зависимость

$Z_0(f)$ для первого варианта более благоприятна, чем для второго в отношении динамики работы ИИЭ.

Приведенный рисунок иллюстрирует главный эффект – ПОС по напряжению на дуге приводит к увеличению модуля выходного сопротивления преобразователя и к «выравниванию» его частотной характеристики.

Для вышеприведенных параметров ИИЭ зависимости для $|Z_i|$ и $\arg(Z_i)$ входного сопротивления и его резистивной составляющей изображены на рис. 10-11.

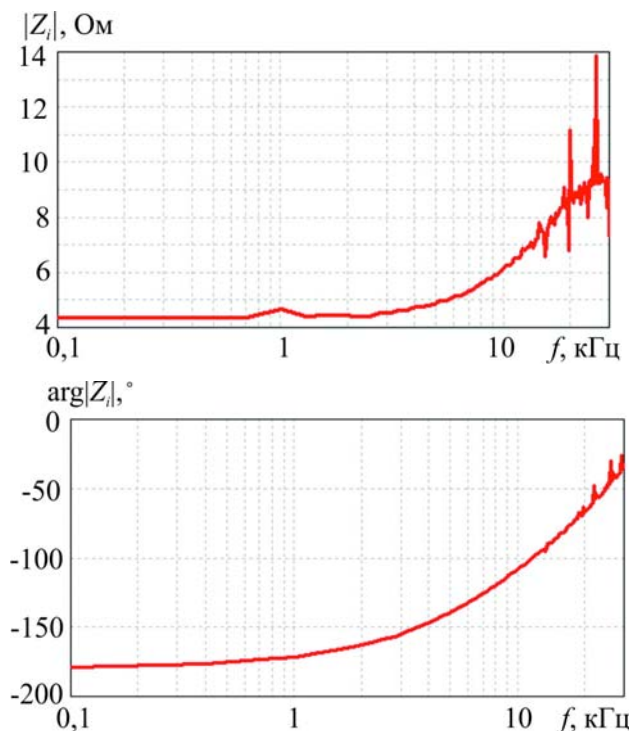


Рисунок 10. Модуль и аргумент входного сопротивления ИПН с ООС по току дросселя $k_y = 15$ и ОС по напряжению на дуге $k_u = 0,001$ ($L = 300$ мкГн; $C = 0,5$ мкФ; $U_{вх} = 540$ В; $I_n = 100$ А; $f_r = 52$ кГц), рассчитанные методом замкнутого контура в импульсной модели

Входное сопротивление указанной модели (его резистивная составляющая) в широком диапазоне частот отрицательно. Рассмотренную особенность необходимо учитывать при наличии на входе преобразователя дополнительного LC -фильтра для подавления кондуктивных помех. Проблема отрицательного сопротивления представляется весьма серьезной [1]-[2]. Для её решения должны быть предусмотрены средства устранения автоколебаний, возможных при установке фильтра на входе преобразователя. Для уменьшения влияния входного фильтра на работу стабилизирующего преобразователя (для обеспечения устойчивости системы) из рассмотрения соотношений (5) очевидно, что необходимо снижать выходное со-

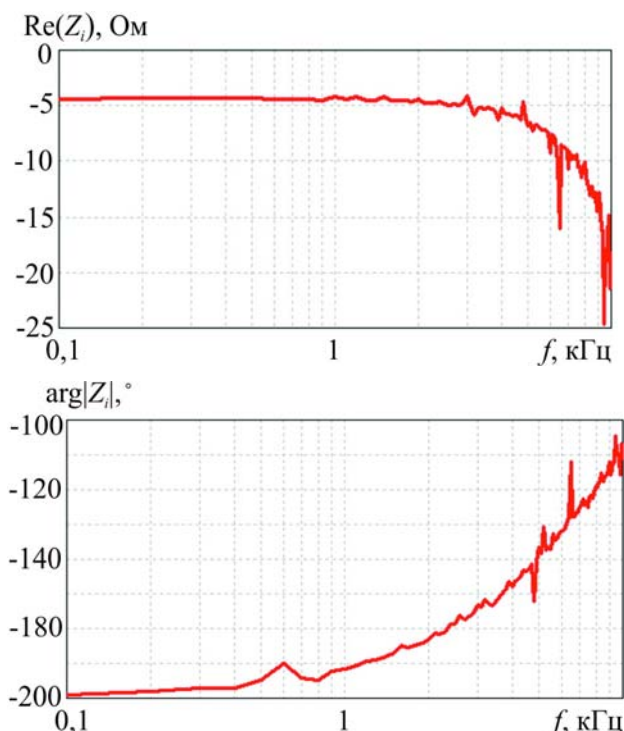


Рисунок 11. Резистивная составляющая и аргумент входного сопротивления ИПН с ООС по току дросселя $k_y = 15$ и ОС по напряжению на дуге ($k_u = 0,001$)

противление фильтра при обеспечении заданного затухания.

Проверка устойчивости системы преобразователь – сжатая дуга (комплексная нагрузка).

На рис. 9 приведены частотные характеристики выходного сопротивления ИПН с ОС по напряжению на дуге и току дросселя ($U_{вх} = 540$ В; $I_n = 100$ А; $L = 300$ мкГн; $C = 0,5$ мкФ; $k_y = 15$; $U_m = 1,5$ В; $R_{дф0} = -0,49$ Ом; $U_0 = 170$ В; $f_r = 52$ кГц), рассчитанные в импульсной модели методом замкнутого контура [13]. Как видно из рис. 9, при работе на II участке ВАХ аргумент выходного сопротивления меняется в диапазоне от 10° до -90° , причём в случае использования

двухконтурной ОС ФЧХ выходного сопротивления изменяется в диапазоне от 0° до -90° (т.е. ИПН вырывается в цепь с одним реактивным элементом - конденсатором). Поскольку аргумент сопротивления любого линейного двухполюсника находится в диапазоне от -90° до $+90^\circ$, то условие (1) для автогенерации не выполняется. Заметим, что в случае нелинейного двухполюсника ситуация будет иная [15].

Очевидно, что для выполнения условия (1) в системе «преобразователь – комплексная нагрузка» необходимо, чтобы аргумент выходного сопротивления ИПН превышал 90° . Если глубина ООС увеличивается (k_y возрастает с 15 до 30) получаем область частот, в которой аргумент выходного сопротивления ИПН больше $+90^\circ$. В этой области частот становится возможным выполнение условия (1) и может возникнуть автоколебательный режим ИПН. Это делает преобразователь потенциально неустойчивым к дуговой нагрузке в этой области частот.

Принципиально важно, что для согласования подсистем, отдельных модулей по току необходимо обеспечить условие $Z_{\text{вых}} \gg Z_{\text{вх}}$ [15].

Анализ устойчивости системы «фильтр электромагнитных помех – импульсный преобразователь напряжения». Отрицательное дифференциальное входное сопротивление преобразователя напряжения с ШИМ-регулированием может стать проблемой в реальном системном применении [2, 3]. В том случае, когда выходное сопротивление источника первичного напряжения, которое включает внешний фильтр электромагнитных помех (ЭМП), выше отрицательного входного сопротивления преобразователя напряжения, гарантировано возникновение автоколебаний с нарушением работоспособности и возможным повреждении преобразователя [2]. Для обеспечения устойчивости в системе «фильтр электромагнитных помех – импульсный преобразователь напряжения» следует снижать выходное сопротивление фильтра до величины меньшей входного сопротивления преобразователя [1] – [2], [15]. При необходимости для устранения автоколебаний могут быть добавлены элементы демпфирования фильтра [15] – [16].

Полученные результаты расчёта комплексного входного сопротивления ИПН (рис. 1) используем для анализа устойчивости работы системы электропитания с входным фильтром радиопомех. На рис. 12 приведены частотные зависимости выходного сопротивления рационально рассчитанного, как, например в [9], сетевого фильтра радиопомех.

Параметры ИИЭ были взяты из [13]. Для вышеприведенных данных ИИЭ и фильтра зависимости $|Z_i(j\omega)|$ и $|Z_{\text{вых}}(j\omega)|$ не пересекают друг друга, причём $|Z_{\text{вых}}(j\omega)| < |Z_i(j\omega)|$, то есть

$$T_{\text{доп}} = \frac{Z_{\text{вых}}(j\omega)}{Z_i(j\omega)} < 1, \text{ что соответствует условию}$$

устойчивости.

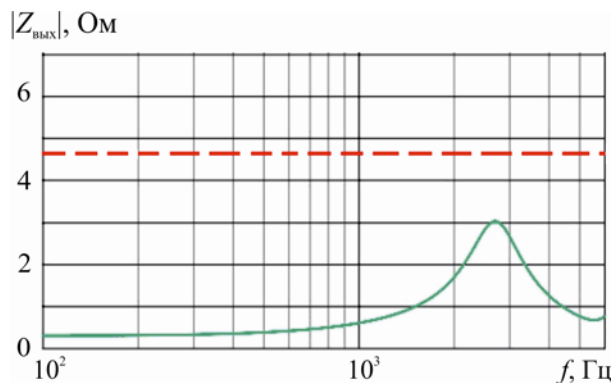


Рисунок 12. Частотные зависимости выходного сопротивления сетевого фильтра радиопомех и входного сопротивления ИПН (-----), показывающие выполнение условия $Z_{\text{вых}}^{(1)}(j\omega)/Z_{\text{вх}}^{(2)}(j\omega) \neq -1$.

V. ВЫВОДЫ

1. Дополнительная ОС по напряжению на дуге приводит к существенному увеличению выходного сопротивления преобразователя и к сглаживанию его частотной характеристики (отсутствию резонансного максимума), что весьма желательно. В целом частотная зависимость выходного сопротивления для двухконтурной системы более благоприятна, чем для одноконтурной в отношении динамики.

2. Среднее значение выходного сопротивления для ИВЭП с ОС по напряжению на дуге и току дросселя может быть в 4-10 раз больше, чем для источника только с одной ОС.

3. Выходное и входное динамические сопротивления и их зависимости от частоты являются важными характеристиками всякого импульсного источника электропитания для современной электротехнологии. Величина, например, выходного сопротивления влияет на величину выбросов и провалов тока (напряжения) в случае резкого изменения сопротивления нагрузки. Значение выходного сопротивления необходимо и при расчётах параллельного соединения стабилизаторов, что важно для оптимального построения систем электропитания технологических установок.

4. Источники питания электротехнологических установок, обладающие характеристиками источников тока [2], [3], [4], должны в ряде случаев обязательно иметь дополнительную обратную связь по напряжению на дуге.

5. Значения входного и выходного динамических сопротивлений, а лучше их графики зависимости от частоты, было бы целесообразно приводить в технических описаниях (паспортах) на эти ИП. Это, возможно, способствовало бы их дальнейшему продвижению на рынок для создания систем электропитания сложных электротехнологических комплексов.

6. Необходимо учитывать особенность анализа устойчивости и причины возникновения автоколебательных режимов в системе электропитания (взаимодействие подсистем, отдельных модулей и блоков питания), обусловленные возникновением внутренней ОС в каскадно-соединённых модулях, и определяемой отношением комплексного выходного сопротивления ИПН (ФПП) к комплексному входному сопротивлению нагрузки (ИПН).

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- [1] Пилинский В.В. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом для электронной аппаратуры. – Киев: КПИ, 1985. – 168 с.
- [2] Дмитриков В.Ф. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. / В.Ф. Дмитриков, В.В. Сергеев, И.Н. Самылин. – М.: Радио и связь, 2005. – 424 с.
- [3] Верещаго Е.Н. Новые топологии и системы управления импульсными источниками питания для дуговой нагрузки (обзор). Ч.1. [Текст] / Е.Н. Верещаго, В.Ф. Квасницкий, В.И. Костюченко // Сварочное производство. – 2009. – № 1. – С. 22 – 28.
- [4] Верещаго Е.Н. Новые топологии и системы управления импульсными источниками питания для дуговой нагрузки (обзор). Ч.2. [Текст] / Е.Н. Верещаго, В.Ф. Квасницкий, В.И. Костюченко // Сварочное производство. – 2009. – № 10. – С. 21 – 28.
- [5] Bordry F. Power converters: definitions, classification and converter topologies. In Proc. CAS–CERN Accelerator School and CLRC Daresbury Laboratory: Specialized CAS Course on Power Converters, Warrington, UK, 2004, p. 13-41. DOI:10.5170/CERN-2006-010.13
- [6] Clare J. Advanced power converters for universal and flexible power management in future electricity networks. / Clare J. // Power Electronics and Applications, 13th European Conference, Spain, 2009, pp. 1-29.
- [7] Ranstad P., Hans-Peter Nee. On dynamic effects influencing IGBT losses in soft-switching converters, IEEE Trans. Power Electron., Jan. 2011, vol. 26, No. 1, pp. 260–271. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2055581
- [8] Liu K. H., Zero-voltage switching technique in DC-DC converters. / K. H. Liu, F.C. Lee // IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, No. 3, July 1990, pp. 293 – 304.
- [9] Nasir U. A review of power converter topologies with medium/high frequency transformers for grid interconnection systems. / U.Nasir, M. Rivera, S. Toledo, A. Costabeber, P. Wheeler // 2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA). doi:10.1109/ica-acca.2016.7778471
- [10] Zulauf G., Active Power Device Selection in High- and Very-High-Frequency Power Converters. / G. Zulauf, Z. Tong, J. D.Plummer, Rivas J. M. Davila // IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 1–1. doi:10.1109/tpel.2018.2874420
- [11] Жданкин В. Подавление электромагнитных помех во входных цепях преобразователей постоянного напряжения / В. Жданкин // Компоненты и технологии. – 2016. № 11. С. 86-93.
- [12] Vereshchago Y.N. Physical–mathematical model of the power circuit of a plasma torch. / Y. N. Vereshchago, V. I. Kostyuchenko // Welding International. 2014. Vol. 28. № 2. Pp. 133-139. DOI: 10.1080/09507116.2013.796664
- [13] Vereshchago E.N. A Simulation Model of Electric Arc. / E.N.Vereshchago, V.I.Kostyuchenko // Russian Electrical Engineering. 2014. Vol. 85. № 6. Pp. 376-381. DOI: 10.3103/S106837121406011X
- [14] Middlebrook R.D. Input filter consideration in design and application of switching regulators. – IEEE PESC, 1977, pp. 36-57.
- [15] Бакалов В.П. Основы теории цепей: Учебник для вузов; Под ред. В.П. Бакалова. 3-е изд., перераб. и доп. / В.П. Бакалов, В.Ф.Дмитриков, Б.И. Крук – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 597 с.
- [16] Wildrick C.M. A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system / C.M. Wildrick, F.C. Lec, B.M. Cho, B. Choi // IEEE Transactions on power electronics. – 1995. – Vol.10, №3. – P. 280–284.

