



ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№ 2
2024

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

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

EDITORIAL BOARD*

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

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

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

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

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

Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Берестейський, 56,
Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57. Email: ted@ied.org.ua <https://techned.org.ua>

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

VASETSKY Yu.M. The electromagnetic field at the flat surface of conducting body caused by basic sources of a non-uniform external field	3
БЕЗПРОЗВАННИХ Г.В., ГРИНИШИНА М.В. Електрофізичні процеси у композитних напівпровідних екранах та їхній вплив на діелектричні параметри силових високовольтних кабелів	12
AZIUKOVSKYI O.O., PAPAİKA Yu.A., GOREV V.N., BABENKO N.V. Simulation of the level of protection potential of underground steel pipelines under conditions of heterogeneous environment	23

Перетворення параметрів електричної енергії

ЩЕРБА А.А., ВІННИЧЕНКО Д.В., СУПРУНОВСЬКА Н.І. Наукова концепція створення високовольтних мобільних електротехнічних систем резонансного типу зі швидкодіючими керуванням і параметричною стабілізацією режимів навантаження	30
ПАВЛОВ Г.В., ОБРУБОВ А.В., ВІННИЧЕНКО І.Л. Динамічна модель резонансного перетворювача для впливу зі сторони живлення	42

Електромеханічне перетворення енергії

КОНДРАТЕНКО І.П., КРИЩУК Р.С. Математична модель магнітоелектричної машини	52
КОЦУР М.І. Дослідження електромагнітних та механічних процесів асинхронно-синхронного електромеханічного перетворювача в режимі неробочого ходу	62

Електроенергетичні системи та установки

СВДОКІМОВ В.А., БОРУКАЄВ З.Х., ОСТАПЧЕНКО К.Б. Комп'ютерна система моделювання процесів ціноутворення на оптовому ринку електроенергії	72
ГРЕБЧЕНКО М.В., СОПЕЛЬ М.Ф., СПОДИНСЬКИЙ О.В. Аналіз результатів експериментальних досліджень неоднорідності мережі постійного струму	82

Електротехнологічні комплекси та системи

АНДРІЙЧУК В.А., КОСТИК Л.М., ФІЛЮК Я.О., НАКОНЕЧНИЙ М.С. Дослідження перехідних процесів в електричному колі з світло діодами	87
---	----

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

VASETSKY Yu.M. The electromagnetic field at the flat surface of conducting body caused by basic sources of a non-uniform external field	3
BEZPROZVANNYCH G.V., GRYNYSHYNA M.V. Electrophysical processes in composite semiconductor screens and their influence on the dielectric parameters of high voltage power cables	12
AZIUKOVSKYI O.O., PAPAİKA Yu.A., GOREV V.N., BABENKO N.V. Simulation of the level of protection potential of underground steel pipelines under conditions of heterogeneous environment.....	23

Conversion of electric energy parameters

SHCHERBA A.A., VINNYCHENKO D.V., SUPRUNOVSKA N.I. Scientific concept for the creation of high-voltage electrical systems of a resonance type with high-speed control and parametric stabilization of load modes	30
PAVLOV G.V., OBRUBOV A.V., VINNYCHENKO I.L. Dynamic model of the resonant converter for influence from the supply side.....	42

Electromechanical energy conversion

KONDRATENKO I.P., KRYSHCHUK R.S. Mathematical model of a magnetoelectric machine	52
KOTSUR M.I. Study of electromagnetic and mechanical processes of an induction-synchronous electromechanical converter in idle mode	62

Electric power systems and installations

EVDOKIMOV V.A., BORUKAIEV Z.Kh., OSTAPCHENKO K.B. Computer simulation system of price-formation processes in the wholesale electricity market	72
GREBCHENKO N.V., SOPEL M.F., SPODYNYSKYI O.V. Analysis of the results of experimental research on the inhomogeneity of the direct current network	82

Electrotechnological complexes and systems

ANDRIYCHUK V.A., KOSTYK L.M., FILIUK Y.O., NAKONECHNYI M.S. Research of transient processes in an electric circuit with a led	87
---	----

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ
Редактори І.О. БРАГІНЕЦЬ, І.М. КУЧЕРЯВА

**THE ELECTROMAGNETIC FIELD AT THE FLAT SURFACE OF CONDUCTING BODY
CAUSED BY BASIC SOURCES OF A NON-UNIFORM EXTERNAL FIELD**

Yu.M. Vasetsky*

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: yuriv.vasetsky@gmail.com.**

The purpose of the work is to obtain the expressions for the intensities of the electric and magnetic components of electromagnetic field at the action of two types of the basic sources of external field located near conducting half-space, where the eddy currents flow. The basic sources are the rectilinear current of infinite length, parallel to the interface between the dielectric and conducting media, and the magnetic moment, oriented along normal to the interface. The solution for electromagnetic field at surface between the media is applied. It is valid for strong skin effect in the form of expansion into an asymptotic series. Each term of the series is proportional to the derivative of corresponding order of external field components. This allows taking into account the external field non-uniformity. It is shown that the mathematical models with ideal skin effect have limited application. Then it is necessary to use more correct mathematical models for non-uniform field and a bounded depth of skin layer. The obtained expressions for electromagnetic field at the action of the basic sources of non-uniform external field allow us to use the principle of superposition to determine the field distributions in electromagnetic systems with more complex three-dimensional configuration. References 25, figures 5.

Key words: three-dimensional quasi-stationary electromagnetic field, strong skin effect, external field of rectilinear current and magnetic moment, asymptotic method, analytical solution.

Introduction. Despite significant progress in numerical calculation methods, the development of effective methods for solving three-dimensional problems of electromagnetic field, including analytical ones, in a fairly general formulation remains a topical problem. This is due to the wide use of the harmonic and pulse fields in electrotechnical, electrophysical devices and in technological processes where the electromagnetic field interacts with conducting bodies. As examples, we can mention the devices for magnetic pulse forming of thin-walled metal products [1–3], the heat treatment technology for metal products using induction heating [4–8], processing metal, in particular welded joints at the action of strong electromagnetic field and high-intensity current to improve mechanical properties [9–14].

The general analytical solution of three-dimensional problem in the system of electromagnetic field with arbitrary external sources near conducting half-space is summarized in [15] by results of numerous articles. The solution has no restrictions on the electrophysical properties of media and field frequency. In the case of the high-frequency and short-time pulse electromagnetic fields the strong skin effect occurs, then the current and field are localized in the thin surface layer of conducting body. Under such conditions, the problems are significantly simplified and the perturbation methods can be used [16, 17]. M. Leontovych proposed to use the approximate impedance boundary condition in order to take into account the bounded penetration depth $\delta = \sqrt{2/(\omega\mu\mu_0\gamma)}$ of electromagnetic field with cyclic frequency ω and such properties of conducting medium as conductivity γ and relative magnetic permeability μ . At approximate approach, it is assumed that the electromagnetic field locally penetrates into metallic body by the same way as a uniform field penetrates into conducting half-space. The local value of the field is determined by the model of a body with ideal conductivity, when the penetration depth is equal to zero $\delta \rightarrow 0$ [18, 19]. Further, the approximate approach using the impedance boundary condition was extended to bodies with different geometric and physical properties of the boundary surfaces, and the acceptable methods for electromagnetic field calculation were also developed [20–22].

This work demonstrates the results of simplifying the determined exact analytical solution of the initial three-dimensional electromagnetic field problem in the case of strong skin effect in expanded

statement, when the field penetration depth is small not only as compared with the characteristic size of the body, but also with the distance r between the external field sources and observation points at the surface of the body. The approximate solution was obtained by expansion of the potentials and field vectors into an asymptotic series in term of small parameter $\varepsilon = \mu\delta/(\sqrt{2r}) < 1$ [23].

The main difference from works on perturbation method consists in the substantiation of the results, since they are obtained on the basis of the exact solution of the problem. The extended formulation of strong skin effect along with the obtained results of series expansion allowed us to make conclusions regarding the general features of three-dimensional electromagnetic field forming. In particular, it was established that at flat boundary the field intensities are determined not only by the magnitude of the components of known external field, as in the model for ideal skin effect, but also by its derivatives with respect to coordinate perpendicular to media interface. So, the effect of field non-uniformity at the surface is determined, and the field distribution at the surface does not require solving the additional boundary-value problems.

Despite the fact that the results are obtained for arbitrary configuration of external field sources, the application of calculation expressions to solve a number of problems still requires an unreasonably large volume of calculations. Such problems include, for example, solving the inverse problems of electromagnetic field theory, optimizing the external source location, determining the necessary surface area exposed to the field, other problems. Therefore, within the framework of the simplified method for calculating three-dimensional electromagnetic fields, it is relevant to obtain the specific expressions for typical elements of external field, which, using the principle of superposition with summation of the fields created by a system of such elements, will allow developing the calculation algorithms for a wide range of external field sources.

The purpose of the work is to obtain specific expressions for the intensities of the electric and magnetic components of electromagnetic field under the action of two types of basic sources of the external field located near conducting half-space, taking into account the eddy currents induced by a rectilinear current contour of infinite length, parallel to the interface between the dielectric and conducting media, and by magnetic moment, oriented along the normal to interface surface.

Mathematical model. Approximate solution of three-dimensional problem. The general analytical solution of the linear three-dimensional conjugation problem of quasi-stationary electromagnetic field at the flat boundary between the dielectric and conducting media is given in [15]. In the case of strong skin effect (at $\varepsilon < 1$), the problem solution in dielectric region is presented in the form of asymptotic series, each term of which is proportional to the derivative with corresponding order of the given components of external field sources [23]. These expressions are basic to determine the field at boundary surface for typical sources of external magnetic intensity $\dot{\mathbf{H}}_0$. The calculations with sufficient accuracy can be performed for the small parameter $\varepsilon \leq 0.3$. This condition is fulfilled for many technological processes, where it is necessary to ensure a strong interaction between the inductor and high-conductivity body. The resulting expressions are presented separately for the tangential and normal components of electric $\dot{\mathbf{E}} = \dot{\mathbf{E}}_{\parallel} + \dot{\mathbf{E}}_{\perp}$ and magnetic $\dot{\mathbf{H}} = \dot{\mathbf{H}}_{\parallel} + \dot{\mathbf{H}}_{\perp}$ intensities.

The tangential component of electric intensity at the media interface is the same in the dielectric and conducting media:

$$\dot{\mathbf{E}}_{\parallel}(z=0) = \zeta \sum_{n=0}^N 2a_n(\mu) \left(\frac{\varepsilon r}{\sqrt{i}} \right)^n \left\{ \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \mathbf{e}_z \times \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} \right\} \Big|_{z=0} \quad (1)$$

Here $\zeta = p/\gamma$ is the surface impedance, $p = \sqrt{i\omega\mu\mu_0\gamma}$ is the propagation constant, and i is imaginary unit. The coordinate directed along the axis perpendicular to the surface is denoted as z . The factors $a_n(\mu)$ are

the coefficients of the Taylor series for function $1/w = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(\mu) (\chi/\sqrt{i})^n$, where $w(\chi) = \frac{\chi}{\sqrt{i}} + \sqrt{1 + \left(\frac{\chi}{\mu\sqrt{i}} \right)^2}$.

The number N of the terms of limited asymptotic series is determined, first of all, by the value of small parameter ε .

The normal component of the electric field intensity is different at the sides of the dielectric and conducting areas. The general property of field forming follows from the exact solution of the boundary-

value problem, and consists in the fact that for any ε at any point of conducting half-space, the component of the electric field intensity directed perpendicularly to the surface is equal to zero [15]. And then at the surface of the body in dielectric medium, the normal component of electric intensity \dot{E}_{\perp}^{+} is completely determined by the induced electric field of external sources, which is considered as known:

$$\dot{E}_z(z < 0) = 0. \quad \dot{E}_{\perp}^{+} = -2i\omega\dot{A}_{0z}(z = 0). \quad (2)$$

Here $\dot{A}_{0z}(z = 0)$ is the normal component of the vector potential of the magnetic field of external sources.

The same values for the tangential component of magnetic intensity at the different sides of the media interface are as follows

$$\dot{H}_{\parallel}(z = 0) = - \sum_{n=0}^{N+1} 2a_{n-1}(\mu) \left(\frac{\varepsilon r}{\sqrt{i}} \right)^n \left\{ \frac{\partial^{(n)} \dot{H}_{0\parallel}}{\partial z^n} \right\} \Bigg|_{z=0}, \quad (3)$$

where it is accepted that $a_{-1} = -1$.