Стаття надійшла до редакції 31.10.2019

АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ОПОРІВ ПЕРЕТВОРЮВАЧА З М'ЯКИМ ПЕРЕМИКАННЯМ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ УСТАНОВОК

ВЕРЕЩАГО Є. М.

канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: venmkua@gmail.com;

КОСТЮЧЕНКО В. І.

канд. техн. наук, доцент кафедри суднових електроенергетичних систем Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: vikmkua@gmail.com;

Мета роботи. Оцінка динамічних опорів стабілізованого перетворювача, основана на розрахунку імпульсних джерел електроживлення за допомогою методу усереднення змінних стану і за допомогою ЕОМ. Розгляд заходів щодо збільшення вихідного опору і поліпшення параметрів перехідного процесу, підвищення його стійкості. Розгляд особливості роботи імпульсного джерела електроживлення на електричну дугу з ємністю.

Методи дослідження. Класичні частотні теорії управління та методи експериментального визначення частотних параметрів.

Отримані результати. Розглянуто питання, що виникають при проектуванні і розробці пристроїв та систем електроживлення електричної дуги - електромагнітна сумісність окремих вузлів в системі електроживлення, їх стійкість, а також стійкість всієї системи електроживлення. Розглянута особливість роботи імпульсного перетворювача напруги на комплексне навантаження. Показані причини виникнення автоколивального режиму. При необхідності для усунення автоколивань можуть бути додані елементи демпфуючого фільтра. Досліджено вплив зовнішніх зворотних зв'язків на динамічні властивості імпульсного перетворювача напруги, що працює на дугове навантаження. Для забезпечення стійкості в системі «фільтр електромагнітних завад - імпульсний перетворювач напруги» слід знижувати вихідний опір фільтра до величини меншої вхідного опору перетворювача. Отримані результати розрахунку комплексного вхідного опору імпульсного перетворювача напруги можуть бути використані для аналізу стійкості роботи системи електроживлення з вхідним фільтром радіоперешкод. Додатковий зворотний зв'язок по напрузі на дузі призводить до суттєвого збільшення вихідного опору перетворювача і до згладжування його частотної характеристики (відсутності резонансного максимуму), що дуже бажано. В цілому частотна залежність вихідного опору для двоконтурної системи більш сприятлива, ніж для одноконтурної в плані динаміки.

Наукова новизна. Застосування нових ефективних алгоритмів розрахунку і спектрального аналізу процесів в замкнутих нелінійних дискретних системах з різними видами зворотних зв'язків в режимі їх нормального функціонування до аналізу нового об'єкта.

Практична цінність. Робота має конструктивний характер і завершиться процедурою проектування регуляторів з використанням нової - натурної теорії управління для об'єктів з невизначеними параметрами.

Ключові слова: регульований перетворювач напруги; м'яке перемикання; вхідний і вихідний опір; вхідний фільтр; повний опір; двоконтурна система стабілізації; стійкість; каскадне з'єднання; комплексне навантаження.

ANALYSIS OF DYNAMIC RESISTANCE OF THE CONVERTER WITH SOFT SWITCHING FOR SUPPLYING TECHNOLOGICAL INSTALLATIONS

VERESHCHAKO
YE.M.

PhD, Associate professor, Associate professor of Department of Marine Instrument of the Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: venmkua@gmail.com;

KOSTIUCHENKO V.I.

PhD, Associate Professor of the Department of Marine Electric Power Systems of the Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: vikmkua@gmail.com;

Purpose. Assessment of the dynamic resistance of a stabilized converter based on the calculation of switching power supplies using the method of averaging state variables and using a computer. Consideration of measures to increase the output resistance and improve the parameters of the transition process, increase its stability. Consideration of the features of the pulsed power supply operation to an electric arc with a capacitance.

Methodology. Classical frequency control theories and methods for the experimental determination of frequency parameters.

Findings. The issues arising in the design and development of devices and power systems for the electric arc are considered - the electromagnetic compatibility of individual nodes in the power supply system, their stability, as well as the stability of the entire power supply system. A feature of the pulse voltage converter operation for a complex load is considered. The causes of the self-oscillation regime are shown. If necessary, the filter damping elements can be added to eliminate self-oscillations. The influence of external feedbacks on the dynamic properties of a pulsed voltage converter operating on an arc load is investigated. To ensure stability in the "electromagnetic interference filter- pulse voltage converter" system the output resistance of the filter should be reduced to a value lower than the input resistance of the converter. The results of the complex input resistance calculation of a pulse voltage converter can be used to analyze the stability of the power supply system with the input filter of the radio noise. Additional feedback on the voltage across the arc leads to a significant increase in the output impedance of the converter and to smoothing its frequency response (the absence of a resonance maximum), which is highly desirable. In general, the frequency dependence of the output resistance for a dual-circuit system is more favorable than for a single-circuit in terms of dynamics.

Originality. Application of new effective algorithms for calculation and spectral analysis of processes in closed

nonlinear discrete systems with various types of feedbacks in the mode of their normal functioning to the new object analysis.

Practical value. The presentation is constructive in nature and ends with the procedure for designing controllers using a new, full-scale control theory for objects with indefinite parameters.

Keywords: adjustable voltage converter; soft switching; input and output resistance; input filter; impedance; double-circuit stabilization system; stability; cascade connection; complex load.

REFERENCES

- [1] Pilinskij, V.V. (1985). Istochniki vtorichnogo jelektro-pitanija s bestransformatornym vhodom dlja jelektronnoj apparatury. Kiev: KPI, 168.
- [2] Dmitrikov, V.F., Sergeev, V.V., Samylin, I.N. (2005). Povyshenie jeffektivnosti preobrazovatel'nyh i radiotekhnicheskikh ustroystv. M.: Radio i svjaz', 424.
- [3] Vereshhago, E.N., Kvasnickij, V.F., Kostjuchenko, V.I. (2009). Novye topologii i sistemy upravlenija impul'snymi istochnikami pitania dlja dugovoj nagruzki (obzor). Ch.1. [New topologies and control systems for switching power supplies for arc load (review). Part 1.]. *Welding production*, 1, 22 – 28.
- [4] Vereshhago, E.N., Kvasnickij, V.F., Kostjuchenko, V.I. (2009). Novye topologii i sistemy upravlenija impul'snymi istochnikami pitania dlja dugovoj nagruzki (obzor). Ch.2. [New topologies and control systems for switching power supplies for arc load (review). Part 2.]. *Welding production*, 10, 21 – 28.
- [5] Bordry, F. (2004). Power converters: definitions, classification and converter topologies. In Proc. CAS–CERN Accelerator School and CLRC Daresbury Laboratory: Specialized CAS Course on Power Converters, Warrington, UK, 13-41. DOI:10.5170/CERN-2006-010.13
- [6] Clare, J. (2009). Advanced power converters for universal and flexible power management in future electricity networks. *Power Electronics and Applications, 13th European Conference*, Spain, 1-29.
- [7] Ranstad, P., Nee, Hans-Peter. (2011). On dynamic effects influencing IGBT losses in soft-switching converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, 1, 260–271. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2055581
- [8] Liu, K.-H., Lee, F.C. (1990). Zero-voltage switching technique in DC-DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, 3, 293 – 304.
- [9] Nasir, U., Rivera, M., Toledo, S., Costabeber, A., Wheeler, P. (2016). A review of power converter topologies with medium/high frequency transformers for grid interconnection systems. *IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*. doi:10.1109/ica-acca.2016.7778471
- [10] Zulauf, G., Tong, Z., Plummer, J. D., & Rivas Davila, J.M. (2018). Active Power Device Selection in High- and Very-High-Frequency Power Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, doi:10.1109/tpe.2018.2874420
- [11] Zhdankin Viktor. (2016). Podavlenie jelektromagnitnyh pomeh vo vhodnyh cepjah preobrazovatelej postojannogo naprjazhenija. [Suppression of electromagnetic interference in the input circuits of DC / DC converters]. *Components and Technology*, 11, 86-93.
- [12] Vereshchago, Y.N., Kostyuchenko, V.I. (2014). A physical–mathematical model of the power circuit of a plasma torch. *Welding International*, 28, 2, 133-139. DOI: 10.1080/09507116.2013.796664
- [13] Vereshchago, E.N., Kostyuchenko, V.I. (2014). A Simulation Model of Electric Arc. *Russian Electrical Engineering*. 85, 6. 376-381. DOI: 10.3103/S106837121406011X
- [14] Middlebrook, R.D. (1977). Input filter consideration in design and application of switching regulators. – *IEEE PESC*, 36-57.
- [15] Bakalov, V.P., Dmitrikov, V.F., Kruk, B.I. (2007). Osnovy teorii cepej: Uchebnik dlja vuzov; Pod red. V.P. Bakalova. 3-e izd., pererab. i dop. [Fundamentals of circuit theory: Textbook for universities]. M.: Gorjachaja linija - Telekom, 597.
- [16] Wildrick, C.M., Lec, F.C., Cho, B.M., Choi, B. (1995). A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system. *IEEE Transactions on power electronics*, vol.10, 3, 280–284.

СТРУКТУРА ІНФОРМАЦІЙНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ УПРАВЛІННЯ ПОРТФЕЛЯМИ ПРОЕКТІВ ЕНЕРГОЗБЕРЕЖЕННЯ НА МЕТАЛУРГІЙНИХ ПІДПРИЄМСТВАХ

ДУБРОВІН В. І.

к.т.н., професор по кафедрі програмних засобів Національного університету «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна, e-mail: vdubrovin@gmail.com;

ЮСЬКІВ О. І.

ПрАТ "Дніпроспецсталь", адміністратор завдань, Запоріжжя, Україна, e-mail: yuskivolesya@rambler.ru;

Мета роботи. При реалізації інвестиційних проектів процес промислового виробництва, пов'язаний з вибором оптимального постачальника, замовника, ділового партнера; визначенням кращої якості продукції, мінімізацією витрат на придбання та доставку матеріальних ресурсів і т.д. В даній статті проведений аналіз інформаційної технології програмного продукту для автоматизації процесу підтримки прийняття рішень при здійсненні фінансової інвестиційної діяльності металургійного підприємства.

Методи дослідження. Для вирішення оптимізаційних завдань були застосовані такі методи: методи дослідження функцій класичного аналізу; невизначені множники Лагранжа; варіаційне числення; динамічне програмування; принцип максимуму; лінійне програмування; нелінійне програмування.

Отримані результати. Спроектована система, допомагаючи прийняти максимально ефективне, комплексне рішення, дозволяє зменшити інтелектуальне навантаження на особу, яка приймає рішення, звести до мінімуму число рутинних операцій та складних математичних і економічних розрахунків і, як наслідок, значно скоротити час на прийняття рішення.

Перевагою розглянутого програмного продукту, є те, що він здатний одночасно вирішувати відразу два актуальних на сьогоднішній день завдання - формувати оптимальний портфель цінних паперів та здійснювати вибір оптимального постачальника ресурсів. Таким чином, він зручний для металургійних підприємств та дозволить скоротити витрати на придбання програмної продукції.

Наукова новизна. Даний програмний продукт на сьогоднішній момент не має аналогів, він здатний одночасно вирішувати відразу 2 актуальні на сьогоднішній день задачі - формувати оптимальний портфель цінних паперів, та здійснювати вибір оптимального постачальника, що дозволить зменшити витрати на покупку матеріалів та використати ці кошти на впровадження проектів енергозбереження на металургійних підприємствах.

Практична цінність. Запропонована при виборі оптимального постачальника методика розрахунку є універсальною та прийнятною для оцінки підприємств з точки зору різних характеристик: запропонована методика базується на комплексному, багатовимірному підході до оцінки такого складного явища, як фінансово-господарська діяльність підприємства; для отримання оцінки підприємств використовується гнучкий алгоритм, який реалізує можливості математичної моделі порівняльно-комплексної оцінки діяльності підприємства; алгоритм розрахунків дозволяє відійти від формування умовного еталонного підприємства; розрахунок побудований на визначенні інтервалу варіювання ознак; методика ґрунтується на приведенні числових параметрів до єдиного еквівалента, яким в даному випадку є коефіцієнт наближення до оптимального значення ознаки.

Ключові слова: інвестиції; портфель проектів; металургійні підприємства; інформаційна технологія; постачальник енергозбереження; якість; критерій; надійність; постачальник; показник.

I. ВСТУП

Розвиток концепції ринкового господарства проходить з урахуванням багатьох складнощів, специфічних для сучасного стану економіки. Це залежить в значній мірі через збій економічної політики в державі. Не визначені поки ще до кінця заходи та форми державного втручання в економіку [1].