Taking into account the continuity of the normal component of magnetic flux density, the expressions for the normal components of intensities in the dielectric \dot{H}_{\perp}^{+} and conducting \dot{H}_{\perp}^{-} areas at interface surface are determined by

$$\dot{H}_{\perp}^{+} = \mu \dot{H}_{\perp}^{-} = - \sum_{n=0}^N 2a_n(\mu) \left(\frac{\varepsilon r}{\sqrt{i}} \right)^{n+1} \left\{ \frac{\partial^{(n+1)} \dot{H}_{0\perp}}{\partial z^{n+1}} \right\} \Bigg|_{z=0}. \quad (4)$$

In the given expressions, the first term of the series expansion ($n = 0$) corresponds to the simplified model of the field at the surface of the body: the tangential component of the magnetic intensity $\dot{H}_{\parallel}(z = 0)$ corresponds to the field for body with ideal conductivity; the tangential component of the electric intensity $\dot{E}_{\parallel}(z = 0)$ is related with the tangent magnetic field component by Leontovich's approximate impedance boundary condition; the normal component of magnetic field \dot{H}_{\perp}^{+} for body with ideal conductivity is equal to zero, so the first term of the series corresponds to the normal derivative of external field.

As seen from (1), (3) and (4), the powers of small parameter ε for each separate term of the series coincide with the order of the derivative of external field components, which as a whole characterize the non-uniformity of this field. The greater the value of ε , the greater the value of the corresponding asymptotic series term. From this point of view, the value of ε can be considered as a characteristic of external field non-uniformity near the media interface.

The electric and magnetic components of the field at the flat surface of conducting body are calculated according to expressions (1)–(4) for external field created by the rectilinear current parallel to the flat surface and the magnetic moment oriented perpendicularly to the media interface.

Rectilinear current of infinite length parallel to media interface. Since at quasi-stationary approximation, contours with current are necessarily closed [24], the application of the model for straight-line current can be considered with certain restrictions. For external field sources in the form of contours with current, which are represented by a set of rectilinear sections (Fig. 1, *a*), the field can be considered at distances r which are small as compared to the characteristic dimensions of the contour D , i.e. $r/D \ll 1$. Since the field is considered at media interface, this condition is extended to the distance from the current to the surface $h/D \ll 1$, where h is the distance between the conductors of the contour and boundary surface for each rectilinear section. The areas near the corner points of the contour are excluded from consideration.

In the case of external field source, which contains the curvilinear current contour, coplanar to boundary surface (Fig. 1, *b*), the local replacement by rectilinear thread with current can be performed for each specific point of the contour. The direction of the current thread is to be coincided with the direction of the tangent vector to the contour \mathbf{t} . The local replacement of the curvilinear contour with rectilinear thread is often used to determine the magnitude of magnetic field. The replacement is possible in a limited area near the current at the distance that is much smaller than the radius of curvature of the contour $r/R \ll 1$. This condition is added to the restrictions on contours with rectilinear sections.

As a result, we have the simple calculation model for rectilinear current, parallel to the flat media interface at distance h from it and in this case directed along of the axis x of Cartesian coordinate system

(x, y, z) (Fig. 1, *c*).

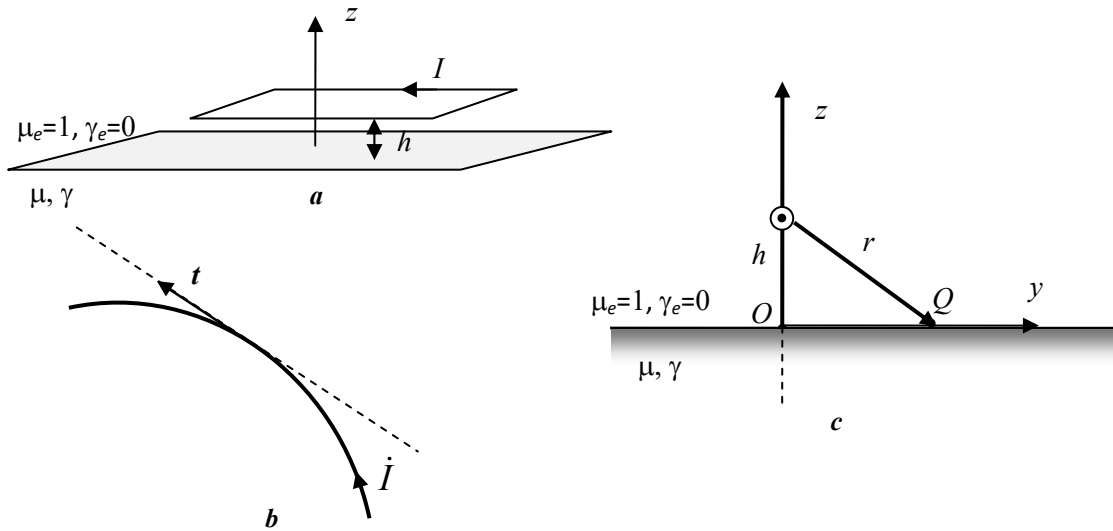


Fig. 1

The magnetic field created by direct current is well known. The field intensity at arbitrary point of the space is determined by the following expression

$$\dot{H}_0 = \frac{I}{2\pi} \frac{y\mathbf{e}_z - (z-h)\mathbf{e}_y}{y^2 + (z-h)^2}. \quad (5)$$

Here $(\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y, \mathbf{e}_z)$ are the standard basis vectors of the coordinate system.

The field of rectilinear current is non-uniform. Therefore, the field distribution at the surface, which is determined by the field of the external current and eddy currents in conducting half-space, is related with the level of field non-uniformity, i.e. with the value of parameter ε and the corresponding derivatives of external field in expressions (1), (3) and (4). The expressions are approximate, and for the specific calculations presented below, the small parameter does not exceed permissible value $-\varepsilon \leq 0.3$.

The parameter ε depends on the distance r between the source and points of observation. At the point O at the surface, the distance $r = h$ is minimal and then the parameter ε takes the maximum value $\varepsilon_m = \mu\delta / (h\sqrt{2}) = \varepsilon r / h$. At this point, the error of approximate calculation method is the largest. Using h and ε_m , the surface impedance is equal to $\zeta = \sqrt{i\omega\mu_0 h \varepsilon_m}$. Below we will use one common small parameter ε_m for analysis.

By substituting the value of external magnetic field (5) into the expressions for field intensities (1), (3) and (4), we obtain their distribution along the media interface. The field distribution along coordinate y depending on both parameter ε_m and the height of location h is carried out with dimensionless quantities. For the selected type of non-uniform external field, we introduce the following normalization of field intensities: $\dot{E}_{\parallel}^* = \dot{E}_{\parallel} / \left(\frac{\mu_0 \omega I}{2\pi} \right)$ and $\dot{H}^* = \dot{H} / \left(\frac{I}{2\pi h} \right)$.

The expressions for normalized intensities under the action of external direct current field are as follows

$$\dot{E}_{\parallel}^* = \mathbf{e}_x 2\sqrt{i}\varepsilon_m \sum_{n=0}^N a_n \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{i}} \right)^n h^{n+1} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left(\frac{z-h}{r^2} \right) \Bigg|_{z=0}, \quad (6)$$

$$\dot{H}_{\parallel}^* = \mathbf{e}_y 2 \sum_{n=0}^{N+1} a_{n-1} \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{i}} \right)^n h^{n+1} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left(\frac{z-h}{r^2} \right) \Bigg|_{z=0}, \quad (7)$$

$$\dot{H}_{\perp}^* = e_z 2 \frac{y}{h} \sum_{n=0}^N a_n \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{i}} \right)^{n+1} h^{n+3} \frac{\partial^{(n+1)}}{\partial z^{n+1}} \left(\frac{1}{r^2} \right) \Big|_{z=0}, \quad (8)$$

where $r = \sqrt{y^2 + (z-h)^2}$.

Fig. 2 illustrates the effect of parameter ε_m for the electric and magnetic field intensities at different points of the surface. Since this parameter is proportional to the penetration depth of electromagnetic field, it simultaneously shows the influence of the depth on field distribution for fixed distance h . The electric field intensity, which is zero for ideal skin effect at $\varepsilon_m = 0$, increases with growth of ε_m almost linearly (Fig. 2, a). The influence of external field non-uniformity is most strong for the points located at the smallest distance from field source. The same tendency occurs for magnetic field intensity (Fig. 2, b), which has the greatest value at ideal skin effect. As seen the decrease in magnetic field intensity with increasing parameter ε_m becomes less appreciable for more remote points of the surface from the source.

For ideal skin effect (ideal electrical conductivity of the medium), the normal component of magnetic field intensity is equal to zero. But this component occurs in the case of diffusion of non-uniform electromagnetic field into body at $\varepsilon_m > 0$ (Fig. 2, c). As following from (8), the normal component of magnetic field is an odd function of coordinate y and therefore directly under external current at $y=0$ the field intensity is equal to zero. The non-zero value of the normal component of magnetic field intensity takes place at points on the surface at $|y| > 0$ and $\varepsilon_m > 0$.

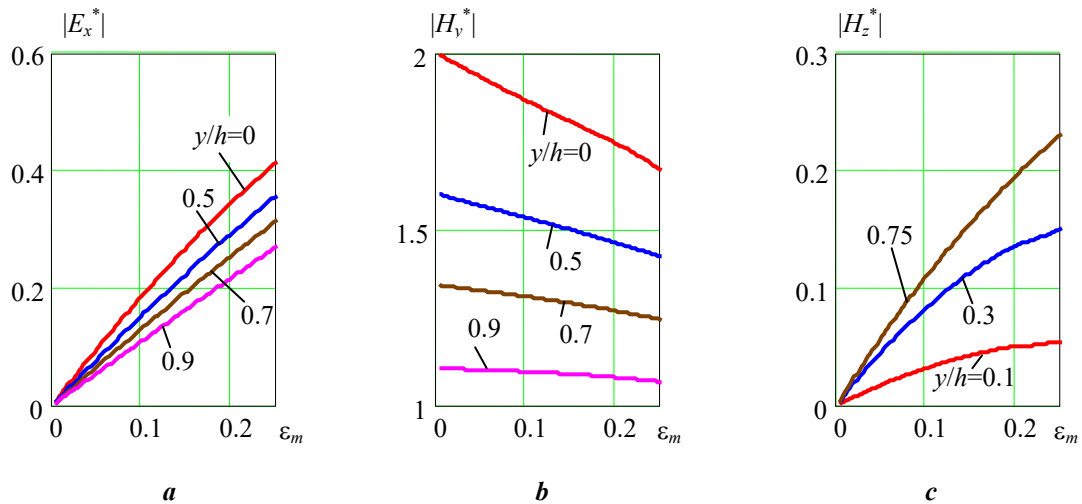


Fig. 2

The electromagnetic field distributions in the form of dependences on the relative value y/h at different parameter ε_m are shown in Fig. 3. The more external field non-uniformity, which, as noted above, is characterized by parameter ε_m , the greater the magnitude of electric field intensity (Fig. 3, a). It should be noted that the value of $\varepsilon = \varepsilon_m / \sqrt{1 + (y/h)^2}$ decreases as the distance from point O is closest to current. It is shown in the reduction of the effect of field non-uniformity at more remote points of the surface.

In the case of ideal skin effect, the tangent magnetic field component is equal to double value of tangent external field component (Fig. 3, b, curve for $\varepsilon_m = 0$). With increasing of ε_m , i.e. an increasing in the depth of eddy current flow, the field intensity at the surface decreases.

Fig. 3, c shows that the normal component of magnetic field intensity has a non-monotonic character. It reaches its maximum value at the points of the surface $y/h \approx 0.5 \div 0.75$ for the range of $\varepsilon_m \leq 0.3$. The greater the value of parameter ε_m , the greater the maximum value of this magnetic field component. When $\varepsilon_m = 0.3$ the maximum normal component constitutes 23% of tangential component, and the normal component cannot be neglected.

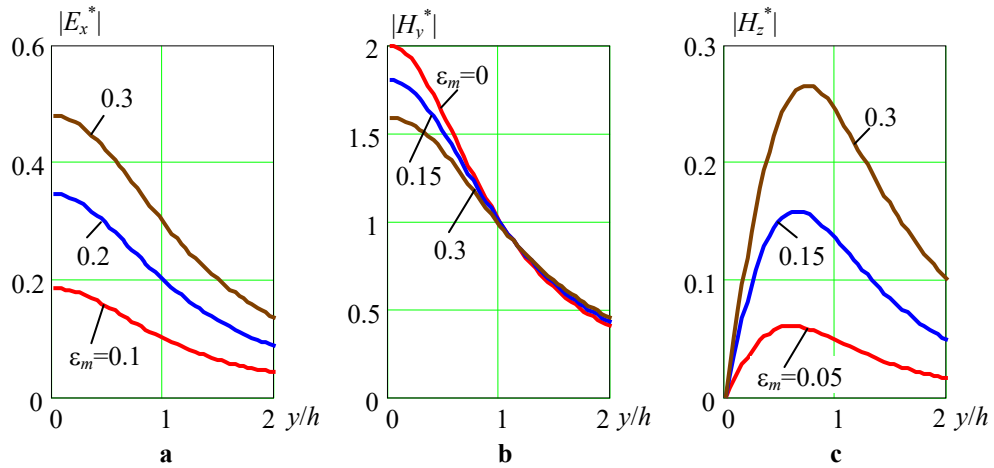


Fig. 3

Magnetic moment oriented perpendicularly to the interface of media. The sources of the external field are not only contours with alternating current. The external field sources can also be represented by a system of magnetic moments [25]. The field of the magnetic moments is also non-uniform, and therefore for its determination with eddy currents in conducting body having flat surface, it is necessary to use calculation method that takes into account the field non-uniformity. When strong skin effect takes place, the application of analytical method, using expressions (1)–(4) is advisable.

The use of the field of magnetic moments is also useful for calculating the electromagnetic field when the external field is represented by contours with alternating current. This is due to the fact that for quasi-stationary approximation the contours should be closed and each of them cannot be divided into parts [24].

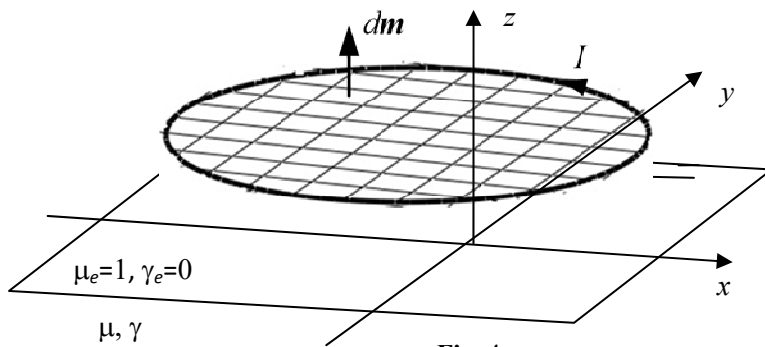


Fig. 4

At the same time, the principle of superposition is valid for magnetic field of the system of magnetic moments. Each contour of arbitrary configuration with current I can be replaced by the surface bounded by closed contour with field sources in the form of a double layer of magnetic charges (magnetic moments), $dm = \mu_0 I dS n$, where $\mu_0 I n$ is the vector of surface density of the distributed magnetic moment which is directed along the normal n to the surface (Fig. 4).

Each magnetic moment m is a separate field source with magnetic field intensity. The expression in vector form for the intensity at arbitrary point of space is as follows

$$H_0 = \frac{1}{4\pi} \left[\frac{3m \cdot r}{r^4} \frac{r}{r} - \frac{m}{r^3} \right], \quad (9)$$

where vector r is directed from source point (from moment m) to point of observation.

As in the previous case, we will consider a basic external field source in the form of one magnetic moment that varies in time according to a sinusoidal law. In this paper, we will consider only the magnetic moments directed perpendicularly to the flat surface of body $m = m_z e_z$, which is located at distance h above the surface of conducting body. The system of such moments with expressions (1)–(4) makes it possible to determine, in particular, the field under the action of planar current contours parallel to media interface. In this case there is the same limitation on configuration as in the previous case with the rectilinear current.

The external magnetic field of magnetic moment $m_{\perp} = m_z e_z$ is characterized by axial symmetry and it is convenient to write the expression in cylindrical coordinate system (ρ, θ, z) with unit vectors $e_{\rho}, e_{\theta}, e_z$ directed along the corresponding coordinates. In this coordinate system, the external magnetic field (9) can

be represented as two components along the directions \mathbf{e}_ρ and \mathbf{e}_z

$$\dot{\mathbf{H}}_0 = \frac{1}{4\pi} \left[3 \frac{(\dot{\mathbf{m}} \cdot \mathbf{r})\mathbf{r}}{r^5} - \frac{\dot{\mathbf{m}}}{r^3} \right] = \frac{\dot{m}_z}{4\pi} \left[3 \frac{(z-h)^2}{r^5} - \frac{1}{r^3} \right] \mathbf{e}_z + \frac{\dot{m}_z}{4\pi} 3 \frac{(z-h)\rho}{r^5} \mathbf{e}_\rho. \quad (10)$$

We will analyze the electric and magnetic field intensities using normalized values, defined in this case as follows: $\dot{\mathbf{E}}_{\parallel}^* = \dot{\mathbf{E}}_{\parallel} / \left(\frac{\mu_0 \dot{m}_z \omega}{4\pi h^2} \right)$ i $\dot{\mathbf{H}}^* = \dot{\mathbf{H}} / \left(\frac{\dot{m}_z}{4\pi h^3} \right)$.

The external field of the magnetic moment is non-uniform. Therefore the expressions for field components at the surface will contain the terms of asymptotic series that are proportional to the derivatives with respect to the vertical coordinate and parameter ε_m raised to corresponding power. The tangential component of electric field intensity has only azimuthal component

$$\dot{\mathbf{E}}_{\parallel}^* = \mathbf{e}_\theta \sqrt{i} 6 \frac{\rho}{h} \varepsilon_m \sum_{n=0}^N a_n \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{i}} \right)^n h^{n+4} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left(\frac{z-h}{r^5} \right) \Big|_{z=0}, \quad (11)$$

where $r = \sqrt{\rho^2 + (z-h)^2}$.

The normalized values of the tangent and normal components of magnetic field intensity are given as

$$\dot{\mathbf{H}}_{\parallel}^* = -\mathbf{e}_\rho 6 \frac{\rho}{h} \sum_{n=0}^{N+1} a_{n-1} \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{i}} \right)^n h^{n+4} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left(\frac{z-h}{r^5} \right) \Big|_{z=0}, \quad (12)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_{\perp}^* = \mathbf{e}_z 2 \sum_{n=0}^N a_n \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{i}} \right)^{n+1} h^{n+4} \frac{\partial^{(n+1)}}{\partial z^{n+1}} \left(\frac{2(z-h)^2 - \rho^2}{r^5} \right) \Big|_{z=0}. \quad (13)$$

Fig. 5 shows the dependences of the field variation along the surface at different small parameter ε_m for the modules of normalized complex amplitudes of electromagnetic field intensities.

For ideal skin effect at $\varepsilon_m \rightarrow 0$, the tangential electric field intensity and normal magnetic field component are equal to zero. That is why these values are not presented in Fig. 5, *a, c*. On the contrary, the tangential magnetic field \dot{H}_ρ is equal to double value of the tangential component of external magnetic field [23]. It reaches its maximum at the points of the circle with radius $\rho = h/2$ and, as following from (12), it is equal to $\dot{H}_{\parallel \max}^* = -\left| \dot{H}_\rho^* \right|_{\max} = -6 \cdot 0,5 / \sqrt{0,5^2 + 1} = -1,717$.

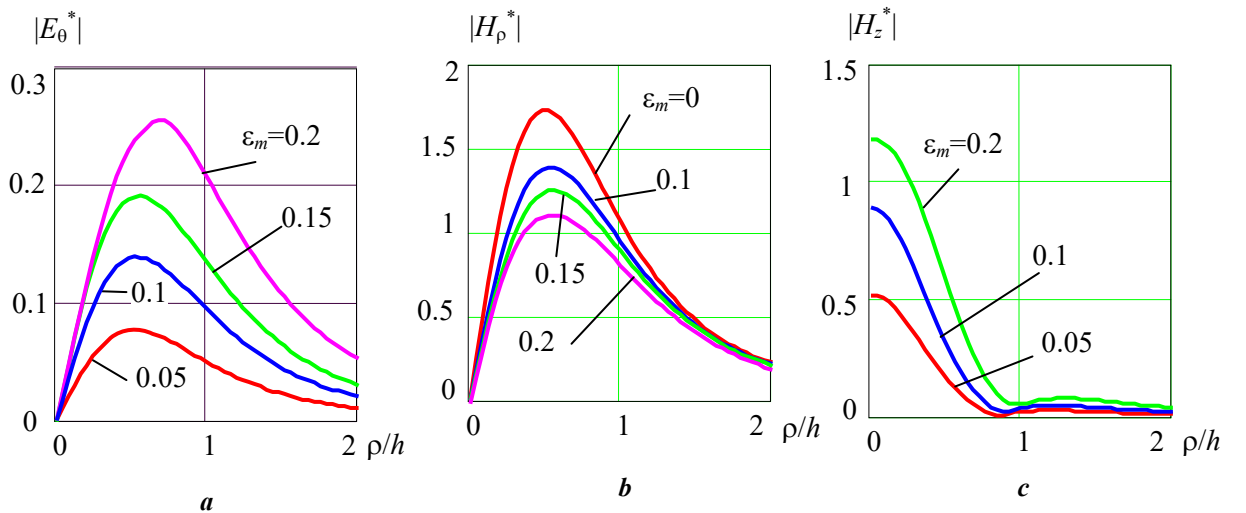


Fig. 5

When parameter ε_m increases, that is, with the increase in external electromagnetic field non-uniformity, the field distribution within the surface changes. The tangential component of electric field

(Fig. 5, a) is no longer equal to zero and increases with increase of ε_m . On the contrary, the tangential component of magnetic field intensity decreases with increase of ε_m . This is due to the increase of skin layer thickness and, accordingly, the decrease in field of the currents flowing through surface layer.

For non-uniform field and bounded skin layer thickness, that is, at $\varepsilon_m > 0$, the normal component of magnetic field intensity is no longer zero. Note, already for $\varepsilon_m \approx 0.2$ the normal component $\left| \dot{H}_z^* \right|$ becomes commensurate with the tangential component $\left| \dot{H}_\rho^* \right|$, and the neglect of this field component in simplified models can lead to significant calculation errors. Also note that the normal component of magnetic field becomes insignificant at distance $\rho/h \geq 0.8$. As the analysis shows, this is due to the fact that the phase shift of normal field component changes sharply within the range of $\rho/h \approx 0.8 \div 1.0$ by approximately 180° . This means that over this range the change in the direction of normal field component as compared to the direction at $\rho/h < 0.8$ takes place.

Conclusion. The proposed specific expressions for electromagnetic field at the interface between the dielectric and conducting media in the case of strong skin effect are directly determined by the known field of external sources. This condition greatly simplifies the solution of field problems, as there is no need to solve separately the field equations at the surface. The principle of superposition with the help of obtained specific expressions for the basic elements of external field in the form of the rectilinear current and magnetic moment, which change in time according to sinusoidal law, can be used to solve a certain class of three-dimensional field problems with strong skin effect.

As following from the analysis of obtained results for the basic elements of external field, the mathematical models with ideal skin effect have a limited scope of application. In the case of non-uniform field of the external sources, when the penetration depth of the field is commensurate with the distance between the source and conducting body, it is necessary to use more correct mathematical models for electromagnetic field. The analytical approaches using the expansion of field intensity components into an asymptotic series with introduced small parameter are a convenient way to describe the electromagnetic field.

Further development of the study can be aimed to determine the field under the action of other sources of non-uniform external field and to find the impedance boundary condition for such fields. It allows applying the known approaches to solve the boundary-value problems of electrodynamics.

Роботу виконано за рахунок держбюджетної теми «Розвиток теорії та моделювання нестационарних електрофізичних процесів в електропровідних і діелектричних середовищах імпульсних електромагнітних систем (шифр : Бар'єр-3)», державний реєстраційний номер теми 0123U100671,КПКВК 6541030.