Крім того, сучасний ринок продукції також ставить перед підприємствами ряд складних завдань. Інфляційні процеси, що тягнуть за собою неухильне

зростання цін на енергоносії, матеріали та послуги, а, отже, подорожчання виробничого процесу, негативно позначаються на результатах фінансової діяльності промислових підприємств [2]. Висока конкуренція також накладає свої обмеження. На даний момент виробник, як правило, не має змоги збільшити прибуток за рахунок зростання цін, які мають цілком ustalений певний інтервал. Для збільшення рентабельності виробничої діяльності, багато підприємств вибирають досить традиційний, але й найбільш раціональний спосіб отримання та зростання прибутку - скоро-

чення витрат. Специфіка інвестиційної діяльності полягає в тому, що основна частка витрат припадає на придбання матеріальних ресурсів: сировина, матеріали, вироби, комплектуючі і т.п. [3]

Вибір постачальника матеріальних ресурсів на основі оптимальної цінової характеристики товару, прийнятих умов оплати та поставки, а також надійності постачальника, дозволяє значною мірою знизити витрати по забезпеченню виробництва необхідними матеріалами та сировинними ресурсами, знизити ризики невиконання постачальниками своїх зобов'язань [4].

Очевидно, що в обстановці такої невизначеності функціонувати промисловим підприємствам набагато складніше, ніж в умовах розвинутої ринкової економіки. Багато господарських акцій можуть бути просто визнані незаконними, що різко збільшує частку ризику. Запровадження принципу вільного взаємодії ринкових суб'єктів, забезпечення здорової ринкової конкуренції неминує підвищувати невизначеність та комерційний ризик. У цих умовах важко вибрати оптимальні рішення та передбачити їх наслідок в сфері бізнесу.

Більшість управлінських рішень приймається в умовах ризику, які обумовлені низкою факторів: відсутністю повної інформації, присутністю протилежних тенденцій, елементами випадковості і іншим. Для дорогого бізнесу важливим є не уникнення ризику зовсім (це практично не можливо), а зниження його до мінімального рівня [5].

Інвестори в умовах нестабільної економіки, невизначеності ризикують отримати менший дохід, ніж очікуваний, або взагалі зазнати збитків після вкладення грошових ресурсів в обраний портфель (проект). Тому інвестор повинен формувати портфель інвестицій та керувати ним таким чином, щоб прибутковість портфеля зростала, а рівень ризику при цьому знижувався, тобто необхідно формувати ефективні портфелі та вибирати з них оптимальний [6].

II. АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ

В даний час для вибору потенційного підрядника використовується програма «Тендер», а також програма по оцінці фінансового стану та конкурентоспроможності підприємств «Конкурент» [7]. Ці програми успішно діють на ринку підрядних торгів. Недолік їх в тому, що має місце великий відсоток експертних оцінок, що веде до припущення похибок в оцінці того чи іншого претендента. Запропонована методика оцінки підприємств дозволяє уникнути подібного роду похибок.

Для формування портфеля з інвестиційних активів на основі використання критеріїв оптимізації використовується пакет MoneyMaker 2.6. Розроблюваний програмний продукт, в порівнянні з існуючим, має більше можливостей при формуванні портфеля інвестицій та зручність роботи з даними.

III. ФОРМУЛЮВАННЯ МЕТИ РОБОТИ

Метою роботи є аналіз автоматизованої системи

для управління портфелями проектів енергозбереження на металургійних підприємствах.

IV. ВИВЧЕННЯ ОСНОВНОГО МАТЕРІАЛУ І РЕЗУЛЬТАТІВ АНАЛІЗУ

Призначення програмного продукту: автоматизація процесу підтримки прийняття рішень при здійсненні фінансової інвестиційної діяльності компанії, підприємства, фірми або організації. Система вирішує дві актуальні на сьогоднішній день задачі: здійснює вибір оптимального постачальника матеріальних ресурсів та формує оптимальний портфель інвестицій. Програмний продукт є універсальним, тобто. може бути використаний для підтримки прийняття рішень в різних областях. СППР складається з чотирьох додатків, використовуючи які ОПР ефективно вирішить, що стоїть перед ним завдання.

СППР складається з таких додатків:

модуль «Вибір постачальника матеріальних ресурсів» – призначений для вибору оптимального постачальника на підставі розрахунку наступних показників:

- оцінка витрат підприємства-замовника на придбання і доставку продукції;
- оцінка якості пропонованої продукції;
- оцінка потенційного економічного партнера з точки зору його фінансово-господарської діяльності;
- цінка надійності постачальника;
- визначення оптимального співвідношення «ціна / якість».

Для точності оцінки потенційних постачальників визначається також ступінь впливу кожного з досліджуваних факторів на результат вибору [8]. Крім того, вводиться новий показник: співвідношення «витрати / якість продукції».

Обробляються дані, що мають різні одиниці виміру, та зводяться до єдиної розмірності, на основі якої вибирається найкраща альтернатива. Як результат роботи модуля вибирається оптимальний постачальник на основі аналізу всіх вищеперерахованих показників, і будується результуюча гістограма.

- модуль «Формування портфеля цінних паперів» - дозволяє оптимізувати процес формування портфеля цінних паперів. При цьому можливі різні варіанти формування інвестиційного портфеля [9]. До них відносяться облік кореляції паперів та її відсутність (тобто визначається ступінь взаємозв'язку двох випадкових величин), також є можливість не вкладати всі інвестиції в акції, а залишити їх на ощадному рахунку, наприклад з процентною ставкою 8,5% в рік.

- «Інформація про постачальників» - набір процедур, які дозволяють вносити зміни в інформацію про постачальників, яка зберігається в БД, а потім використовується для оптимізації процесу вибору оптимального підрядника. База вихідних даних при необхідності може бути змінена: додатково можуть вводиться показники якості продукції, нові підприємства-постачальники, умови оплати і т.п.

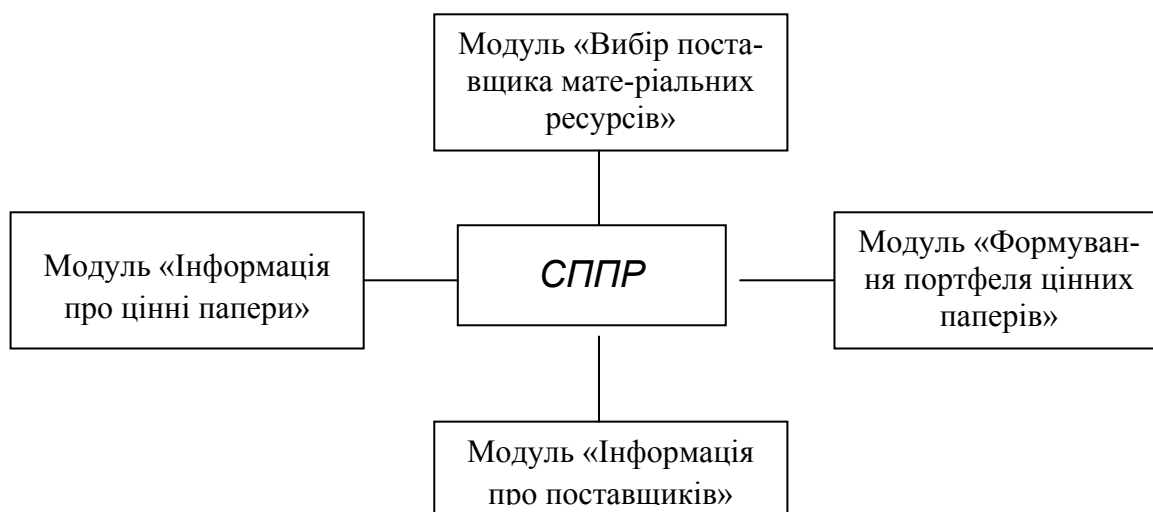


Рисунок 1. Структурна схема розробленої СППР

Досліджуються такі характеристики для вибору підприємства - постачальника:

- 1) загальна сума витрат замовника на придбання і доставку продукції;
- 2) якість продукції;
- 3) надійність постачальника;
- 4) фінансовий стан постачальника.

- **модуль «Інформація про цінні папери»** - дозволяє редагувати такі характеристики цінних паперів як прибутковість і ризик, а також контролювати їх кількість при формуванні інвестиційного портфеля.

При виборі користувачем пункту меню запускається потрібна програма та починається процес моделювання оптимального портфеля цінних паперів або процес вибору оптимального підрядника). Алгоритм роботи модулів відображений на рис. 2 та рис. 3.

Алгоритм роботи системи представлений на рис. 4.

Після запуску та відкриття головного вікна система переходить в стан очікування дій користувача (є можливість редагувати вхідні дані або безпосередньо переходити до реалізації методів моделювання інвестиційної діяльності).

Необхідно визначити, виходячи діяльності фірми, оптимального постачальника матеріальних ресурсів з особливостей діяльності фірми [10]. Для цього необхідно вирішити такі взаємопов'язані завдання:

- оцінити витрати замовника на придбання і доставку продукції;
- оцінити якість пропонованої продукції;
- оцінити потенційного економічного партнера з точки зору його фінансово-господарської діяльності;
- оцінити надійність постачальника;
- визначити оптимальне співвідношення «ціна / якість».

У головному вікні знаходиться меню з модулями

системи, що включає пункти: «Вибір постачальника», «Формування портфеля», «Дані про постачальників», «Інформація про цінні папери». Далі користувач може вибрати необхідний модуль системи або вийти з неї. Функціонування СППР розглянемо на прикладі.

Користувачеві необхідно вибрати відповідний пункт меню. В даному випадку «Вибір постачальника» з метою визначити оптимального постачальника. Даний модуль здійснює не тільки вибір та систематизацію критеріїв оцінки, а й призводить ці критерії до єдиної розмірності [11], а також визначає частки впливу кожного фактора на загальну оцінку конкурсної пропозиції.

При виборі даного пункту меню на екрані з'являється можливість вибрати оптимального постачальника матеріальних ресурсів металургійних підприємств, для яких користувач може сам визначати технічні характеристики продукції - вибравши при цьому «Інший матеріальний ресурс».

Розглянемо процес вибору постачальника для придбання сировини. Розрахунок суми витрат на доставку та придбання продукції можна побачити, перейшовши на вкладку «Придбання продукції» вікна «Оптимізація вибору» на прикладі лому чорних металів, визначено необхідний набір характеристик даного матеріалу на підставі паспортних даних [12]. Фізико-механічні властивості металу можна побачити, перейшовши на вкладку «Характеристики продукції». Загальний коефіцієнт оптимуму визначається на підставі критерію Лапласа, тобто обчислюється рейтингова оцінка підприємств за якісними ознаками.

У роботі запропонований метод математичного розрахунку співвідношення «витрати / якість» (рис. 7). Для формування вихідних даних з відповідних таблиць використовуються коефіцієнти оптимуму витрат і якості продукції [13].

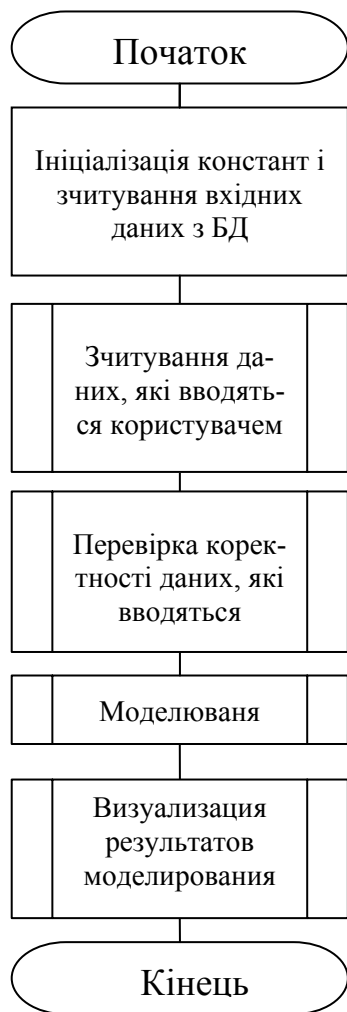


Рисунок 2. Алгоритм роботи оптимізаційних модулів

Таким чином, наочно видно, що, незважаючи на більш високу оцінку витрат замовника при виборі постачальника П6 (тобто витрати в цьому випадку мінімальні) і найбільш високу оцінку якості продукції постачальника П3, оптимальне співвідношення цих показників має постачальник П1. Отже, подібна оцінка може бути самостійним чинником, що має певну частку впливу на вибір постачальника матеріальних ресурсів. Надійність постачальника проводиться по декількох позиціях: виконання поставок в строк, виконання замовлень в повному обсязі, фінансова надійність [14]. Прийнято допущення, що всі постачальники готові поставити необхідний обсяг продукції. Необхідно оцінити точність виконання термінів договору потенційними постачальниками. Терміни поставки та їх запізнення можуть бути викликані віддаленістю підприємства-постачальника, умовами поставки продукції і т.п. Невиконання поставки в обумовлені терміни - це, перш за все, ризик замовника [15].

Як один з методів оцінки надійності постачальника проводиться рейтингова оцінка фінансового стану підприємств з точки зору їх економічної стабі-

льності. Оцінка фінансового стану проводиться за критерієм Лапласа [16].

Таким чином, визначивши рейтингову оцінку кожного критерію, можна скласти підсумкову матрицю рейтингів, яка дозволить зробити оцінку всіх критеріїв: суми витрат підприємства-замовника на придбання і доставку продукції, надійності і фінансової стабільності потенційних постачальників, якісних і вартісних характеристик продукції. Таким чином, на підставі розрахунку загальної рейтингової оцінки оптимальним є постачальник П2 (рис.8, рис. 9). Для формування оптимального портфеля цінних паперів користувачеві необхідно вибрати прийнятний для нього варіант формування інвестиційного портфеля (рис. 10).