1. Psyk V., Risch D., Kinsey B.L., Tekkaya A.E., Kleiner M. Electromagnetic forming – A review. *Journal of Materials Processing Technology*. 2011. Vol. 211. Issue 5. Pp. 787-829. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2010.12.012>.
2. Gayakwada D., Dargara M.K., Sharma P.K., Rajesh purohitb, Ranab R.S. A Review on Electromagnetic Forming Process. *Procedia Materials Science*. 2014. Vol. 6. Pp. 520-527. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mspro.2014.07.066>.
3. Batygin Y., Barbashova M., Sabokar O. *Electromagnetic Metal Forming for Advanced Processing Technologies*. Springer, Cham., 2018. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-74570-1>.
4. Rudnev V., Loveless D., Cook R., Black M. *Handbook of induction heating*. London: Taylor & Francis Ltd, 2017. 772 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781315117485>.
5. Lucia O., Maussion P., Dede E.J., Burdío J.M. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2014. Vol. 61. Issue 5. Pp. 2509-2520. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2281162>.
6. Acero J., Alonso R., Burdío J.M., Barragan L.A., Puyal D. Analytical equivalent impedance for a planar induction heating system. *IEEE Transaction on Magnetics*. 2006. Vol. 42. No 1. Pp. 84-86. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2005.854443>.
7. Kondratenko I., Vasetsky Yu., Zaporozhets A. Interactions Between Electromagnetic Field and Moving Conducting Strip. *Lecture Notes in Electrical Engineering*. 2023. Vol. 1111. Springer, Cham. VII. 124 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-031-48274-8>.
8. Rashchepkin A., Kondratenko I., Karlov O., Kryshchuk R., Zhiltsov A., Vasyuk V. Electromagnetic stirring of metals in spatially orthogonal magnetic fields. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 2. Pp. 86-92. DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2020.02.086>.
9. Babutsky A., Chrysanthou A., Ioannou J. Influence of pulsed electric current treatment on corrosion of structural metals. *Strength of materials*. 2009. Vol. 41. No 4. Pp. 387-391. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-009-9142-3>.

10. Gallo F., Satapathy S., Ravi-Chandar K. Melting and crack growth in electrical conductors subjected to short-duration current pulses. *International Journal of Fracture*. 2011. Vol. 16. Pp. 183-193. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10704-010-9543-0>.
11. Vasetsky Yu. M., Kondratenko I.P. Electromagnetic field of the inductor for local electric pulse effects on metal products. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 11-14. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.011>. (Ukr)
12. Olevsky E.A., Jiang R., Xu W., Maximenko A., Grippi T., Torresani E. Quasi-instantaneous materials processing technology via high-intensity electrical nano pulsing. *Scientific Reports*. 2024. Vol. 14. Pp. 434. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41598-023-50698-w>.
13. Kondratenko I., Zhiltsov A., Vasyuk V. Mathematical modeling of electrophysical processes in systems of operational non-destructive determination of residual stresses. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 21-22. (Ukr).
14. Kondratenko I., Zhiltsov A., Vasyuk V. Simulation of discharge capacity axle symmetric systems 'coil – Non-ferromagnetic massive disk' by the method of integral equations. Proceedings 6th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, Lviv Ukraine, 02-05 September 2015. Art. no. 7333340. Pp. 71-73. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE.2015.7333340>.
15. Vasetsky Yu., Zaporozhets A. Electromagnetic Field of Arbitrary Spatial Current Contour Located Near Conducting Body with Flat Surface. Electromagnetic Field Near Conducting Half-Space. Chapter 1. *Lecture Notes in Electrical Engineering*. 2023. Vol. 1070. Springer, Cham. Pp. 1-32. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-031-38423-3_1
16. Rytov S.M., Calculation of skin effect by perturbation method. *Journal of Experimental and Theoretical Physics*. 1940. Vol. 10. Issue 2. Pp. 180-190. (Rus).
17. Mitzner K.M. An integral equation approach to scattering from a body of finite conductivity. *Radio Science*. 1967. Vol. 2. Issue 12. Pp. 1459–1470. DOI: <https://doi.org/10.1002/rds19672121459>.
18. Landau L.D., Lifshitz E.M. *Electrodynamics of Continuous Media*. Elsevier Ltd, 1984. 475 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-08-030275-1.50024-2>.
19. Simonyi K. *Foundation of electrical engineering*. Elsevier Ltd, 1963. 865 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/C2013-0-02694-1>.
20. Yuferev S., Ida N. *Surface Impedance Boundary Conditions: A Comprehensive Approach*. CRC Press, 2018. 412 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781315219929>.
21. Liu X., Yang F., Li M., Xu S. Generalized Boundary Conditions in Surface Electromagnetics: Fundamental Theorems and Surface Characterizations. *Applied Sciences*. 2019. Vol. 9. Issue 9. Pp. 1891-1918. DOI: <https://doi.org/10.3390/app9091891>.
22. Berdnyk S., Gomozov A., Gretsikh D., Kartich V., Nesterenko M. Approximate boundary conditions for electromagnetic fields in electromagnetism. *Radioelectronic and Computer Systems*. 2022. No 3. Pp. 141-160. DOI: <https://doi.org/10.32620/reks.2022.3.11>.
23. Vasetsky Yu., Zaporozhets A. Approximate Mathematical Models for Analysis of Alternating Electromagnetic Field of Sources Near Conducting Body. Electromagnetic Field Near Conducting Half-Space. *Lecture Notes in Electrical Engineering*. 2023. Vol. 1070. Springer, Cham. Pp. 33-67. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-031-38423-3_2.
24. Tamm I.E. *Fundamentals of the Theory of Electricity*. Moskva: Mir, 1979. 684 p. (Rus)
25. Polivanov K. *Theory of Electromagnetic Field*. Imported Pubn, 1984.

ЕЛЕКТРОМАГНІТНЕ ПОЛЕ НА ПЛОСКІЙ ПОВЕРХНІ ЕЛЕКТРОПРОВІДНОГО ТІЛА, ОБУМОВЛЕНЕ СТАНДАРТНИМИ ДЖЕРЕЛАМИ НЕОДНОРІДНОГО ЗОВНІШНЬОГО ПОЛЯ

Ю.М. Васецький, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: yuriy.vasetsky@gmail.com.

Метою роботи є отримання конкретних виразів для напруженостей електричної та магнітної складових електромагнітного поля через дію двох типів елементарних джерел зовнішнього поля, розташованих поблизу електропровідного півпростору, з урахуванням вихрових струмів: прямолінійного струму, паралельного поверхні поділу діелектричного та електропровідного середовищ, і магнітного моменту, орієнтованого вздовж нормалі до поверхні електропровідного тіла у разі прояву сильного скін-ефекту. Застосовано розв'язок для електромагнітного поля на поверхні поділу середовищ, що справедливий за сильного скін-ефекту у вигляді розкладання в асимптотичний ряд, кожен член якого пропорційний похідній відповідного порядку від компонент зовнішнього поля, що дає змогу врахувати вплив неоднорідності зовнішнього поля. Показано, що математичні моделі з ідеальним скін-ефектом мають обмежену область застосування, що обумовлює для неоднорідного поля і кінцевої глибини скін шару застосовування більш коректних математичних моделей. Отримані вирази для електромагнітного поля за дії елементарних джерел неоднорідного зовнішнього поля дають змогу використовувати принцип суперпозиції задля визначення розподілу полів в електромагнітних системах більш складної тривимірної конфігурації. Бібл. 25, рис. 5.

Ключеві слова: тривимірне квазістаціонарне електромагнітне поле, сильний скін-ефект, зовнішнє поле прямого струму і магнітного моменту, асимптотичний метод, аналітичний розв'язок.

Надійшла 23.02.2024

Остаточний варіант 25.03.2024

ЕЛЕКТРОФІЗИЧНІ ПРОЦЕСИ У КОМПОЗИТНИХ НАПІВПРОВІДНИХ ЕКРАНАХ ТА ЇХНІЙ ВПЛИВ НА ДІЕЛЕКТРИЧНІ ПАРАМЕТРИ СИЛОВИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ КАБЕЛІВ

Г.В. Безпрозванних^{1*}, докт. техн. наук, М.В. Гринишина^{2**}

¹Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут",
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна.

²ТОВ «Інтеркабель Київ»,

вул. Дачна, 5, с. Капітанівка, Кієво-Святошинський р-н, Київська обл., 08112, Україна.

E-mail: Hanna.Bezprozvannukh@khp.edu.ua, m.grynysyna@interkabel.ua.

Запропоновано методологію моделювання процесу перколяції у напівпровідних екранах силових високовольтних кабелів. Напівпровідний екран представлено двовимірною решітчастою моделлю з полімерною матрицею, що наповнена провідними частинками сажі. Модельні матриці композиту в залежності від ймовірності заповнення та концентрації провідного наповнювача узгоджуються з мікрофотографіями розподілу сажі у поліетиленовій матриці напівпровідного екрану силового кабелю. Визначено з урахуванням стохастичності процесу перколяції діапазон критичної концентрації провідного наповнювача, що обумовлює поріг протікання у представленій моделі. На експериментальній часовій залежності струму абсорбції силового кабелю спостерігаються збурення, що є опосередкованим свідченням накопичення поверхневих зарядів на межі поділу напівпровідний екран – високовольтна полімерна ізоляція. Часові залежності електричної ємності та тангенсу кута діелектричних втрат на частоті 120 Гц підтверджують стохастичний характер процесу накопичення поверхневих зарядів. Цей процес обумовлює уповільнену у часі міжфазну поляризацію у силових високовольтних кабелях. Бібл. 36, рис. 5.

Ключові слова: силовий кабель, напівпровідний екран, провідний наповнювач, поріг протікання, міжфазна поляризація, струм абсорбції, діелектричні параметри.

Вступ. Розвиток технології силових кабелів є досить повільним процесом. Завдяки зусиллям кабельної промисловості у світовій практиці впроваджуються силові високовольтні кабелі не тільки змінного [1], але і постійного струму з нанокompозитною електричною ізоляцією на основі зшитого поліетилену, термопластичних поліетилену низької густини та поліпропілену [2–7].

Контрольоване додавання в полімерну матрицю неорганічних компонентів (нітриду алюмінію, нітриду бору, діоксиду кремнію, оксиду алюмінію, оксиду титану, карбіду кремнію, оксиду цинку, тощо) дає змогу отримати покращені електричні, механічні, тепло-фізичні, хімічні, термічні, вогнестійкі властивості електричної композитної ізоляції [8–14]. Нанокompозитна ізоляція на основі термопластичних полімерів є альтернативою зшитій поліетиленовій ізоляції силових високовольтних кабелів постійного струму [2, 5–7].

Електрична полімерна ізоляція з вмістом неорганічного нанонаповнювача менше ніж 10% мас. має більший питомий об'ємний опір ($\rho_v \geq 10^{16}$ Ом·м) та у меншій мірі здатність до накопичення просторових зарядів у товщі високовольтної ізоляції порівняно з ненаномодифікованою [15]. Нанорозмірні частинки наповнювача з надзвичайно великою питомою поверхнею відіграють роль пасток об'ємних зарядів, що є основою забезпечення працездатності кабелів з такою електричною ізоляцією на постійному струмі [15].

Проблема накопичення статичного електричного заряду у товщі як ненаномодифікованої, так і наномодифікованої, високоякісної полімерної ізоляції частково вирішується застосуванням напівпровідних екранів у силових високовольтних кабелях [1–2].

Аналіз літературних джерел та постановка проблеми. Напівпровідні екрани, розташовані з обох боків високовольтної електричної ізоляції кабелів, являють собою композитний матеріал з наповненою мікроно-розмірними частинками сажі або карбіду кремнію (SiC) полімерної матриці [16]. Поліетилен, який використовується як матриця для напівпровідних шарів силових кабелів зі зшитою поліетиленовою ізоляцією, повинен мати високу термічну стабільність до (250–300)°C під час процесу зшивання задля забезпечення механічних властивостей екрану та електричної природи міжчастинкових проміжків вуглецю [17]. Крім того, поліетилен повинен містити знижений ризик

обгоряння та утворення грудок [17]. При цьому наповнювач – сажа – має великий вплив на гладкість поверхні і чистоту напівпровідних шарів [16]. Забезпечення гладкості напівпровідного екрану є важливою складовою технологічного процесу задля отримання однорідності електричного поля на поверхні струмопровідної жили та високовольтної ізоляції [17]. Виступи напівпровідного шару можуть посилювати локальне електричне поле, прискорюючи електричне старіння ізоляції [17].

Електричні параметри (питомий об'ємний опір, діелектрична проникність, коефіцієнт втрат електричної енергії) напівпровідних шарів залежать від природи полімерної матриці, концентрації наповнювача, параметрів технологічного процесу отримання напівпровідних шарів, температури, тощо.

Застосування напівпровідних екранів у силових кабелях пов'язано з критичними проблемами їхнього впливу на діелектричні параметри самої високовольтної полімерної ізоляції. Тривалий час дослідження накопичення просторового заряду у силових високовольтних кабелях зосереджувалися в основному на інжекції заряду від струмопровідної жили у зшити поліетиленову ізоляцію [18]. Інкєкція заряду провідного наповнювача (сажі) з напівпровідних екранів у зшити поліетиленову ізоляцію не враховувалася.

У [19–21] доведено вплив діелектричної проникності напівпровідних екранів на розподіл електричного поля і втрати електричної енергії у високовольтній зшитій поліетиленовій ізоляції кабелів напруги 50 Гц. При отриманні значень тангенсу кута діелектричних втрат напівпровідних екранів та зшити поліетиленової ізоляції не враховано товщину та питому активну провідність напівпровідних шарів, що визначає процеси електропровідності та поляризації на змінній напрузі [22].

У діапазоні частоти від 200 Гц до 20 кГц визначено вплив напівпровідних покриттів з урахуванням поляризаційних процесів на втрати електричної енергії у високовольтній зшитій поліетиленовій ізоляції силових кабелів [23].

Врахування дисперсії комплексної діелектричної проникності, співвідношень між питомими об'ємними електропровідностями на постійному і змінному струмах, товщини напівпровідних екранів дали можливість отримати у широкому діапазоні частоти ефективні параметри діелектричної абсорбції силових високовольтних кабелів [24].

Широкий спектр експериментальних досліджень доводить повільне спадання у часі струму абсорбції як для не наповненої, так і наповненої нанодомішками незалежно від їх типу та масової долі, в зразках полімерної ізоляції силових високовольтних кабелів [25]. Так, за тривалості вимірювань до 70 хв. струм абсорбції на постійному струмі зменшується у 100 разів: від 10^{-12} А до 10^{-14} А [25].

Геометричний і електричний початок зв'язності у композитній системі напівпровідного екрану не є одночасним. Кореляція між геометричними і електричними параметрами екрану залежить від фізичних процесів, що протікають в ньому, зокрема таких, як тунелювання та інжекція зарядів. Композитні напівпровідні екрани є сильно-неоднорідними матеріалами та мають багатомасштабну просторову структуру фрактального типу [26–30]. Як наслідок, в них виникають мікро-неоднорідності електричних полів і струмів і, відповідно, можуть виявлятися нелінійні ефекти.

Умовно двокомпонентний екран з поліетиленовою матрицею складається з трьох фаз в залежності від наповнення мікрон-домішками сажі: електроізоляційної – за вмісту сажі (вуглецю) від 0 до 20% мас. питома об'ємна електропровідність γ знаходиться у діапазоні від 10^{-14} См/м до 10^{-12} См/м; перколяції (протікання струму) – за вмісту сажі від 20% мас. до 40% мас. і провідністю 10^{-12} См/м $<\gamma < 10^{-2}$ См/м; провідної – за вмісту сажі від 40% мас. до 60% мас. і провідністю 10^{-2} См/м $<\gamma < 1$ См/м [26, 27].

Задля аналітичного опису залежностей електропровідності від вмісту наповнювача можна використати методи ефективного середовища, теорії імовірності, термодинамічних моделей та ін. Найбільш універсальним є використання теорії перколяції [28–32], за допомогою якої розглядається імовірність утворення кластерів з провідних частинок, що контактують одна з одною. Процеси протікання у наповненій полімерній системі спостерігаються за відмінності електропровідностей наповнювача і полімеру не менше, ніж на 5 порядків [27]. Опис протікання критичного електричного струму в композитній матриці дається найбільш адекватно за допомогою перколяційної задачі, сформульованої для неперервного середовища. Стабільні результати щодо електропровідності композитних систем вказують на суттєву роль полімеру в утворенні електропровідних кластерів. Це може бути пов'язано з розподілом наповнювача в полімерній матриці за умови, що частинки полімеру мають значно більший розмір, ніж частинки наповнювача [27].

Саме наслідки процесів порогу перколяції для електротранспортних властивостей у композиційній системі наповнювач (сажа) – матриця (полімер) та накопичення поверхневих зарядів

на межі поділу напівпровідні екрани – полімерна ізоляція силових кабелів ігноруються. Напівпровідні екрани як незамінна частина силових високовольтних кабелів мають значний вплив на їх діелектричні параметри [23–24].

Мета роботи полягає у аналізі фізичних процесів перколяції та абсорбції у напівпровідних екранах та їхнього впливу на діелектричні параметри за результатами експериментальних досліджень силових високовольтних кабелів.

Модель процесу перколяції у напівпровідних екранах. Згідно перколяційної задачі поріг протікання в термінах теорії перколяції означає концентрацію наповнювача, за якій відбувається перехід діелектрик-провідник [30, 33].

Критична концентрація K_c , за якої відбувається перехід з непровідного стану у провідний, залежить від деталей решітки та зростає за фіксованому розмірі решітки d зі зменшенням координаційного числа z решітки – числа найближчих рівновіддалених частинок. Для трикутної решітки $z=6$ і критична концентрація становить 50%; для квадратної ($z=4$) – 59,2746%; для стільникової ($z=3$) – 69,62%, для простої кубічної решітки $z=6$ – 31,16%. Для фіксованого значення z критична концентрація зменшується у разі зменшення розміру решітки [33]. Перколяційний перехід характеризується геометричними властивостями кластерів поблизу K_c . Імовірність того, що провідна область належить нескінченному кластеру, дорівнює нулю нижче критичного значення концентрації провідного наповнювача K_c і зростає вище критичного значення $p_{\infty} \sim (K - K_c)^{\beta}$. Показник β залежить від розміру решітки. У разі двох розмірної $d=2$ $\beta=5/16$, три вимірної – $\beta=0,417 \pm 0,003$ [33].

За малих значеннях імовірності p всі провідні елементи містяться в ізольованих кластерах кінцевого розміру. Зі збільшенням p середній розмір кластерів зростає і за $p=x_c$ в безмежній системі виникає наскрізний канал провідності: неперервна сітка провідних кластерів. І, нарешті, за більших значеннях p ізольованими один від одного будуть непровідні діелектричні області.

Для моделювання процесу перколяції у напівпровідних екранах застосовано двовимірну решітчасту модель неоднорідного композиційного матеріалу: діелектрик (поліетилен – матриця: білі квадрати) – провідник (наповнювач – сажа: чорні квадрати) (рис. 1) [28, 29]. Для двовимірної моделі товщина прошарку H дорівнює розміру елементів. Сукупність елементів, за якими відбувається протікання, є перколяційним кластером. Кожній точці простору з ймовірністю $p=x$ відповідає електропровідність провідної частини (сажі) $\gamma=\gamma_{пров}$ і з ймовірністю $(1-p)$ – електропровідність діелектричної частини (поліетилену) $\gamma=\gamma_{\delta}$.

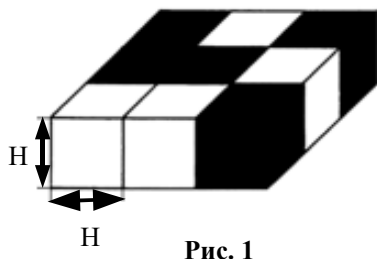


Рис. 1

Поріг перколяції, тобто протікання струму провідності, у цьому випадку визначається часткою простору x_c (мінімальною критичною концентрацією провідних мікрон-частинок), зайнятою провідними областями, за якої виникає кластер перколяції.

Оскільки утворення кластеру перколяції є випадковим процесом, його певні розміри та форма також випадкові. За кінцевих розмірах системи значення порогу протікання коливається в деяких межах, проте зі збільшенням розмірів системи стає цілком певним.

Питома електропровідність у критичній області залежить від x_c і визначається [28, 29, 31, 32]

$$\begin{aligned} \gamma &= \gamma_{пров} \cdot (x_c - x)^{-q}, x < x_c; \\ \gamma &= \gamma_{пров} \cdot \left(\frac{\gamma_{\delta}}{\gamma_{пров}} \right)^S, x = x_c; \\ \gamma &= \gamma_{пров} \cdot (x - x_c)^{-t}, x > x_c, \end{aligned} \quad (1)$$

де q, S, t – критичні показники: $q = t \cdot (S^{-1} - 1)$.

За умови $x_{\delta}=x_c=0,5$ значення показників дорівнюють $S=0,5; q=t=1,3$.

Методологія моделювання процесу перколяції у композитному напівпровідному екрані з провідними частинками наповнювача складається з наступних етапів.

1. Генерація складу композиту: розмірів двовимірної композитної системи, ймовірності заповнення провідником; питомої провідності сажі. Кожний вузол решітки стає або діелектриком,

або провідником в залежності від їхнього взаємного співвідношення, що визначається параметром ймовірності p . Таким чином формується стохастичний характер процесу перколяції.

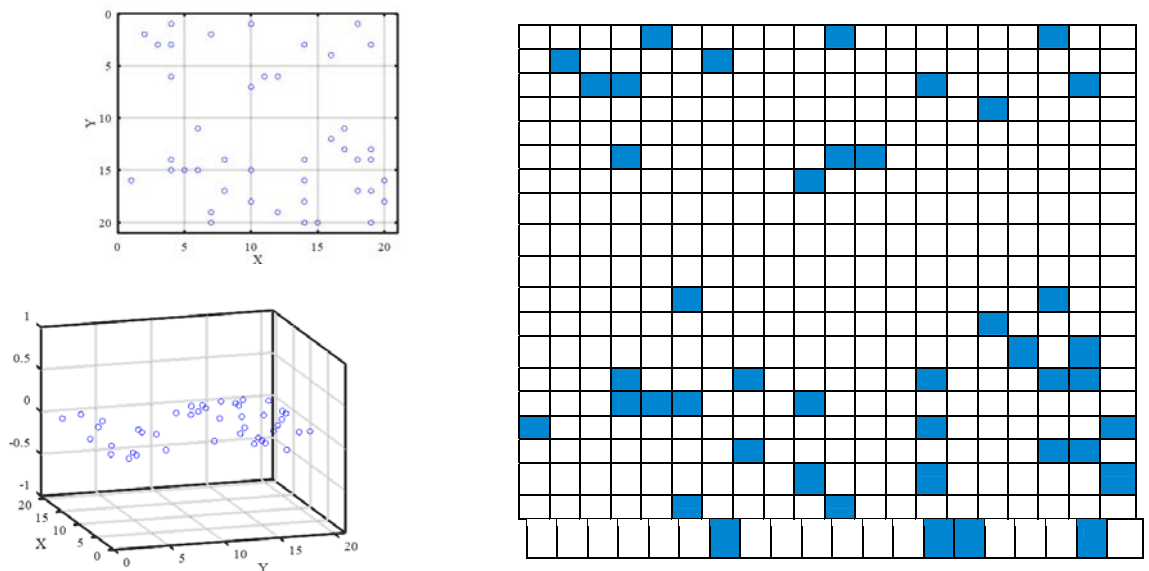
2. Побудова двовірної матриці композиту за різних значень ймовірності заповнення провідним наповнювачем.

3. Визначення порогу протікання – мінімальної критичної концентрації K_c провідних домішок з урахуванням стохастичності процесу перколяції.

Програмна реалізація за зазначеним алгоритмом щодо визначення порогу протікання здійснена у безкоштовному програмному середовищі Octave.

Поріг перколяції у напівпровідних екранах силових високовольтних кабелів. На рис. 2 – рис. 3 наведено результати чисельного моделювання стохастичного характеру розподілу провідних частинок у вузлах решітки в залежності від ймовірності заповнення двовірної матриці розміром $X \times Y = 20 \times 20$. Кожна з представлених реалізацій узагальнює 100 циклів усереднення. Питома провідність наповнювача сажі дорівнює $\gamma_{пров} = 1$ См/м. Питома провідність діелектричної матриці γ_d дорівнює 0.

Представлені рисунки відповідають: рис. 2, а, з – матрицям з ймовірністю $p=0,10$ та $0,30$, рис. 3, а, в – $p=0,50$ та $0,75$ заповнення провідними частинками з концентрацією 10%, 30%, 50% та 75% відповідно. Рис. 2, б, г; рис. 3, б – реальному розподілу провідних частинок в залежності від концентрації сажі у зразках напівпровідних екранів силових високовольтних кабелів.