Наприклад, нехай користувач, вибрав режим «Формування портфеля без урахування коваріації паперів», на екрані з'являється форма, при цьому необхідно ввести бажаний ризик портфеля (він повинен бути в межах доходу цінних паперів). Потім, щоб сформувані оптимальний портфель, з заданими характеристиками, необхідно натиснути кнопку «Сформувані портфель». Як видно з малюнка при ризик портфеля - 1,3, та відповідних значеннях доходу і ризику цінних паперів маємо такий процентний склад інвестиційного портфеля: 50% акцій А і В, при цьому ризик портфеля - 15%.



Рисунок 3. Алгоритм роботи модулів перегляду та редагування даних

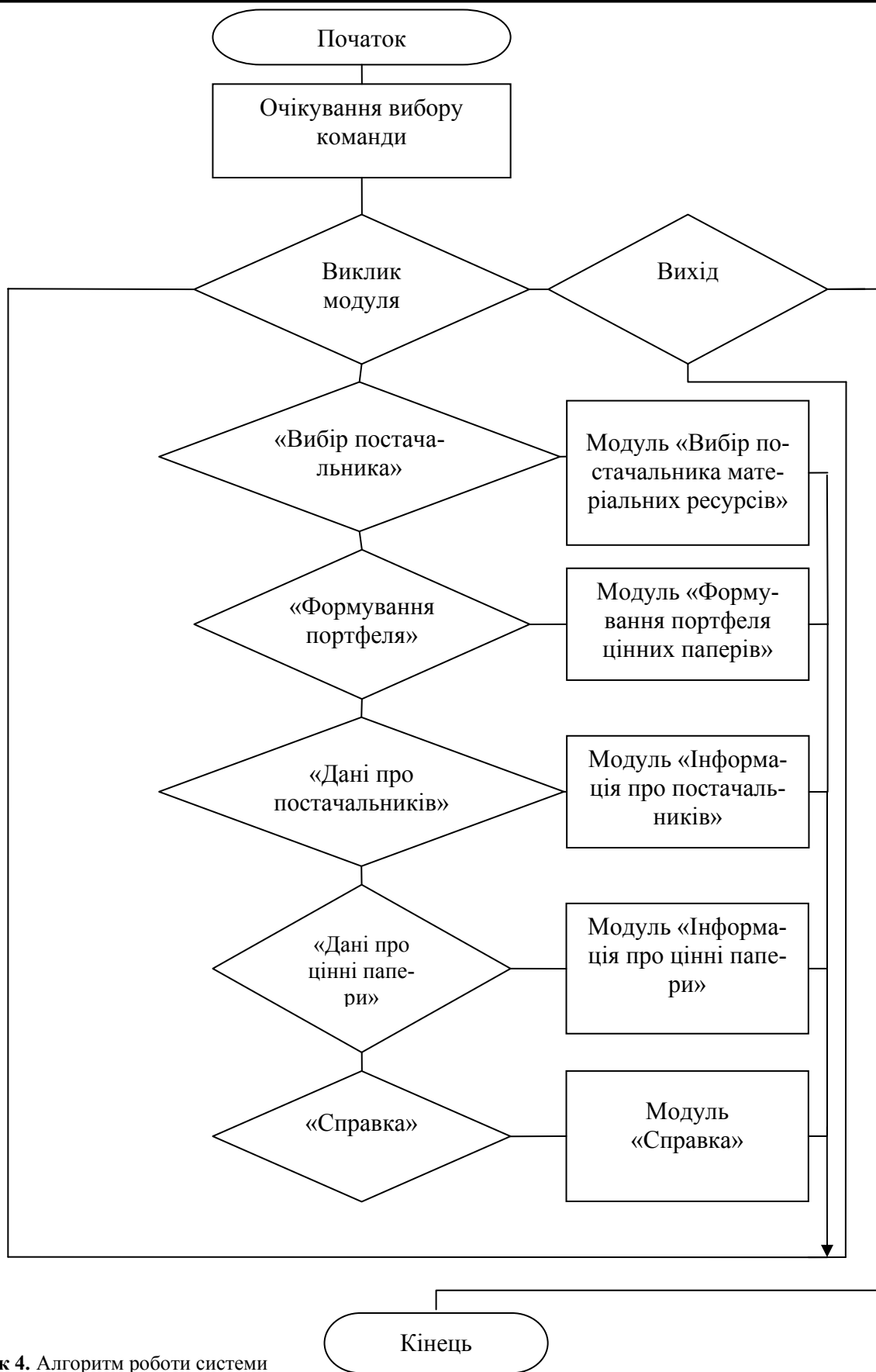


Рисунок 4. Алгоритм роботи системи

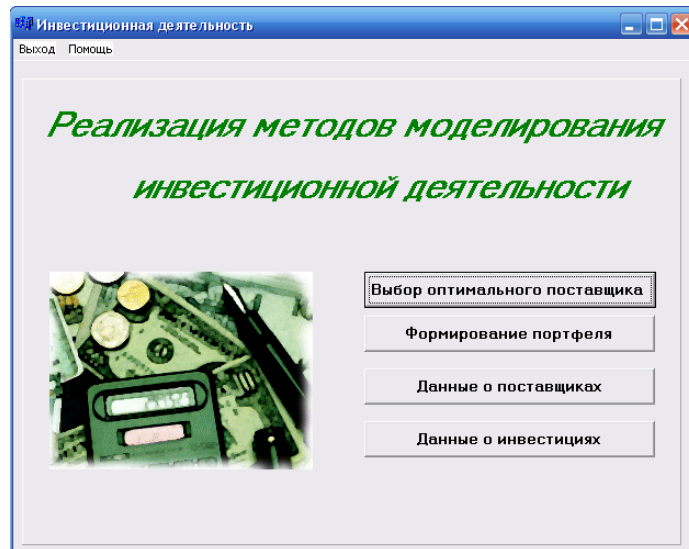


Рисунок 5. Интерфейс системы

Оптимизация выбора поставщика

Выход

Оценка критериев отбора

Приобретение продукции | Характеристики продукции | Затраты-качество | Надежность поставщика | Финансовая активность | Общий рейтинг | Просмотр результатов

Расчет суммы затрат на приобретение и доставку продукции

	Postavchic1	Postavchic2	Postavchic3	Postavchic4	Postavchic5	Postavchic6	Postavch
Цена за 1т, грн.	605	587	600	600	625	590	600
Объем поставки, т	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000
Срок поставки, дни	10	5	7	10	10	8	8
Транс. расх,тыс грн.	12,3	15,6	16,8	11,1	6,7	13,4	9,7
Сумма предоплаты	605	293,5	600	300	625	295	300
Количество поставок	4	4	4	4	4	4	4
Сумма потерь	633,5	619,2	636,4	624,2	642,5	618,4	621
Итого затрат	2477	2118,9	2472,8	2148,4	2535	2121,8	2142

Оценка суммы затрат

	Postavchic1	Postavchic2	Postavchic3	Postavchic4	Postavchic5	Postavchic6
Миним. знач. суммы	1939,19995117188					
Макс. знач. суммы	2535					
Коеф. оптимальности	0,0973480954123448	0,698388663811667	0,104397440252549	0,648875408386422	0	0,693521259041049

Рисунок 6. Розрахунок суми витрат на доставку та придбання продукції

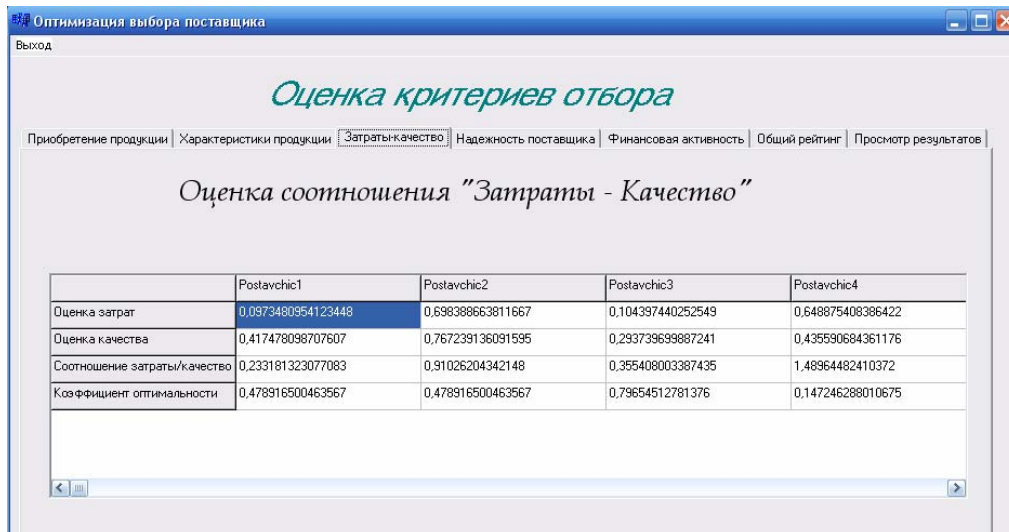


Рисунок 7. Оцінка співвідношення «Затрати-якість»

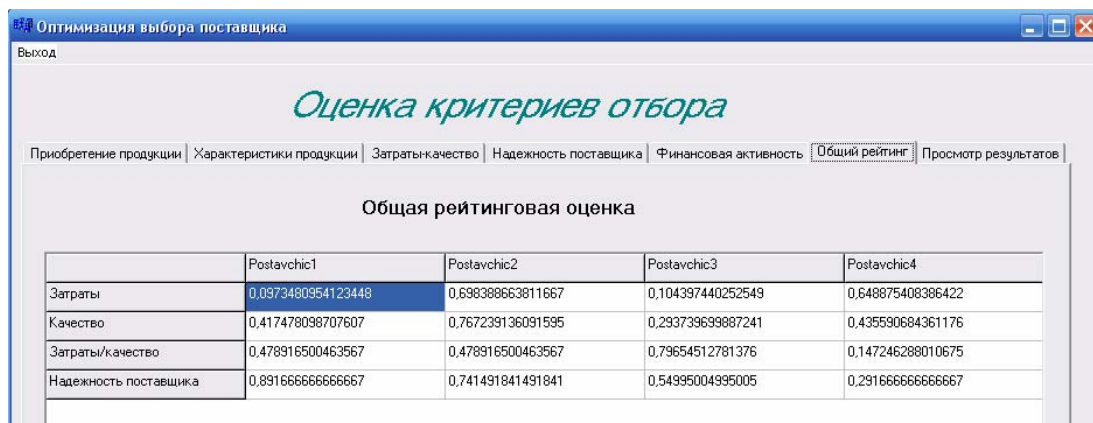


Рисунок 8. Загальна рейтингова оцінка

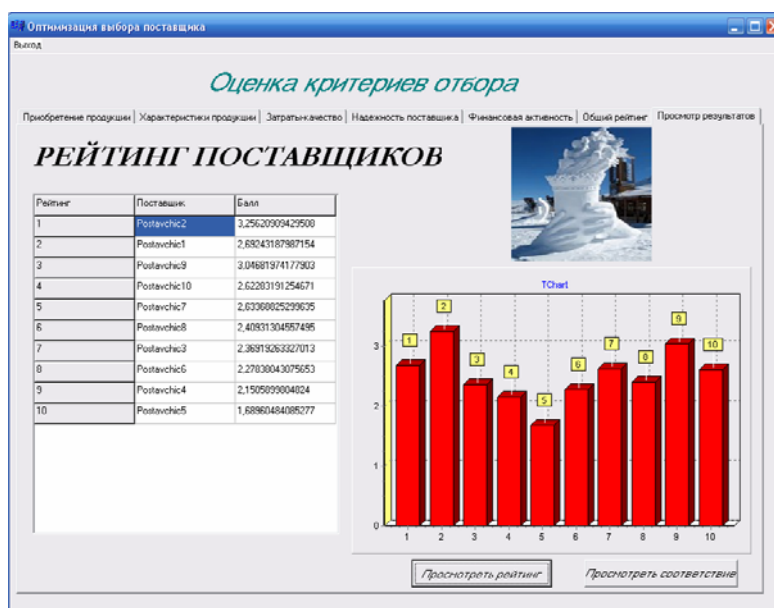


Рисунок 9. Оптимальний постачальник

Якщо користувач вибрав режим «Формування портфеля з урахуванням коваріації паперів», при запуску форми в відповідні поля необхідно ввести бажаний ризик портфеля (він повинен бути в межах доходу цінних паперів), а також коваріацію i -го j -го виду цінних паперів. Потім необхідно натиснути кнопку «Сформувати портфель». При помилковому введенні значень коваріацій на екран буде виведено повідомлення про помилку.

Якщо користувач вибрав режим «Формування портфеля з урахуванням заощаджень», на екрані з'являється форма, при цьому необхідно ввести бажаний дохід портфеля (він повинен бути в межах доходу цінних паперів), а також коваріацію i -го j -го виду цінних паперів, а також дані про заощадження (ефективність і очікувану ефективність заощаджень). Потім необхідно натиснути кнопку «Сформувати портфель». В даному випадку для трьох цінних паперів необхідно ввести 3 коваріації. При помилковому введенні значень коваріацій на екран буде виведено повідомлення про помилку «Варіація не повинна бути більше твору ризиків цінних паперів».

При ефективності портфеля - 1,3, ефективності заощадження - 1,3 і очікуваної ефективності - 1,8, відповідних значеннях коваріацій маємо процентний склад інвестиційного портфеля: 38,48% акцій А, 10,96% - В, 50,56% - С, в заощадження необхідного вкласти - 0%, ризик портфеля - 3,89%.

V. ВИСНОВКИ

Результатом даного дослідження стала побудова структури інформаційної технології управління портфелями проектів енергозбереження на металургійних підприємствах на основі існуючого програмного продукту.