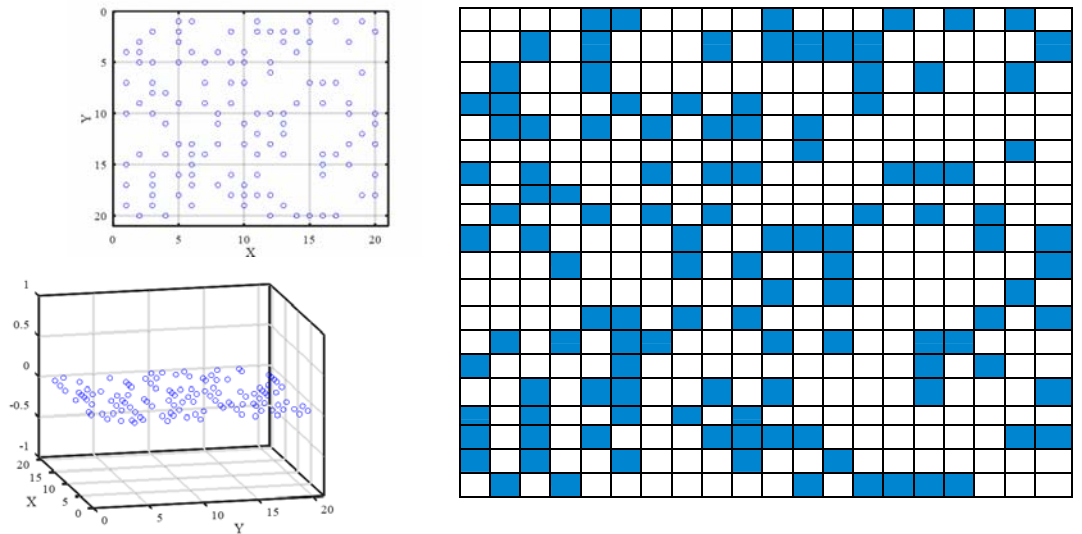
а) $p=0,1$ – вміст провідного наповнювача становить 10%



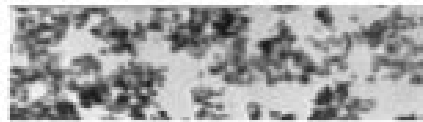
б) 10%

Рис. 2, а, б

За $p=0,10$ та $0,30$ концентрація наповнювача зростає і становить 10% та 30% відповідно (рис. 2, а, в). Але частинки сажі розділені діелектричним середовищем (рис. 2, а, в) і струм провідності не протікає через композитний напівпровідний екран. У міру збільшення ймовірності заповнення матриці відбувається зростання концентрації частинок сажі і за критичного значення $p=x_c=0,5$ виникає умова для протікання струму провідності (рис. 3, а).



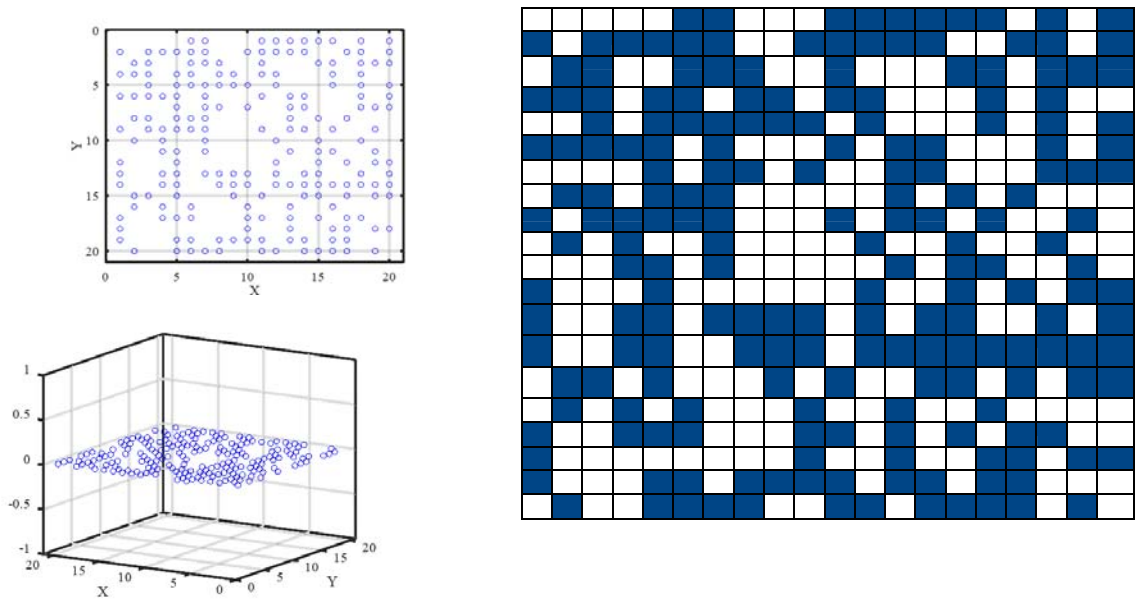
в) $p=0,30$ – вміст провідного наповнювача становить 30%



з) 30%

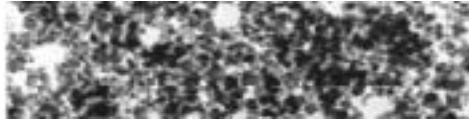
Рис. 2, в, з

Мінімальна критична концентрація K_c провідних частинок, які обумовлюють поріг протікання, становить 48%. Навіть за однакових значень $p=x_c=0,5$ (рис. 3, а) концентрація наповнювача за причини стохастичності процесу перколяції коливається від 48% до 53%. Кластери перколяції на квадратній решітці мають вид, представлений на рис. 3, а за концентрації провідного наповнювача 51%. При імовірності $p=0,53$ за результатами моделювання з усередненням 100 послідовних матриць складу композиту концентрація наповнювача знаходиться у діапазоні від 50% до 56,25%.

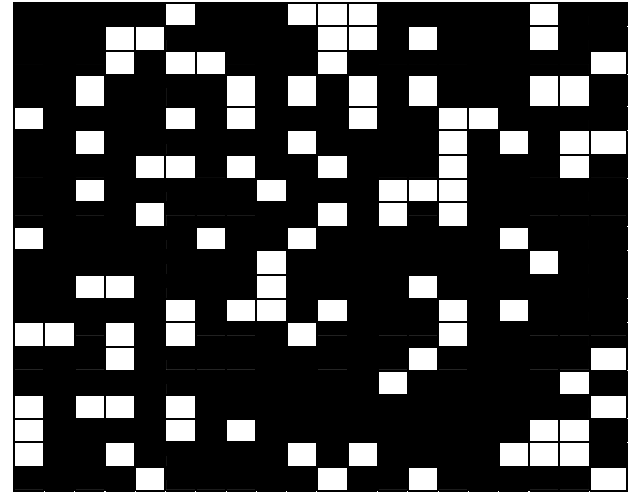
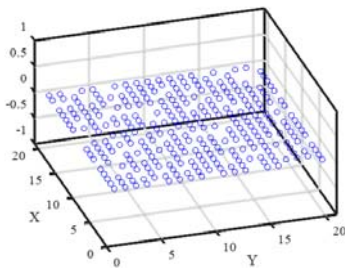
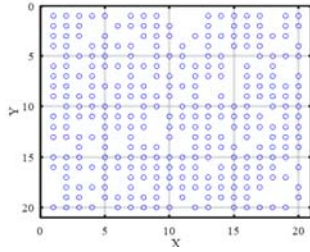


а) $p=0,5$ – вміст провідного наповнювача становить 51%

Рис. 3, а



б) 50%



в) $p=0,75$ – вміст провідного наповнювача становить 75%

Рис. 3, б, в

За $p=0,75$ спостерігається утворення суцільного провідного кластеру у двокомпонентному середовищі (рис. 3, в). У цьому випадку діелектричні прошарки розділені провідним наповнювачем.

Результати моделювання узгоджуються з мікрофотографіями розподілу (дисперсії) сажі в залежності від масової частки наповнювача (рис. 2, б, з; рис. 3, б) у поліетиленовій матриці напівпровідного екрану силового кабелю, отриманих методом мікроскопії.

Вимірювання дисперсії є ключовим аспектом, оскільки впливає на механічні та електричні властивості силових високовольтних кабелів. Рівномірний розподіл частинок сажі в полімерній матриці має важливе значення для забезпечення сталої та оптимальної роботи кабелю в експлуатації.

Характер розподілу частинок вуглецевого наповнювача в полімерній матриці залежить не тільки від типу та вмісту у полімерній матриці, але і технологічного процесу екструзії тришарової композитної системи: напівпровідні екрани – високовольтна полімерна ізоляція силових кабелів.

Наповнення сажею напівпровідних екранів обмежене порогом перколяції, що необхідно враховувати на технологічній стадії виготовлення силових високовольтних кабелів. Поріг протікання визначається характером розподілу сажі у поліетиленовій матриці та від форми частинок наповнювача, що потребує відповідних досліджень.

Питома провідність сажі суттєво залежить від її чистоти (наявності домішок), стану поверхні частинок сажі (окиснення), способу отримання, часу перемішування та температури. У разі збільшення температури від 25°C до 90°C спостерігається зростання питомої провідності у (1-10) разів в залежності від марки сажі [34]. Так, питома провідність ацетиленової сажі зростає від 2,5 См/м до 6 См/м відповідно [34].

Діелектричні прошарки поліетилену (рис. 3, а, б) є тими ділянками, які визначають загальний опір кластеру перколяції. До складу кластеру перколяції обов'язково входять частинки сажі, безпосередньо пов'язані одна з одною. Вони створюють сажові агломерати (рис. 3, б), запобігти виникненню яких практично неможливо. В перенесенні струму будуть брати участь сажові агломерати і прошарки матриці, які їх оточують. Прошарки, що входять до кластеру перколяції, мають мінімальний локальний опір, величина якого співвимірна з опором сажових агломератів. Ця умова може виконуватися для прошарків, що мають мінімальну товщину, найбільшу кількість дефектних центрів, та забезпечують стрибкову електропровідність. Фізико-хімічні процеси, що протікають на межі поділу

фаз, призводять до того, що локальна електропровідність прошарків полімеру зростає зі збільшенням концентрації наповнювача. Це викликає часткове пониження розмитості переходу діелектрик (поліетилен)-провідник (сажа) зі сторони концентрацій, які більші, ніж порогові.

Водночас, на межі поділу полімерна високовольтна ізоляція – композитний напівпровідний екран виникає тонкий подвійний електричний прошарок [35], що може спричинити виникнення значної міжфазної області, яка, в свою чергу, забезпечує наявність багатьох місць для формування міжфазної поляризації. Ізольовані полімерною матрицею скупчення провідних частинок сажі являють собою “диполі”. У такому випадку ефект поляризації Максвелла-Вагнера в електричному полі має сильно виражений характер [32, 36].

Вплив процесів поляризації у напівпровідних екранах на електричні параметри силових кабелів. Результати експериментальних досліджень доводять монотонність спадання у часі струму витоку (наскрізної провідності) (рис. 4, крива 1) у зшитій поліетиленовій ізоляції при підключенні до джерела постійної напруги одножильного силового кабелю на напругу 6 кВ з напівпровідними екранами.

Струм абсорбції, обумовлений уповільненими видами поляризації, (рис. 4, крива 2) зазнає непередбачених стрибків за час вимірювання більше 3 хв. у високоякісній зшитій поліетиленовій ізоляції.

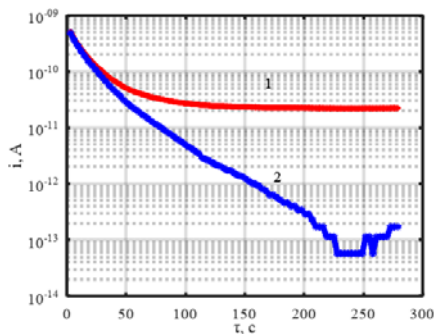


Рис. 4

Така поведінка струму абсорбції свідчить про найбільш вірогідну причину – прояв міграційної поляризації вільними носіями зарядів, котра протікає дуже повільно зі сталою часу $\tau = \epsilon_0 \epsilon_r \rho_{пров}$ (с) неоднорідного композитного діелектрика [32], у першу чергу на межі поділу напівпровідний екран – зшита поліетиленова ізоляція. Час встановлення міграційної поляризації знаходиться у діапазоні (200 – 300) с (рис. 4, крива 2).

Опосередкованим підтвердженням прояву міграційної поляризації для частоти 120 Гц (рис. 5) є часові залежності електричної ємності (рис. 5, а) та тангенсу кута діелектричних втрат (рис. 5, б) силового кабелю.

На рис. 4 представлено динаміку змінення у часі для частоти 120 Гц електричної ємності (рис. 5, а), тангенсу кута діелектричних втрат (рис. 5, б) та $C \cdot tg\delta$ діаграму зразків кабелів різного конструктивного виконання та застосованих матеріалів. Вимірювання проводилися одним і тим самим приладом. Експериментальні криві на рис. 5 відповідають: 1 – силовому кабелю одножильного виконання з напівпровідними екранами по струмопровідній жилі та зшитій поліетиленовій ізоляції на напругу 6 кВ, 2 – радіочастотному кабелю зі спіненою поліетиленовою ізоляцією та поліетилентерефталатною плівкою, накладеною нещільно на ізоляцію, 3 – силовому кабелю з ізоляцією на основі полівінілхлоридного (ПВХ) пластикату. Для силового кабелю з напівпровідними екранами та радіочастотним проявляється стохастичний характер залежності $tg\delta$ у часі. Значення ємності та діелектричних втрат на $C \cdot tg\delta$ діаграмі силового кабелю з напівпровідними екранами розділяються на дві характерні групи (рис. 5, в). Вочевидь, це обумовлено різними електрофізичними характеристиками, товщиною, наповненістю та дисперсністю сажі у напівпровідних екранах по жилі та ізоляції відповідно. На межі поділу ізоляція – напівпровідний екран відбувається накопичення поверхневих зарядів за причини різних електрофізичних характеристик [35, 36].

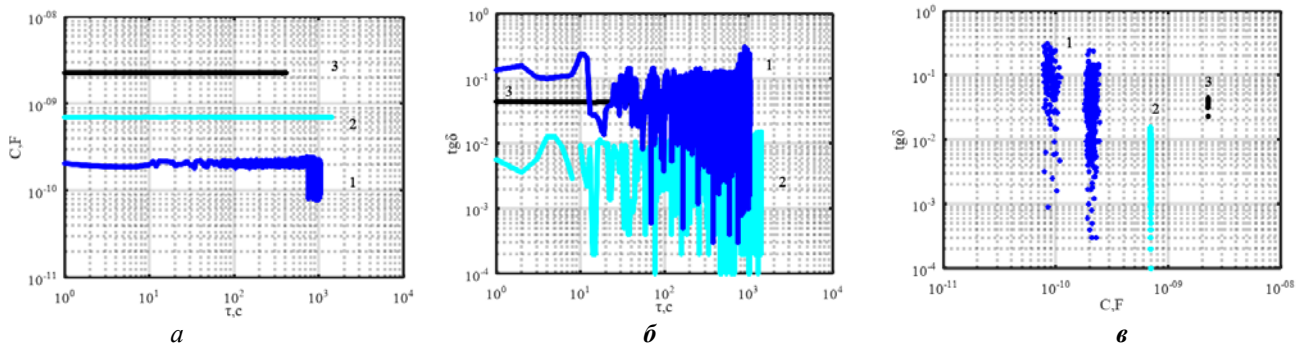


Рис. 5

Ця додаткова стохастичної природи міжфазна поляризація обумовлює підвищення діелектричної проникності, тобто електричної ємності, і діелектричних втрат на низькій частоті та нестабільність у часі діелектричних параметрів силових високовольтних кабелів. У низькочастотній області електрична провідність також може помітно зростати через початок формування перколяційної структури у напівпровідному екрані [31]. Поява цієї області призводить до внеску електричної провідності наповнювача у втрати електричної енергії силових високовольтних кабелів.

Стан міжфазної границі ізоляція – напівпровідний екран можна контролювати за результатами вимірювання у часі ємності та тангенсу кута діелектричних втрат на частоті 120 Гц на технологічній стадії виготовлення силових високовольтних кабелів.

У полярній ізоляції на основі ПВХ-пластикату спостерігається стабільність у часі електричної ємності та $\tan\delta$ для частоти 120 Гц. Стала часу уповільненої поляризації компонентів неоднорідної ізоляційної ПВХ-композиції у (100 – 1000) разів менша у порівнянні з міграційною на межі поділу напівпровідний екран – зшита поліетиленова ізоляція.

Висновки. На підставі запропонованої методології моделювання процесу перколяції отримано матриці складу композиту в залежності від ймовірності заповнення провідником, що узгоджуються з мікрофотографіями розподілу сажі у напівпровідному екрані силового кабелю.

Доведено вплив концентрації провідного наповнювача на поріг протікання з урахуванням стохастичності процесу перколяції.

Розроблена методологія визначення порогу протікання має суттєве практичне значення та надає підстави обґрунтовано визначати концентрацію провідного наповнювача для запобігання провідного стану напівпровідним екраном на технологічній стадії виготовлення силових високовольтних кабелів.

Міжфазна границя діелектрик (зшита поліетиленова ізоляція) – напівпровідник (композитна зшита поліетиленова матриця з сажею) відіграє домінуючу роль у накопиченні поверхневих зарядів та їх транспорту у товщу високоякісної полімерної ізоляції. Експериментально підтверджено вплив процесу міжфазної поляризації на електричну ємність та тангенс кута діелектричних втрат силових високовольтних кабелів.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

1. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 2013. 550 с.
2. Mazzanti G., Marzinotto M. Extruded Cables For High-Voltage Direct-Current Transmission: Advances in Research and Development. Wiley-IEEE Press, Hoboken, 2013. 384 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118590423>.
3. Tanaka T., Montanari G.C., Mülhaupt R. Polymer nanocomposites as dielectrics and electrical insulation—Perspectives for processing technologies, material characterization and future applications. *IEEE Transaction Dielectric Electrical Insulation*. 2004. No 11. Pp. 763–784. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2004.1349782>.
4. Polymer Insulation Applied for HVDC Transmission. Editor Prof. Boxue Du. Springer Singapore, 2021. 674 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-981-15-9731-2>.
5. Huang X., Zhang J., Jiang P. Thermoplastic insulation materials for power cables: History and progress. *High Voltage Engineering*. 2018. Vol. 44. Pp. 1377–1398. DOI: <https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20180430001>.
6. Pleşa I., Nojinger P.V., Sumereder C., Muhr M. Properties of Polymer Composites Used in High-Voltage Applications. *Polymers*. 2016. Vol. 8(5). Pp. 173. DOI: <https://doi.org/10.3390/polym8050173>.
7. Adnan M., Abdul-Malek Z., Lau K.Y., Tahir M. Polypropylene-based nanocomposites for HVDC cable insulation. *IET Nanodielectrics*. 2021. Vol. 4. Issue 3. Pp. 84–97. DOI: <https://doi.org/10.1049/nde2.12018>.
8. Roy M., Nelson J.K., Schadler L.S., Zou C., Fothergill J.C. The influence of physical and chemical linkage on the properties of nanocomposites. *Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*. Nashville, TN, USA, 16–19 October 2005. Pp. 183–186. DOI: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2005.1560651>.
9. Balasubramanian N., Ramesh K.B. Role, effect, and influences of micro and nano-fillers on various properties of polymer matrix composites for microelectronics: A review. *Polymer Adventure Technology*. 2018. Vol. 29. Pp. 1568–1585. DOI: <https://doi.org/10.1002/pat.4280>.
10. Безпрозваних Г.В., Мірчук І.А. Синтез технологічних режимів охолодження та радіаційного опромінення електричної ізоляції кабелів. Монографія. Харків: Мадрид, 2021. 179 с.
11. Xu J.C., Ou H.X., Shan X.Y., Liu B., Jiang J.C., Xu G.G. Investigation of novel intumescent flame retardant low-density polyethylene based on SiO₂@MAPP and double pentaerythritol. *Journal of Applied Polymer Science*. 2020. No 137 (11). P. 49242. DOI: <https://doi.org/10.1002/app.49242>.
12. Безпрозваних Г.В., Рогинський О.В. Конструктивно-технологічні рішення підвищення електричних характеристик високовольтної композитної електроізоляційної системи електричних машин. Монографія. Харків: Мадрид, 2023. 137 с.

13. Zolotaryov V.V., Chulieieva O.V., Chulieiev V.L., Kuleshova T.A., Suslin M.S. Influence of doping additive on thermophysical and rheological properties of halogen-free polymer composition for cable insulation and sheaths. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2022. Issue 2. Pp. 35–40. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.06>.
14. Porowski R, Kowalik P., Ramiączek P., Bąk-Patyna P., Gawdzik J. Application Assessment of Electrical Cables during Smoldering and Flaming Combustion. *Applied Sciences*. 2023. No. 13(6). P. 3766. DOI: <https://doi.org/10.3390/app13063766>
15. Ji M., Min D., Wu Q., Liu W., Li S., Qin S., Zhu S. Ultra-low electrical conductivity originated from ordered and tightly aggregated interfacial regions in polymer nanocomposites. *Composites Part B:Engineering*. 2022. Vol. 233. Pp. 109649. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.compositesb.2022.109649>.
16. Spahr M., Gilardi R., Bonacchi D. Carbon Black for Electrically Conductive Polymer Applications. *Polymers and Polymeric Composites: A Reference Series*. Springer, Berlin, Heidelberg, 2016. Pp 1–26 DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-642-37179-0_32-2.
17. Бржезицький В.О., Михайлов В.М., Ісакова А.В., Рудаков В.В., Гурін А.Г., Набока Б.Г. та інш. Техніка та електрофізика сильних електричних полів. Харків: НТУ ХІІ ТОВ Торнадо, Київ НТУУ КПІ, 2004. 930 с.
18. Guo C., Li J., Gao Y., Liu B., Du B. Effect of Nanoparticle Type on Charge Transport Characteristics of LDPE/Micro-BN composite with High Thermal Conductivity. *IEEE 4th International Conference on Electrical Materials and Power Equipment (ICEMPE), IEEE*. 2023. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEMPE57831.2023.10139611>.
19. Беспрозванних А.В., Набока Б.Г., Москвитин Е.С. Обоснование электрофизических характеристик полупроводящих экранов силовых кабелей высокого напряжения со сшитой изоляцией. *Електротехніка та Електромеханіка*. 2010. № 3. С. 44–47.
20. Kucheriava I.M. Power cable defects and their influence on electric field distribution in polyethylene insulation. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С. 19–24. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.019>.
21. Nadolny Z. Electric Field Distribution and Dielectric Losses in XLPE Insulation and Semiconductor Screens of High-Voltage Cables. *Energies*. 2022. Vol. 15 (13). P. 4692. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15134692>.
22. Золотарев В.М., Золотарев В.В., Бузько С.В., Антоненко Т.Ю., Науменко А.А. Влияние проводимости экранов на диэлектрические потери в кабелях. *Вісник Національного технічного університету ХІІІ*. 2014. № 21. С. 50–54.
23. Liu T., Fothergill J., Dodd S. J.Nilsson U. H. Influence of semicon shields on the dielectric loss of XLPE cables. *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*. IEEE CEIDP. 2009. Pp. 395–398. DOI: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2009.5377792>.
24. Bezprozvannykh G.V., Grynyshina M.V. Efficient parameters of dielectric absorption of polymeric insulation with semiconductor coatings of power high voltage cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2022. No 3. Pp. 39–45. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.06>.
25. Lau K.Y., Vaughan A.S., Chen G., Hosier I.L., Holt A.F. Absorption current behaviour of polyethylene/silica nanocomposites. *Journal of Physics Conference Series*. 2013. No 472. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/472/1/012003>.
26. Stauffer D., Aharony A. Introduction to Percolation Theory. Taylor, London, 2017. 192 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781315274386>.
27. Rotheron R. Fillers for polymer applications. Springer, 2017. 317 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-28117-9>.
28. Дыхне А.М., Снарский А.А., Женировский М.И. Устойчивость и хаос в двумерных случайно-неоднородных средах и LC цепочках. *Успехи физических наук*. 2004. Т. 174. № 8. С. 887–894.
29. Емец Ю.П. Моделирование электрофизических характеристик диэлектрической среды с периодической структурой. *Журнал технической физики*. 2004. Т. 74. № 12. С. 1–9.
30. Мамуня Е.П., Давиденко В.В., Лебедев Е.В. Связь критической концентрации с геометрическими параметрами частиц наполнителя в электропроводных полимерных композициях. *Доклады АН УССР, сер. Б*. 1991. № 5. С. 124–127.
31. Дыхне А.М. Проводимость двумерной двухфазной системы. *Журнал экспериментальной и технической физики*. 1970. Т. 59. С. 110–114.
32. Емец Ю.П. Дисперсия диэлектрической проницаемости двухкомпонентных сред. *Журнал экспериментальной и технической физики*. 2002. Т. 121. № 12. С. 1339–1351.
33. Bunde A., Havlin S. Fractals and isordered systems. Springer Verlag, Heidelberg, 1996. 350 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-51435-7>.
34. Rahaman M., Gupta P., Hossain N., Periyasami G., Das P. Effect of carbons' structure and type on AC electrical properties of polymer composites: predicting the percolation threshold of permittivity through different models. *Colloid and Polymer Science*. 2023. Vol. 301. Pp. 1001–1019. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00396-023-05120-2>
35. Беспрозванних А.В., Бойко А.Н. Распределение плотности поверхностных зарядов на границе раздела контактирующих изолированных проводников кабелей. *Технічна електродинаміка*, 2014. № 6. С. 18–23.
36. Беспрозванних А.В., Бойко А.Н., Рогинский А.В. Влияние диэлектрического барьера на распределение электрического поля в высоковольтной композитной изоляции электрических машин. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2018. № 6. С. 63–67. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.6.09>

ELECTROPHYSICAL PROCESSES IN COMPOSITE SEMICONDUCTOR SCREENS AND THEIR INFLUENCE ON THE DIELECTRIC PARAMETERS OF HIGH VOLTAGE POWER CABLES

G.V. Bezprozvannykh¹, M.V. Grynshyna²

¹ National Technical University “Kharkov Polytechnic institute”,
Str. Kirpichova 2, Kharkiv, 61002, Ukraine.