Запропонована при виборі оптимального постачальника методика розрахунку є універсальною та прийнятною для оцінки підприємств з точки зору різних характеристик:

1) немає необхідності проведення експертної оцінки і визначення вагових критеріїв впливу того чи іншого чинника, так як:

- запропонована методика базується на комплексному, багатовимірному підході до оцінки такого складного явища, як фінансово-господарська діяльність підприємства;

- рейтингова оцінка ґрунтується на даних публічної звітності підприємства, для отримання яких використовуються найважливіші показники фінансово-господарської діяльності, що застосовуються в ринковій економіці;

- рейтингова оцінка є порівняльною, вона враховує реальні досягнення всіх підприємств - конкурентів.

2) Для отримання оцінки підприємств викори-

стовується гнучкий обчислювальний алгоритм, який реалізує можливості математичної моделі порівняльно - комплексної оцінки виробничо-господарської діяльності підприємства.

3) Алгоритм розрахунків дозволяє відійти від формування умовного еталонного підприємства. Розрахунок побудований на визначенні інтервалу варіювання ознак.

4) Методика ґрунтується на приведенні числових параметрів до єдиного еквіваленту, яким в даному випадку є коефіцієнт наближення до оптимального значення ознаки.

Перевагою даного програмного продукту, є те, що він здатний одночасно вирішувати відразу 2 актуальних на сьогоднішній день завдання - формувати оптимальний портфель цінних паперів, і здійснювати вибір оптимального постачальника. Таким чином, він зручний для сучасного ринку та одночасно дозволяє скоротити витрати на придбання програмної продукції.

VI СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- [1] Шапкин А.С. Экономические и финансовые риски. Оценка, управление, портфель инвестиций: Монография. / Шапкин А.С. – М.: Издательско-торговая корпорация «Дашков и К0», 2003. – 544с.: ил.
- [2] Буренин А.Н. Управление портфелем ценных бумаг. / Буренин А.Н. – М., Научно-техническое общество имени академика С.И. Вавилова, 2008, – 440с.
- [3] Аньшин В.М. Инвестиционный анализ: Учеб.-практ. пособие. – 3-е изд., испр. / Аньшин В.М. – М.: Дело, 2004. – 280 с.
- [4] Максимова В.Ф. Портфельные инвестиции. /Максимова В.Ф. – М: Московский международный институт эконометрики, информатики, финансов и права, 2003. – 56с.
- [5] Шелобаев С.И. Математические методы и модели. / Шелобаев С.И. – М.: Юнити– 2000.– 367с.
- [6] Шапкин А.С. Теория риска и моделирование рискованных ситуаций. Учебник. / Шапкин А.С, Шапкин В. А – М.: Издательско-торговая корпорация «Дашков и К0», 2005. – 880 с.
- [7] Максимова В.Ф. Портфельные инвестиции. / Максимова В.Ф. – М: Московский международный институт эконометрики, информатики, финансов и права, 2003. – 56с.
- [8] Анализ финансовых отчетов. / П. Томас, Карлин, Р. Альберт, Макмин. – М: ИНФРА-М, 2001. – 448с.
- [9] Чавкин А.М. Методы и модели рационального управления в рыночной экономике. / Чавкин А.М. – М.: Финансы и статистика. – 2001. – 320с.

- [10] Шеремет А.Д. Теория экономического анализа. / Шеремет А.Д., Баканов М.И. – М.: Финансы статистика. – 2000. – 416с. – 352 с.
- [11] Тоценко В.Г. Методы и системы поддержки принятия решений: Алгоритмический аспект. / Тоценко В.Г. – К.: Наукова думка, 2007. – 381с.
- [12] Башарин Г. В. Начала финансовой математики. – М.: Мир, 2003. – 189 с.
- [13] Крушвиц С. К. Финансирование и инвестиции. – СПб.: Питер, 2000. – 368 с.
- [14] Количественные методы финансового анализа / Под ред. Стивена Дж. Брауна и Марка П. Крицмена: Пер. с англ. – М.: ИНФРА-М, 1996.
- [15] Наталуха И. Г. Моделирование спекулятивного бума на финансовом рынке с учетом психологии инвесторов // Материалы VI Всеросс. симпозиума «Математическое моделирование и компьютерные технологии». – Кисловодск, 2004. – Т. 2. – С. 7-8.
- [16] Шарп У., Александер Г., Бейли Д. Инвестиционный менеджмент. – М.: ИНФРА-М, 2003. – 257 с.

Стаття надійшла до редакції 5.12.2019

СТРУКТУРА ИНФОРМАЦИОННОЙ ТЕХНОЛОГИИ УПРАВЛЕНИЯ ПОРТФЕЛЯМИ ПРОЕКТОВ ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЯ НА МЕТАЛЛУРГИЧЕСКИХ ПРЕДПРИЯТИЯХ

ДУБРОВИН В. И. к.т.н., профессор по кафедре программных средств Национального университета «Запорожская политехника», Запорожье, Украина, e-mail: vdubrovin@gmail.com;

ЮСЬКИВ О.И. ЧАО "Днепроспецсталь", администратор задач, Запорожье, Украина, e-mail: yuskivolesya@rambler.ru

Цель работы. При реализации инвестиционных проектов процесс промышленного производства, связанный с выбором оптимального поставщика, заказчика, делового партнера; определением лучшего качества продукции, минимизацией затрат на приобретение и доставку материальных ресурсов и т.д. В данной статье проведен анализ информационной технологии программного продукта для автоматизации процесса поддержки принятия решений при осуществлении финансовой инвестиционной деятельности металлургического предприятия.

Методы исследования. Для решения оптимизационных задач были применены следующие методы: методы исследования функций классического анализа; неопределенные множители Лагранжа; вариационное исчисление; динамическое программирование, принцип максимума; линейное программирование; нелинейное программирование.

Полученные результаты. Спроектирована система, помогающая принять максимально эффективное, комплексное решение позволяет уменьшить интеллектуальную нагрузку на лицо, принимающее решение, свести к минимуму число рутинных операций и сложных математических и экономических расчетов и, как следствие, значительно сократить время на принятие решения.

Научная новизна. Данный программный продукт на сегодняшний момент не имеет аналогов, он способен одновременно решать сразу 2 актуальные на сегодняшний день задачи - формировать оптимальный портфель ценных бумаг, и осуществлять выбор оптимального поставщика, что позволит уменьшить расходы на покупку материалов и использовать эти средства на внедрение проектов энергосбережения на металлургических предприятиях.

Практическая ценность. Предложенная при выборе оптимального поставщика методика расчета является универсальной и приемлемой для оценки предприятий с точки зрения различных характеристик: предложенная методика базируется на комплексном, многомерном подходе к оценке такого сложного явления, как финансово-хозяйственная деятельность предприятия; для получения оценки предприятий используется гибкий алгоритм, реализующий возможности математической модели сравнительно-комплексной оценки деятельности предприятия; алгоритм расчетов позволяет отойти от формирования условного эталонного предприятия. Расчет построен на определении интервала варьирования признаков; методика основывается на приведении числовых параметров к единому эквиваленту, которым в данном случае является коэффициент приближения к оптимальному значению признака.

Ключевые слова: инвестиции; портфель проектов; металлургические предприятия; информационная технология; поставщик энергосбережения; качество; критерий; надежность; поставщик; показатель.

THE STRUCTURE OF INFORMATION TECHNOLOGY FOR MANAGING PORTFOLIOS OF ENERGY SAVING PROJECTS AT METALLURGICAL ENTERPRISES

DUBROVIN V. I. Ph.D., professor, National University "Zaporizhzhia Polytechnic", Zaporizhzhia, Ukraine
E-mail: vdubrovin@gmail.com;

YUSKIV O. I. PJSC "Dneprospetsstal", task manager, Zaporizhzhia, Ukraine. E-mail:
yuskivolesya@rambler.ru;

Purpose. In the implementation of investment projects, the process of industrial production, associated with the choice of the optimal supplier, customer, business partner; determining the best quality of products, minimizing the cost of purchasing and delivering material resources, etc.. This article analyzes the information technology of a software product to automate the decision support process in the financial investment activity of a metallurgical enterprise..

Methodology. To solve the optimization problems, the following methods were applied: methods of studying the functions of classical analysis; indefinite Lagrange multipliers; variational calculus; dynamic programming; maximum principle; linear programming; nonlinear programming.

Findings The designed system, helping to make the most effective, comprehensive solution, can reduce the intellectual burden on the decision maker, minimize the number of routine operations and complex mathematical and economic calculations and, as a consequence, significantly reduce the time for decision. The advantage of the considered software product is that it is able to solve simultaneously two urgent tasks for today - to form the optimal portfolio of securities and to choose the optimal supplier of resources. Thus, it is convenient for metallurgical enterprises and will reduce the cost of purchasing software.

Originality. This software product has no analogues at the moment, it is able to solve two current problems for today simultaneously - to form an optimal portfolio of securities, and to choose the optimal supplier, which will reduce the cost of purchasing materials and use these funds for the implementation of energy conservation projects at metallurgical enterprises

Practical value. The calculation method offered by the choice of the optimal supplier is universal and acceptable for the evaluation of enterprises in terms of different characteristics: the proposed methodology is based on a comprehensive, multidimensional approach to the evaluation of such complex phenomenon as the financial and economic activity of the enterprise; a flexible algorithm is used to obtain the valuation of enterprises, which realizes the possibilities of a mathematical model of comparatively-complex evaluation of the enterprise activity; the algorithm of calculations allows to move away from formation of conditional reference enterprise; the calculation is based on determining the interval of variation of features; the technique is based on bringing the numerical parameters to a single equivalent, which in this case is the approximation coefficient to the optimal value of the trait.

Key words: investment; project portfolio; metallurgical enterprise; information technology; supplier energy saving; quality; criterion; reliability; supplier; indicator..

REFERENCES

- [1] Shapkin, A.S., (2003). Ekonomicheskie i finansovye riski. Ocenka, upravlenie, portfel investitsij. Moscow, Izdatelsko-torgovaya korporatsiya «Dashkov i K0», 544.
- [2] Burenin, A.N., (2008). Upravlenie portfelem cennyh bumag. Moscow, Nauchno-tehnicheskoe obshestvo imeni akademika S.I. Vavilova, 440.
- [3] Anshin, V.M., (2004). Investicionnyj analiz: Ucheb.-prakt. posobie, 3-e izd., Moscow, Delo, 280.
- [4] Maksimova, V.F., (2003). Portfelnye investicii. Moscow, Moskovskij mezhdunarodnyj institut ekonometriki, informatiki, finansov i prava, 56.
- [5] Shelobaev, S.I., (2000). Matematicheskie metody i modeli. Moscow, Yuniti, 367.
- [6] Shapkin, A.S., (2005). Teoriya riska i modelirovanie riskovyh situacij. Moscow, Izdatelsko-torgovaya korporatsiya «Dashkov i K0», 880.
- [7] Maksimova, V.F., (2003). Portfelnye investicii. Moscow, Moskovskij mezhdunarodnyj institut ekonometriki, informatiki, finansov i prava, 2003, 56.
- [8] Tomas, P., Karlin, R. Albert., (2001). Analiz finansovyh otchetov. Moscow, INFRA-M, 448.
- [9] Chavkin, A.M., (2001). Metody i modeli racionalnogo upravleniya v rynochnoj ekonomike. Moscow, Finansy i statistika, 320s.
- [10] Sheremet, A.D., Bakanov, M.I., (2000). Teoriya ekonomicheskogo analiza. Moscow, Finansy statistika, 416.
- [11] Tocenko, V.G., (2007). Metody i sistemy podderzhki prinyatiya reshenij: Algoritmicheskij aspekt, Kiev, Naukova dumka, 381.
- [12] Basharin, G. V., (2003). Nachala finansovoj matematiki, Moscow, Mir, 189.
- [13] Krushvic, S. K. (2000). Finansirovanie i investicii. – Saint Petersburg, Piter, 368.
- [14] Dzh S., Marka, P. (1996). Kolichestvennye metody finansovogo analiza. Moscow, INFRA-M, 352.
- [15] Nataluha, I. G., (2004). Modelirovanie spekulativno-go buma na finansovom rynke s uchedom psikhologii investorov. Materialy VI Vseross. simpoziuma «Matematicheskoe modelirovanie i komputernye tehnologii», Kislovodsk, 2, 7-8.
- [16] Sharp, U., Aleksander, G., Bejli, D., (2003). Investicionnyj menedzhment. Moscow, INFRA-M, 257.

IMPROVEMENT OF THE NONEQUILIBRIUM-COMPENSATION METHOD FOR STATE DIAGNOSTICS OF HIGH-VOLTAGE APPARATUS WITH CONDENSER INSULATION

SAKHNO A.A.

Phd, Associate professor of electric and electronic apparatus department, National University "Zaporizhzhia Polytechnic", Zaporizhzhia, Ukraine, e-mail: a.sakhno@yahoo.com;

SKRUPSKAYA L.S.

Senior lecturer of electric and electronic apparatus department, National University "Zaporizhzhia Polytechnic", Zaporizhzhia, Ukraine e-mail: skrupskaya_ls@gmail.com;

DOMOROSHCHYN S.V.

post-graduate electric and electronic apparatus department, National University "Zaporizhzhia Polytechnic", Zaporizhzhia, Ukraine, e-mail: domoroshchin77@gmail.com.

Purpose. Investigation of the nonequilibrium-compensation method for diagnosing the state of high-voltage devices with capacitor isolation, a description of the experience of using the method, finding the disadvantages and advantages of this diagnostic method, the development of improvements to the nonequilibrium-compensation method.

Methodology. The study was carried out by the method of continuous monitoring under operating voltage ("online") for bushings of a three-phase group of shunt reactors to a voltage class of 750 kV.

Findings. As a result of the study, the authors developed an improved mathematical model for the nonequilibrium-compensation method, which takes into account the influence of the operating voltage, and received the final formula for determining the unbalance current, which can significantly increase the reliability of the diagnosis. The improved model is different in that it takes into account additional parameters - a working three-phase voltage, under the influence of which is the insulation of electrical devices. The values of the phase and amplitude of the unbalance current obtained using the model will not depend on the network operating modes, such as asymmetry, for example, and, accordingly, there is no need to set the overshoot alarm settings and equipment shutdowns, unlike the "classical" method, since the parameters change unbalance current will be caused only by changes in active losses in isolation or partial breakdown of the insulation design of the device.

Originality. The authors developed an advanced mathematical model for the diagnosis of high voltage apparatus with capacitor isolation under operating voltage. The result of the calculation of the new model does not depend on the effects of operating voltage (such as asymmetries of amplitudes and interphase angles).

Practical value. The obtained model can be used in the production of systems and devices for continuous diagnostics (monitoring) of the main insulation of high-voltage bushings at voltage classes of 110 - 750 kV.

Keywords: nonequilibrium-compensation method; condenser insulation; unbalance current; capacitance; tangent of dielectric losses; continuous monitoring; high voltage bushings.

I. INTRODUCTION

Technologic failures, due to high voltage bushings and current transformers failures are one of the most frequent and economically expensive either for grids and generating power plants. Therefore, since 1960, the scientific community and regulatory authorities have paid special attention to the diagnosis of this equipment. Over the years, manufacturing companies, power generating and electric grid enterprises, enterprises engaged in the repair and diagnostics of industrial equipment, have gained some experience in diagnosing devices in various operating modes. Nowadays, there are two most applied diagnostic methods: with taking equipment out of service under testing voltage ("offline") and continuous monitoring under operating voltage ("online"). It is more rarely applied a periodic tests under operating voltage with and without taking equipment out of service.

Automatic continuous monitoring under operating voltage has a list of advantages over other methods, such as frequency of diagnostic parameters analysis, absence of a human factor influence and operating voltage, which allows determining major defects in insulation.

The nonequilibrium-compensation (balance) method is the most widespread method of continuous monitoring under operating voltage nowadays. This method is described in the list of domestic and foreign author's works [1] – [10]. The realization of this method is different: KIV-500R (КИБ-500Р) devices with adjustment transformers TPS-0.66 (ТІС-0,66), modern microprocessor devices such as R1500 («Dimrus», city Perm), ZVCM Bushing Monitor (ZTZ-Service International Inc, USA) and others.

Energy companies have a big experience in exploiting of KIV-500R devices and others, based on this

method devices and systems. However, this experience is often negative [13], [14], [15], because of false information about values of diagnostic parameters, and, correspondently, inability to make a conclusion about technical condition of apparatus.

II. ANALYSIS OF LAST RESEARCHES

Mathematical models developed by authors are very important for correct insulation defect detection under operating voltage. Thus, many scientists pay a great attention to this question. For example, domestic scientist PhD Gleb Shinkarenko in his work [13], on the examples from practice, showed that unbalance-compensating method applying is ineffective and even negative. Also negative experience of sum-of-current method is shown in [13], [14], [15], because of false information about values of diagnostic parameters, and, correspondently, inability to make a conclusion about technical condition of apparatus. Improved model for this method is stable for asymmetry of amplitudes and interphase angles of operating voltages. So it can be used for increasing of reliability of this diagnostic method.

III. FORMULATION OF THE WORK PURPOSE

The aim of this article is analysis of negative experience causes of nonequilibrium-compensation method applying for diagnostic of condition of high voltage condenser insulation and presentation of method improvement results.

IV. EXPOSITION OF THE MAIN MATERIAL AND RESULTS ANALYSIS

Nonequilibrium-compensation method is based on two suggestions:

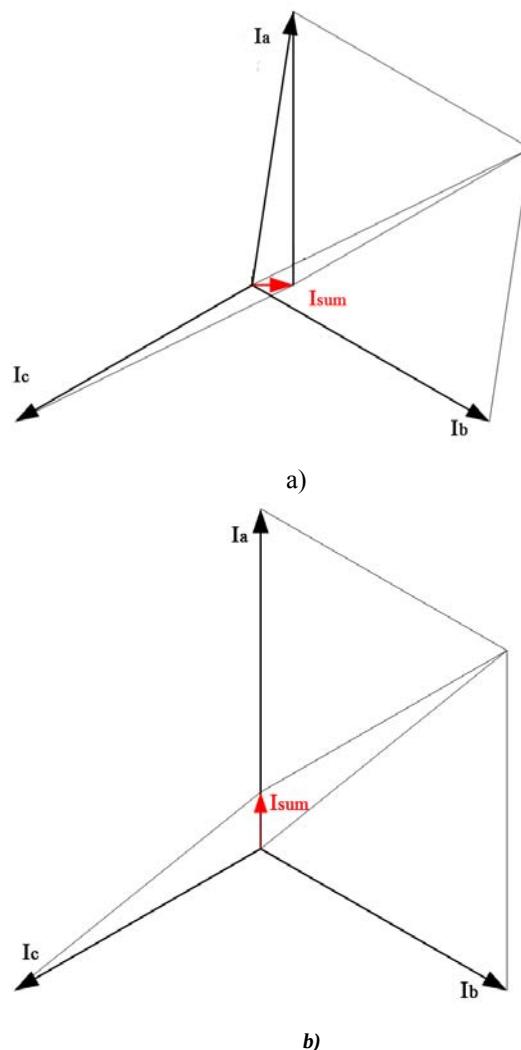
- three-phase voltage system is symmetric;
- diagnostic parameters of three apparatus of three-phase group can't be changed at the same time and in equal degree.

This method means a geometric sum of three leakage current vectors of the main insulation. In ideal case, if the condition and capacities of the main insulation of three apparatus are equal and the three-phase voltage system is symmetrical (the amplitudes are equal, and the interphase angles are 120°), the total current will be zero. With an increase in active losses or a change in the insulation capacity, the phase and amplitude of the current will change, and this will lead to the appearance of a current other than zero - an imbalance that can be measured by a diagnostic tool.

The amplitude value of the total current quantitatively determines the degree of defect in the insulation, and its angle indicates the phase of the device with the defect.

Such ideal situation never happens in practice, therefore in order to balance vector in zero different solutions can be applied, for instance, instrument transformers, which can change amplitudes of current leakage vec-

tors, and in case of microprocessor devices it changes balanced coefficients, which are used for dovetailing of amplitude and phase of vectors.



a) – I_{sum} (sum-of-currents) is caused by active losses increase in insulation of apparatus' phase "A"

b) – I_{sum} is caused by shunting of the main insulation part of apparatus' phase "A"

Figure 1. Unbalanced current appearance

Devices, based on this method, indicate tangent of dielectric losses and capacities of the main apparatus insulations except indication of unbalanced vector's amplitude and phase.

Insulation leakage current vector depends on vectors of voltages, applied to this insulation, active losses and capacity of the main insulation. Correspondently, unbalanced current vector depends on 9 parameters:

$$\vec{I}_H = f(\vec{U}_a, \vec{U}_b, \vec{U}_c, C_{1a}, C_{1b}, C_{1c}, tg\delta_{1a}, tg\delta_{1b}, tg\delta_{1c})$$

Thus, the mathematical calculation to determine the tangent of the dielectric loss angle and the main insulation capacitance based on this method is poorly substantiated and ineffective. For such calculations, some diagnostic

tools use certain assumptions to solve a system of two equations with 12 unknown parameters. In order to provide the solution of such system of equations producers of devices apply different algorithms of adaptation to the modes of network and equipment operation. The described problems lead to the wrong solutions of system, since it is impossible to take into account all these factors in real-time mode:

- changes in loads and other factors that can cause voltage changes cannot be reliably predicted
- insulation aging of different devices isn't synchronized;
- different devices can have different temperatures of insulation;
- different objects can have different paces of natural insulation aging.

There was a monitoring of bushing operation by R1500 device, installed for the monitoring of high voltage bushings of three-phase group of single-phase shunting reactors of the POM-110000/750 type on the 750kV switchgear.

An increase in the values of the tangent of the dielectric loss angle of the main insulation of the bushings at phases "A" and "C" was recorded (fig. 2).

Twice increase of parameter value in phase "C" during short period of time (less than 10 days) is the basis for additional testing of input with taking equipment out of service. However, the detailed analysis of this case, based on the giving data from the system on the data of the SAFE-T online monitoring system (manufactured by Energy Automation Ltd, Zaporizhzhia, Ukraine), showed that this case is not the result of defects in the insulation of the bushings, but is a classic example of the disadvantages of the nonequilibrium-compensation method. In fig. 3 current leakage plots of the main insulation of three bushings are shown (points – phase "A", continuous line – phase "B", dotted line – phase "C", thick continuous line – reduced value of unbalanced vector amplitude (a relation of amplitude to the mean value of three currents amplitudes in percent)). Initial plots' analysis confirms increase of current value of insulation conduction current of bushing phase "A".

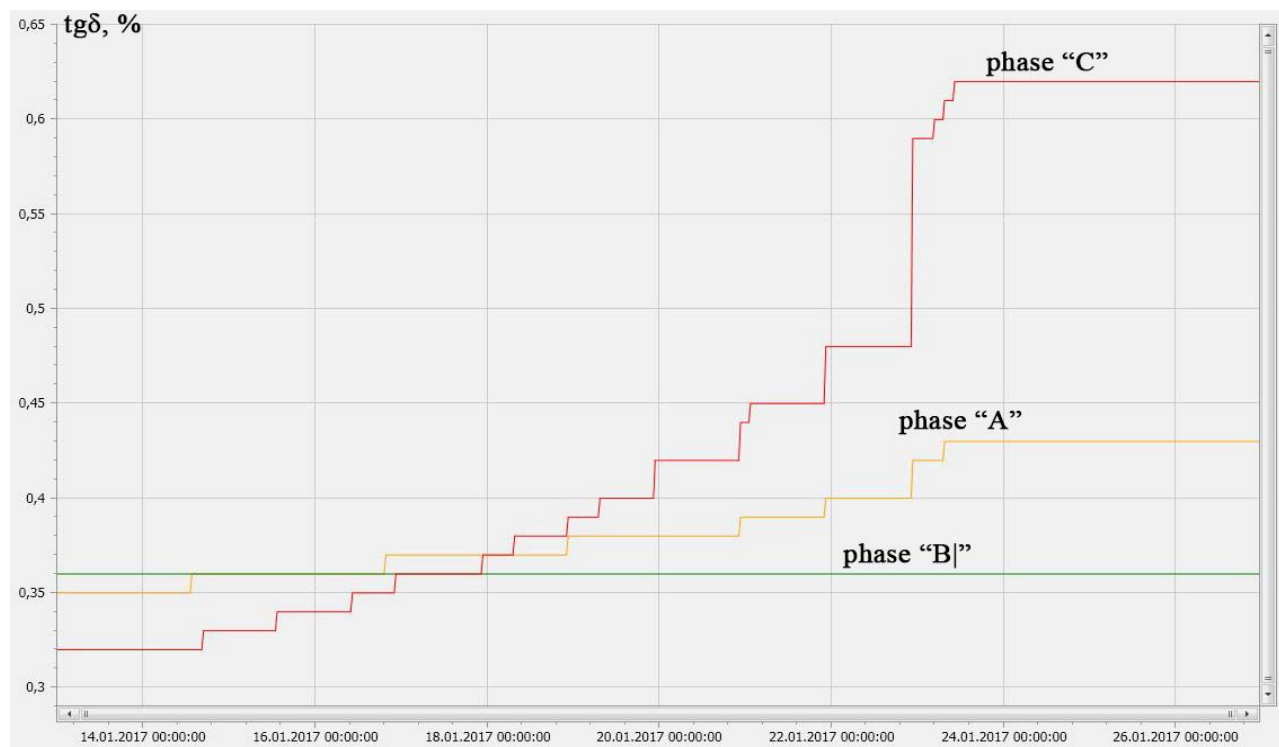


Figure 2. The results of tangent of dielectric losses of the main insulation of high voltage bushings monitoring, registered by classical nonequilibrium-compensation method (by R1500)

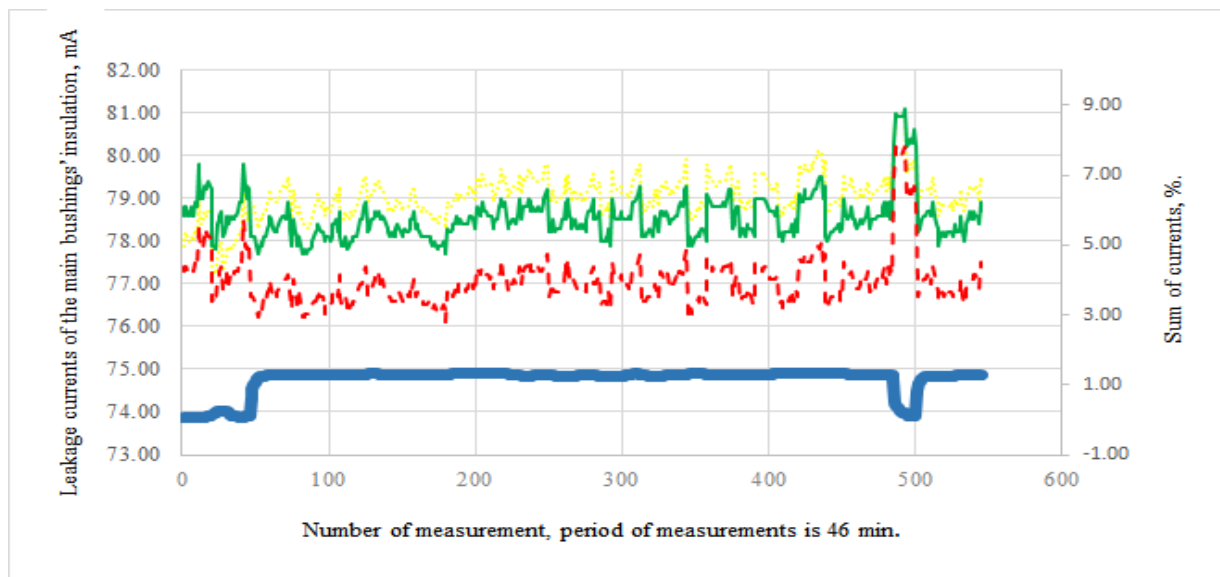


Figure 3. Leakage currents of the main bushing insulation

In fig. 4 plots of phase operating voltages changes are represented, plots are also represented change of unbalance voltages' vector. The voltage unbalance is presented in arbitrary units only for a qualitative assessment of its presence.

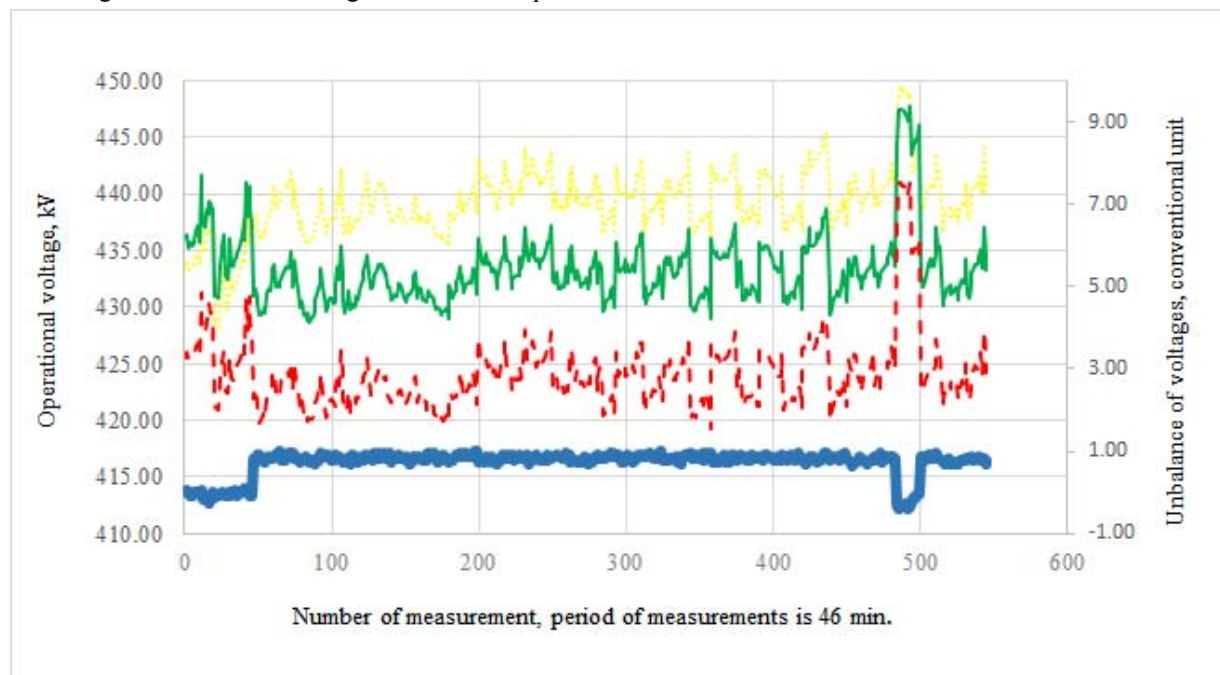


Figure 4. Phase voltages

Fig. 5 shows the graphs of load currents, these graphs qualitatively repeat the graph of leakage currents, because the winding currents change in accordance with changes in the applied voltage. An increase in the winding current (load) of the shunt reactor in phase A led to an increase in the temperature of the upper layers of oil in

this reactor (fig. 6), in comparison with the other two reactors, which caused a temperature increase in the dielectric loss of the main insulation of the input of this reactor, and is normal phenomenon, that is, it is not connected with defects in isolation this input.

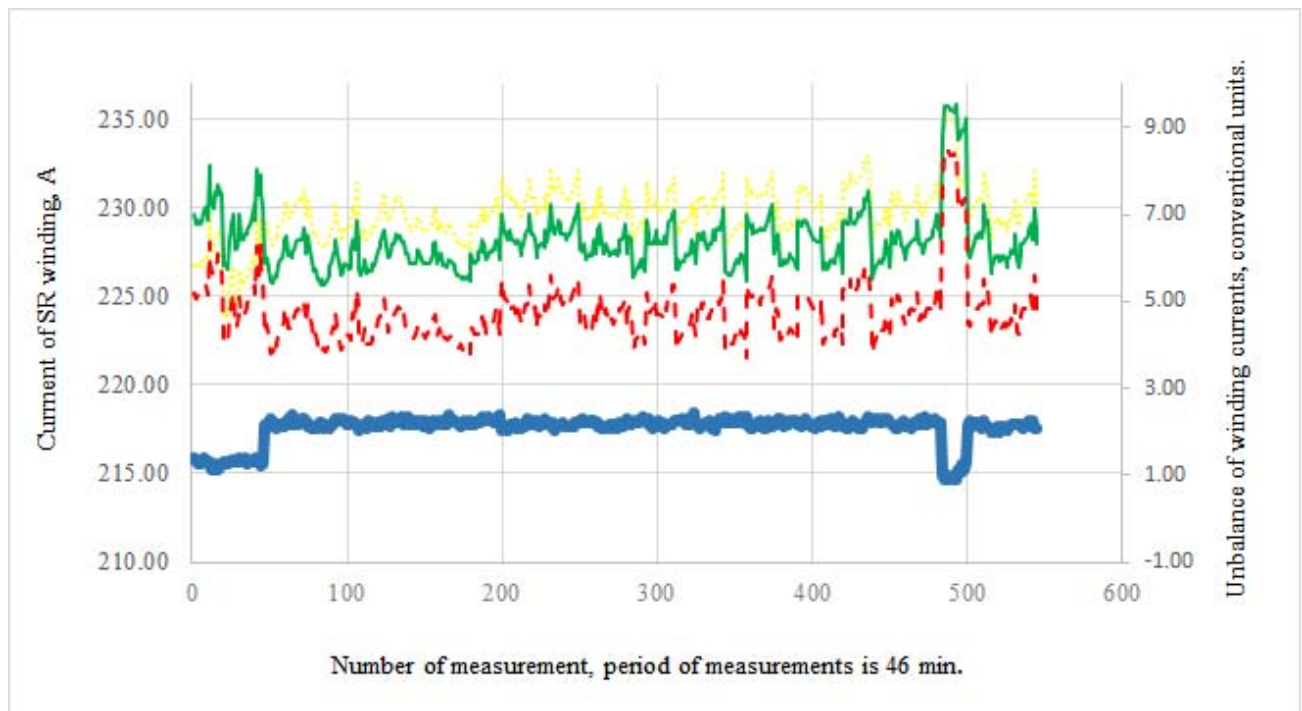


Figure 5. Reactor winding currents

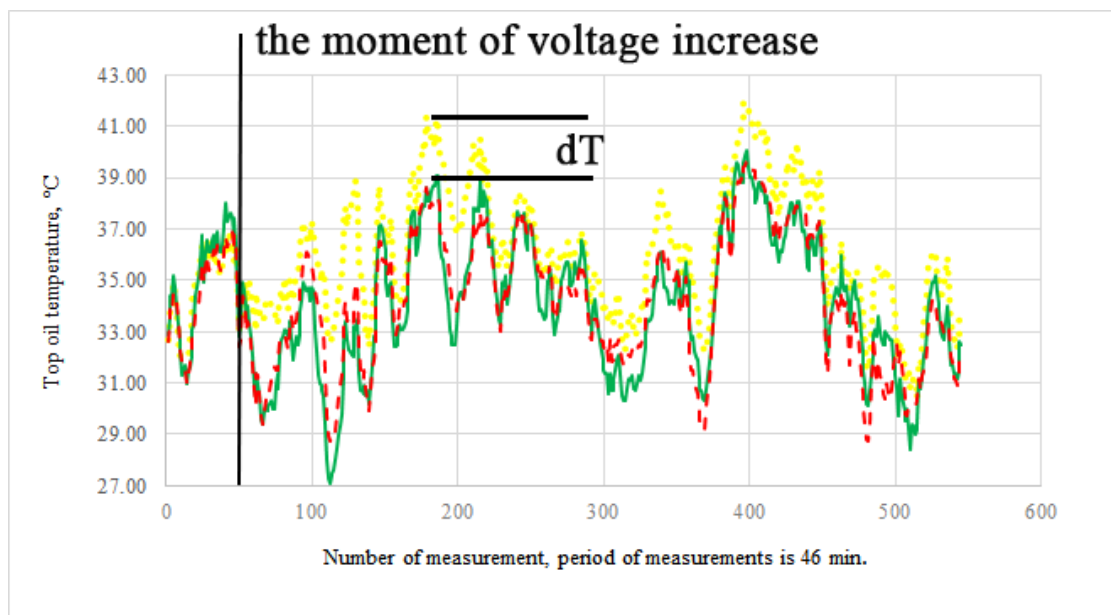


Figure 6. Temperature of upper oil layers

Thus, the analysis of the data presented in Fig. 3-6 gives a clear idea that the appearance of the unbalance vector of leakage currents (fig. 7) is due to a change in the parameters of the supply voltage.

A subsequent analysis of the network operating modes confirmed the connection of the asymmetric load to the line, which caused the indicated voltage change. Changes in the leakage currents of the bushings were caused by proportional changes in the voltages applied to the insulation of the bushings, but were not caused by changes in the technical state of the insulation of the

bushings. In the fig. 7 there is represented a fixed unbalance of currents leakage of the main bushings insulation on the polar plot. Unbalance is shown by square points, where each point corresponds to the one measurement. Thus, according to explanations of the principle of unbalance vectors' appearance, which coincide with supply voltage vector of the phase "A" and phase "C" according to the direction, a small increase of active losses in bushing insulation of the phase "A" and more essential in bushing insulation of the phase "C" were observed as well. Parameters calculation was carried out due to as-

sumption about invariability of supply voltage vectors and bushings capacities in this case. The device accepted the assumption about capacity invariability because of the fact that capacity change causes greater current leap at its amplitude. Algorithms of device operation at calculation of insulation parameters values can differ due to different producers, however, all of them are based on non-proved assumptions.

Thus, in this case, as well as in 99 % of cases unbalance appearance was not a consequence of deterioration of bushings condition, but an influence of grid operation modes on mutual angles between phase voltages and its amplitude. All changes of these angles and amplitudes, which took place after initial balance, automatically lead to the errors in calculations and to unfounded diagnostic conclusions.

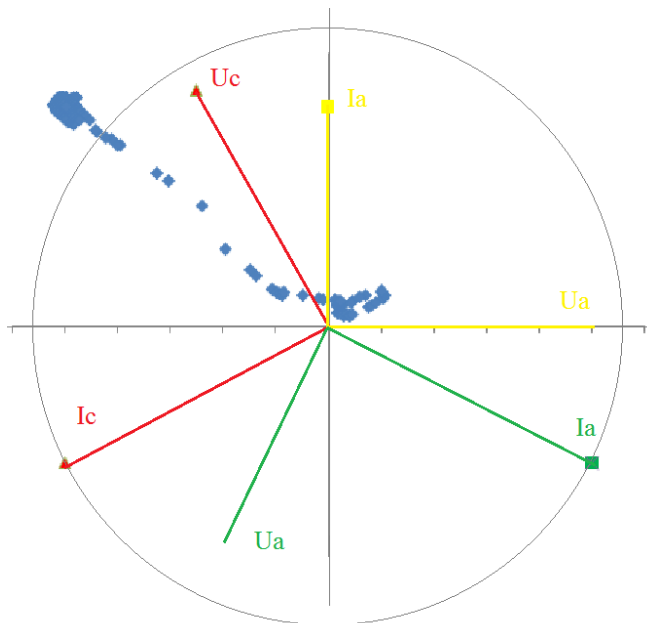


Figure 7. Polar plot of currents leakage unbalance values of the main bushings insulation

The second negative factor of the nonequilibrium-compensation method is the fact that devices, founded on it, can't detect insulation defect even on the dangerous stage of progress, because pre-emergency setting of such devices is 3 %, emergency setting is 5-7 % from rated current of complex insulation conductivity. In practice, there are higher values of these settings, and it often leads to the fact that devices operation, based on unbalance-compensating method, activates firefighting system of the equipment because of bushing failure. Lower setting values in such devices lead to unfounded equipment tripping and mislead operational staff on substations. Domestic scientist Gleb Shinkarenko in his work [13], on the examples from practice, showed that unbalance-compensating method is ineffective and even negative, because of essential load on staff of diagnostic service, which is compelled to understand and detect false emergency signals from devices, based on this method. He designed a number of schemes, which allow to precise parameters of these devices according to substation operation modes on the base of "hard" relay logic. However, with consideration of modern development of microprocessor technique applying of relay logic essentially complicates realization of such diagnostic schemes. Therefore, authors offer the way of unbalance-compensating method improvement for elimination of its limitations. Method can be applied in systems and microprocessor devices of continuous control

(monitoring). The gist of improvement is in the following:

- signals of phase operational voltages must be connected to the device as well as current leakage ones;
- at the time of commissioning, the diagnostic tool must record and store the parameters (amplitude, initial phase) of phase voltages and leakage currents of the main insulation;
- sum of current vector value should be calculated according to the formula:

$$\vec{I}_H = \frac{|\vec{U}_{ae}|}{U_{ae}} \left[\frac{\vec{I}_a \cdot \vec{U}_{ae}}{\vec{U}_a} + \frac{\vec{I}_b \cdot \vec{U}_{be}}{\vec{U}_b} + \frac{\vec{I}_c \cdot \vec{U}_{ce}}{\vec{U}_c} - (\vec{I}_{ae} + \vec{I}_{be} + \vec{I}_{ce}) \right]$$

where U_{ae} , U_{be} , U_{ce} – initial (at commissioning) values of phase voltages vectors (phases "A", "B", and "C" correspondently);

I_{ae} , I_{be} , I_{ce} – initial (at commissioning) values of currents leakage vectors of the main bushings insulation (phases "A", "B", and "C" correspondently);

U_a , U_b , U_c – measured values of phase voltages vectors (phases "A", "B", and "C" correspondently);

I_{ae} , I_{be} , I_{ce} – measured values of current leakage vectors of the main bushings insulation (phases "A", "B",

and “C” correspondently).

Word “initial” means – at the moment of first turning of monitoring device.

Received by this method values of phase and amplitude of unbalance vector will not depend on modes of grid operation, and accordingly there is no need to set too high operation settings of alarms.

V. CONCLUSION

Nonequilibrium-compensation monitoring method of insulation condition had a wide spread because of the realization simplicity, however, due to limitations, which are observed in this work, devices, based on it, do more harm than benefit due to the unfounded load on diagnostic staff of power facilities. Offered in the work improved unbalance-compensating method allows to avoid the main lacks of classical method. However, both at using of classical method and at improved one, at estimation of bushings insulation condition it should be based only on the amplitude value and the unbalance vector phase, rather than calculation parameters: tangent of dielectric losses and capacity of the main insulation. Thus, in classical method the calculation of these parameters is carried out by solution of the system with two equations and twelve unknowns, and in improved method – two equations and six unknowns. Also during designing of monitoring device, it is necessary to pay attention on galvanic isolation of the circuits from different bushings (especially during monitoring of single-phase equipment’s insulation) for exclusion of the influence of ground points nonequipotential. It is also necessary to pay attention on connection schemes, elements of insulation protection of capacitive test-tap from overvoltages and from cable break to monitoring device, because the existing connection schemes are often sources of additional errors for monitoring, and are sometimes cause of high voltage bushings failure.

REFERENCE

- [1] Svi P. M. Control’ izolyazui oborydovaniya vusokogo napryazheniya [Control of insulation of high voltage equipment].-2-e izd., pererab. Idop. / P. M. Svi. – M. :Energoatomizdat, 1988. – 128 s.:il.
- [2] Berler Z. On-line Monitoring System for High-Voltage transformer and Bushing Insulation [Elektronnui resyrs] / Z. Berler, L.Letitskaya, V.S.Rashkes [at al] // ZTZ-Services Technical Paper, 2005. – 4 s. – Rezhum dostypa: www.ztzservice.com.
- [3] Brusetti R. Experience with On-line Diagnostics for Bushings and Current Transformers [Elektronnui resyrs] / Robert Brusetti // International Electrical Testing Association (NETA). – 2002. – 4 s. – Rezhum dostypa : http://www.electricenergyonline.com/?page=showarticle&mag_ =18&article=139
- [4] Kane C. On-Line Transformer Diagnostics [Elektronnui resyrs] / Claude Kane, Alexander Golubev // Electrical Diagnostic Innovations Technical Papers. – 2005. – 6 s. – Rezhum dostypa : <http://www.electdi.com/technicalpaper.html>.
- [5] Zhuvodernikov S. V Diagnostika izolyazui vvodov I transformatorov toka vusokogo napryazheniya [Diagnostic of insulation of high voltage bushings and current transformers] / S. V. Zhuvodernikov A. G. Ovsyannikov, V. A. Rysov // Energoekspert. – 2009. – №1. – S. 26-29.
- [6] Konyaev A. A. Izmeritelno-informazuonnaya Sistema dlya kontrolya sostoyaniya oborydovaniya s bymazhno-maslyanoi izolyazuei kondensatornogo tipa [Measuring-informational system for control of equipment condition with paper-oil insulation of condenser type], [Elektronnui resyrs] / A. A. Konyaev // Technicheskaya dokumentazuya ZAO «Prom elektronika». – 6 s. – Rezhum dostypa : <http://www.prel.ru>.
- [7] Krulov I. P. Avtomatizirovannaya sistema diagnostiki oborydovaniya s bymazhno-maslyanoi izolyazuei kondensatornogo tipa [Automotive system of equipment diagnostic with paper-oil insulation of condenser type], [Elektronnui resyrs] / I. P. Krulov, Yu. A. Ryumin, A. B. Shteingayer [i dr.] – 2004. – 6 s. – Rezhum dostypa : http://rza.socdu.ru/2009/tezis2004/096_promel.pdf
- [8] Kyzhekov S. L. O kontrole sostoyaniya bymazhno-maslyanoi izolyazui kondensatornogo tipa transformatorov toka 110 kv I vushe [About control of paper-oil insulation of condenser type condition of current transformers 110 kV and above] / S. L. Kyzhekov, N. R. Chymax // Energetik. – 2007. – № 1. – S. 37-39.
- [9] Kyzhekov S. L. Sistema zash’tu maslonapolnennux transformatorov toka I vvodov silovux transformatorov KTY-5 [System of oil-filled current transformers and power transformers bushings protection] [Elektronnui resyrs] / S. L. Kyzhekov, N. R. Chymak [i dr.]. – OOO NPF «Kvazar». Rezhum dostypa: ftp://ftp-ups.ru/RZA/dobav_dokl/Кужеков%20Квазар.doc
- [10] Osobennosti izmereniya parametrov vvodov pod rabochim napryazheniem [Features of bushings parameters measuring under operation voltage]. Metodicheskoe posobie. – Perm’: PVF «Vibro-zentr», 2004. – 16 s.
- [11] Pat. US 6.177.803 B1 United States Patent, MIIK G01R 31/42, 324/551, 552, 334/557, 662, 541, 691. Monitoring Elements in a Multi-Phase Alternating Current Network / D. Trainee, Ph. Guggenberg, G. Cavigelli.; zayavitel’ I patentoobladatel’ : Double Engineering Company Watertown, MA, US, #08/475.407; zayavl. 07.07.1995; opybl. 23.01.2001, – 12 s.
- [12] Sistema kontrolya tokov provodimosti I tangensa ygla poter’ maslo napolnennux vvodov pod rabochim napryazheniem R1500 [Control system of currents conductivity and tangent of dielectric losses of oil-

- filled bushings under operation voltage R1500]. Rykovodstvo pol'zovatelya. – Perm': PVF «Vibro-zentr», 2004. – 32 s.
- [13] Shinkarenko G. V. Kontrol' opornux transformatorov toka I vvodov silovux transformatorov pod rabochim napryzheniem v energosistemax Ukrainu [Control of supporting current transformers under operation voltage in the energosystems of Ukraine] / G. V. Shinkarenko // Elektricheskie stanzui. – 2001. – №5. – S. 55-62.
- [14] Stirl T. Condition Monitoring and Diagnosis for Power Transformers their Bushings, Tap Changer and Insulation System [Elektronnui resyrs] / Tobias Stirl, Raimund Skrzypek, Stefan Tenbohlen [at al] // CMD, Changwong, Korea. – 2006. – 6 s. – Rezhum dostypa: <http://www.uni-stuttgart.de/ieh/forschung/veroeffentlichungen/On-line>.
- [15] Mordkovich A.G. O postroenii podsystem monitoring, upravleniya i diagnostiki oborydovaniya podstanzui sverxvysokogo napryzheniyai ix integracui v ASYTPPS [About the creation of monitoring subsystems, control and diagnostic of substations equipment of ultra high voltage and its integration in ASYTPPS] / A. G. Mordkovich, P. A. Gorozhankin // Elektricheskiestanzui. – 2007. – № 6. – S. 30-38.
- [16] Metodicheskie ukazaniya po texnicheskomy obslyzhuvaniyu ystroistva KIV [Methodical instructions of device KIV technical service] :МУ 34-70-39-83. – [vveden1983-08-01]. — М. :SPOSoyuztexno, 1983 – 32 s.

Стаття надійшла до редакції .10.12.2019

ВДОСКОНАЛЕННЯ НЕРІВНОВАЖНО-КОМПЕНСАЦІЙНОГО МЕТОДУ ДІАГНОСТИКИ СТАНУ ВИСОКОВОЛЬТНИХ АПАРАТІВ З КОНДЕНСАТОРНОЮ ІЗОЛЯЦІЄЮ

САХНО А.А.

канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри електричних та електронних апаратів Запорізького національного університету, Запоріжжя, Україна, e-mail: a.asakhno@yahoo.com

СКРУПСЬКА Л.С.

старший викладач кафедри електричних та електронних апаратів Запорізького національного університету, Запоріжжя, Україна, e-mail: skrupskaya_ls@gmail.com

ДОМОРОЩИН С.В.

аспірант кафедри електричних та електронних апаратів Запорізького національного технічного університету, Запоріжжя, Україна, e-mail: domoroshchin77@gmail.com

Мета роботи. Дослідження нерівноважно-компенсаційного методу діагностики стану високовольтних апаратів з конденсаторною ізоляцією, опис досвіду використання методу, знаходження недоліків та переваг цього методу діагностики, розробка вдосконалення нерівноважно-компенсаційного методу.

Методи дослідження. Дослідження було виконано методом неперервного контролю під робочою напругою ("онлайн") для введів трьох-фазної групи шунтуючих реакторів напругою 750 кВ.

Отримані результати. В результаті проведеного дослідження автори розробили вдосконалену математичну модель для нерівноважно-компенсаційного методу, яка враховує вплив робочої напруги, і отримали остаточну формулу для визначення струму небалансу, яка дозволяє значно підвищити достовірність діагностики. Покращена модель відрізняється тим, що враховує додаткові параметри - робочу трифазну напругу, під впливом якої знаходиться ізоляція електричних апаратів. Отриман за допомогою цієї моделі значення фази і амплітуди струму небалансу не залежатимуть від режимів роботи мережі, таких як асиметрія, наприклад, і, відповідно, немає необхідності встановлювати завищені уставки спрацьовування аварійних сигналів, на відміну від «класичного» методу, оскільки зміни параметрів струму небалансу будуть викликані тільки змінами активних втрат в ізоляції або частковим пробоем ізоляційної конструкції електричного апарата.

Наукова новизна. Автори розробили вдосконалену математичну модель для діагностики апаратів високої напруги з конденсаторною ізоляцією. Результат нової моделі не залежить від впливів робочої напруги (таких як асиметрія амплітуд і межфазових кутів).

Практична цінність. Отримана модель може бути використана в розробці систем та пристроїв для неперервної діагностики (моніторингу) стану головної ізоляції апаратів з конденсаторною ізоляцією на класи напруги 110 – 750 кВ.

Ключові слова: нерівноважно-компенсаційний метод; конденсаторна ізоляція; струм небалансу; ємність, тангенс кута діелектричних втрат, неперервний контроль, високовольтні вводи.

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ НЕРАВНОВЕСНО-КОМПЕНСАЦИОННОГО МЕТОДА ДИАГНОСТИКИ СОСТОЯНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ АППАРАТОВ С КОНДЕНСАТОРНОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ

САХНО А.А.

канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры электрических и электронных аппаратов Запорожского национального университета, Запорожье, Украина, e-mail: a.asakhno@yahoo.com

СКРУПСКАЯ Л.С.

старший преподаватель кафедры электрических и электронных аппаратов Запорожского национального университета, Запорожье, Украина, e-mail: skrupskaya_ls@gmail.com

ДОМОРОЩИН С.В.

аспирант кафедры электрических и электронных аппаратов Запорожского национального технического университета, Запорожье, Украина, e-mail: domoroshchin77@gmail.com

Цель работы. Исследование неравновесно-компенсационного метода диагностики состояния высоковольтных аппаратов с конденсаторной изоляцией, описание опыта использования метода, нахождение недостатков и преимуществ этого метода диагностики, разработка усовершенствования неравновесно-компенсационного метода.

Методы исследования. Исследование было проведено методом непрерывного контроля под рабочим напряжением ("онлайн") для вводов трех-фазной группы шунтирующих реакторов на класс напряжения 750кВ.

Полученные результаты. В результате проведенного исследования авторы разработали усовершенствованную математическую модель для неравновесно-компенсационного метода, которая учитывает влияние рабочего напряжения, и получили окончательную формулу для определения тока небаланса, которая позволяет значительно повысить достоверность диагностики. Улучшенная модель отличается тем, что учитывает дополнительные параметры - рабочее трехфазное напряжение, под воздействием которого находится изоляция электрических аппаратов. Полученные этой моделью значения фазы и амплитуды тока небаланса не будут зависеть от режимов работы сети, таких как асимметрия, например, и, соответственно, нет необходимости устанавливать завышенные уставки срабатывания аварийных сигналов, в отличие от «классического» метода, поскольку изменения параметров тока небаланса будут вызваны только изменениями активных потерь в изоляции или частичным пробоем изоляционной конструкции устройства.

Научная новизна. Авторы разработали усовершенствованную математическую модель для диагностики аппаратов высокого напряжения с конденсаторной изоляцией под рабочим напряжением. Результат вычисления новой модели не зависит от влияний рабочего напряжения (таких как асимметрии амплитуд и межфазовых углов).

Практическая ценность. Полученная модель может быть использована в разработке систем и устройств для непрерывной диагностики (мониторинга) основной изоляции аппаратов с конденсаторной изоляцией для классов напряжения 110 – 750 кВ.

Ключевые слова: неравновесно-компенсационный метод; конденсаторная изоляция; ток небаланса; емкость; тангенс угла диэлектрических потерь; непрерывный контроль; высоковольтные вводы.