² TOV «Interkabel Kiev»,

5, Dachnaya Str., p. Kapitanovka, Kiev-Svyatoshinsky district, Kiev region, 08112, Ukraine.

E-mail: ¹ Hanna.Bezprozvannukh@khpi.edu.ua; ² m.grynshyna@interkabel.ua.

The methodology for modelling the percolation process in semiconductor shields of power high-voltage cables is proposed. The semiconductor screen is represented by a two-dimensional lattice model with a polymer matrix filled with conductive carbon black particles. Model matrix's of the composite, depending on the probability of filling and the concentration of the conductive filler, agree with micrographs of the distribution of soot in the polyethylene matrix of the semiconducting screen of the power cable. Taking into account the stochastic of the percolation process, the concentration range of the conductive filler, which determines the flow threshold in the presented model, was determined. Disturbances are observed on the experimental time dependence of the absorption current of the power cable, which is indirect evidence of the accumulation of surface charges at the interface between the semiconductor screen and high-voltage polymer insulation. The time dependences of the electric capacity and the tangent of the dielectric loss angle at a frequency of 120 Hz confirm the stochastic nature of the process of accumulation of surface charges. This process causes a time-delayed interphase polarization in power high-voltage cables. References 36, figure 5.

Key words: power cable, semiconducting screen, conductive filler, flow threshold, inter-phase polarization, absorption current, dielectric parameters.

1. Shidlovsky A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. Cables with polymer insulation for ultra-high voltage. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2013. 550 p. (Rus)
2. Mazzanti G., Marzinotto M. Extruded Cables For High-Voltage Direct-Current Transmission: Advances in Research and Development. Wiley-IEEE Press, Hoboken, 2013, 384 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118590423>.
3. Tanaka T., Montanari G.C., Mülhaupt R. Polymer nanocomposites as dielectrics and electrical insulation — Perspectives for processing technologies, material characterization and future applications. *IEEE Transaction Dielectric Electrical Insulation*. 2004. No 11. Pp. 763–784. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2004.1349782>.
4. Polymer Insulation Applied for HVDC Transmission. Editor Prof. Boxue Du. 2021. 674 p. Springer Singapore. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-981-15-9731-2>.
5. Huang X., Zhang J., Jiang P. Thermoplastic insulation materials for power cables: History and progress. *High Voltage Engineering*. 2018. Vol. 44. Pp. 1377–1398. DOI: <https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20180430001>.
6. Pleša I., Notingher P.V., Sumereder C., Muhr M. Properties of Polymer Composites Used in High-Voltage Applications. *Polymers*. 2016. Vol. 8(5). P. 173. DOI: <https://doi.org/10.3390/polym8050173>.
7. Adnan M., Abdul-Malek Z., Lau K.Y., Tahir M. Polypropylene-based nanocomposites for HVDC cable insulation. *IET Nanodielectrics*. 2021. Vol. 4. Issue 3. Pp. 84–97. DOI: <https://doi.org/10.1049/nde2.12018>.
8. Roy M., Nelson J.K., Schadler L.S., Zou C., Fothergill J.C. The influence of physical and chemical linkage on the properties of nanocomposites. *Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*. Nashville, TN, USA, 16–19 October 2005. Pp. 183–186. DOI: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2005.1560651>.
9. Balasubramanian N., Ramesh K.B. Role, effect, and influences of micro and nano-fillers on various properties of polymer matrix composites for microelectronics: A review. *Polymer Adventure Technology*. 2018. Vol. 29. Pp. 1568–1585. DOI: <https://doi.org/10.1002/pat.4280>.
10. Bezprozvannykh G.V., Mirchuk I.A. Synthesis of technological modes of cooling and radiation exposure of electrical insulation of cables. Monograph. Kharkiv: Madrid, 2021. 179 p. (Ukr)
11. Xu J.C., Ou H.X., Shan X.Y., Liu B., Jiang J.C., Xu G.G. Investigation of novel intumescent flame retardant low-density polyethylene based on SiO₂@MAPP and double pentaerythritol. *Journal of Applied Polymer Science*. 2020. No.137 (11), P. 49242. DOI: <https://doi.org/10.1002/app.49242>.
12. Bezprozvannykh G.V., Rogynskyi O.V. Structural and technological solutions for improving the electrical characteristics of the high-voltage composite electrical insulation system of electric machines. Monograph. Kharkiv: Madrid, 2023. 137 p. (Ukr)
13. Zolotaryov V.V., Chulieieva O.V., Chulieiev V.L., Kuleshova T.A., Suslin M.S. Influence of doping additive on thermophysical and rheological properties of halogen-free polymer composition for cable insulation and sheaths. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2022. Issue 2. Pp. 35–40. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.06>.
14. Porowski R., Kowalik P., Ramiączek P., Bąk-Patyna P., Gawdzik J. Application Assessment of Electrical Cables during Smoldering and Flaming Combustion. *Applied Sciences*. 2023. No 13(6). P. 3766. DOI: <https://doi.org/10.3390/app13063766>.
15. Ji M., Min D., Wu Q., Liu W., Li S., Qin S., Zhu S. Ultra-low electrical conductivity originated from ordered and tightly aggregated interfacial regions in polymer nanocomposites. *Composites Part B: Engineering*. 2022. Vol. 233. Pp. 109649. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.compositesb.2022.109649>.

16. Spahr M., Gilardi R., Bonacchi D. Carbon Black for Electrically Conductive Polymer Applications. *Polymers and Polymeric Composites: A Reference Series*. Springer, Berlin, Heidelberg, 2016. Pp 1–26 DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-642-37179-0_32-2.
17. Brzhezyskyi V.O., Mykhaylov V.M., Isakova A.V., Rudakov V.V., Gurn A.G., Naboka B.G. et al. Technique and electrophysics of strong electric fields. Kharkiv, NTU KhPI LLC Tornado, Kyiv NTUU KPI, 2004. 930 p. (Rus)
18. Guo C., Li J., Gao Y., Liu B., Du B. Effect of Nanoparticle Type on Charge Transport Characteristics of LDPE/Micro-BN composite with High Thermal Conductivity. *IEEE 4th International Conference on Electrical Materials and Power Equipment (ICEMPE), IEEE*. 2023. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEMPE57831.2023.10139611>.
19. Bezprozvannykh A.V., Naboka B.G., Moskvityn E.S. Justification of the electrophysical characteristics of semiconducting shields of high-voltage power cables with cross-linked insulation. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2010. No 3. Pp. 44–47. (Rus)
20. Kucheriava I. M. Power cable defects and their influence on electric field distribution in polyethylene insulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 2. Pp. 19–24. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2017.02.019>.
21. Nadolny Z. Electric Field Distribution and Dielectric Losses in XLPE Insulation and Semiconductor Screens of High-Voltage Cables. *Energies*. 2022. Vol. 15 (13). P. 4692. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15134692>.
22. Zolotarev V.M., Zolotarev V.V., Buzko S.V., Antonets T.Yu., Naumenko A.A. Effect of shield conductivity on dielectric losses in cables. *Bulletin of the National Technical University KhPI*. 2014. No 21. Pp. 50–54. (Rus)
23. Liu T., Fothergill J., Dodd S.J., Nilsson U.H. Influence of semicon shields on the dielectric loss of XLPE cables. *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*. IEEE CEIDP. 2009. Pp. 395–398. DOI: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2009.5377792>.
24. Bezprozvannykh G.V., Grynyshina M.V. Efficient parameters of dielectric absorption of polymeric insulation with semiconductor coatings of power high voltage cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2022. No 3. Pp. 39–45. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.06>.
25. Lau K.Y., Vaughan A.S., Chen G., Hosier I.L., Holt A.F. Absorption current behaviour of polyethylene/silica nanocomposites. *Journal of Physics Conference Series*. 2013. No 472. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/472/1/012003>.
26. Stauffer D., Aharony A. Introduction to Percolation Theory. Taylor, London, 2017. 192 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781315274386>.
27. Rotheron R. Fillers for polymer applications. Springer, 2017. 317 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-28117-9>.
28. Dykhne A.M., Snars A.A., Zhenirovsky M.I. Sustainability and chaos in two-dimensional random media and LC chains. *The successes of physical sciences*. 2004. Vol. 174. No 8. Pp. 887–894. (Rus)
29. Emets Yu.P. Modeling electrophysical characteristics of the dielectric environment with a periodic structure. *Journal of Technical Physics*. 2004. Vol. 74. No 12. Pp. 1–9. (Rus)
30. Mamunya E.P., Davidenko V.V., Lebedev E.V. Relationship between critical concentration and geometric parameters of filler particles in electrically conductive polymer compositions. *Doklady Akademiya nauk USSR, seriya B*. 1991. No 5. Pp. 124–127. (Rus)
31. Dykhne A.M. Conductivity of a two -dimensional two -phase system. *Journal of experimental and technical physics*. 1970. Vol. 59. Pp. 110–114. (Rus)
32. Yemets Yu.P. Dispersion of the dielectric constant of two-component media. *Journal of Experimental and Technical Physics*. 2002. Vol. 121. No 12. Pp. 1339–1351. (Rus)
33. Bunde A., Havlin S. Fractals and isordered systems. Springer Verlag, Heidelberg, 1996. 350 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-51435-7>.
34. Rahaman M., Gupta P., Hossain N., Periyasami G., Das P. Effect of carbons' structure and type on AC electrical properties of polymer composites: predicting the percolation threshold of permittivity through different models. *Colloid and Polymer Science*. 2023. Vol. 301. Pp. 1001–1019. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00396-023-05120-2>.
35. Bezprozvannykh A.V., Boyko A.N. Distribution of surface charge density at the interface of contacting insulated conductors of cables. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 6. Pp. 18–23. (Rus)
36. Bezprozvannykh A.V., Boyko A.N., Roginsky A.V. The influence of the dielectric barrier on the distribution of the electric field in the high-voltage composite insulation of electric machines. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2018. No 6. Pp. 63–67. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.6.09>. (Rus)

Надійшла 26.02.2024

Остаточний варіант 26.03.2024

REGULATIONS OF THE FORMATION OF PROTECTIVE POTENTIAL OF UNDERGROUND STEEL PIPELINES UNDER CONDITIONS OF HETEROGENEOUS ENVIRONMENT

O.O. Aziukovskiy*, Yu.A. Papaika**, V.N. Gorev***, N.V. Babenko****

Dnipro University of Technology,
Dmytro Yavornytskyi Ave., 19, Dnipro, 49005, Ukraine.
E-mail: papaika.yu.a@nmu.one.

In the work, the modeling of the distribution of the protective potential of electrochemical protection stations is performed by revealed functional dependencies. The initial conditions are adopted for a typical assortment of rolled metal used for underground gas supply. At the initial stage of modeling, the stochastic nature of the change in soil parameters is not taken into account. The distribution of the protective potential of the underground pipeline as a function of two variables (time and distance) showed the mutual influence of neighboring stations on the formation of protective zone. New dependences of the operating parameters of the electrochemical complex of electrochemical protection on the set of variables characterizing the power source, the physical dimensions of pipeline and the alternative arrangement of active cathodic protection stations (CPS) were obtained. Experimental studies of the modes of electrochemical protection stations at the objects of the gas transportation system of Ukraine confirmed the adequacy of the proposed analytical models. References 16, Figures 3.

Keywords: underground pipelines, electrochemical corrosion, cathodic protection, protection anode, electrochemical protection complex, protective potential.

Introduction. The gas transportation system of Ukraine is a complex of the underground and surface communications, which are combined into a single strategic system of energy supply for industrial facilities and housing stock. The problem related to the protection of underground pipelines against electrochemical corrosion is complex, multifaceted and not finally resolved today.

The variety of laying conditions, physical dimensions of the pipeline, the presence of nearby engineering communications and routes of electrified transport do not allow the development of a universal methodology for selecting the parameters of protective electrical engineering complexes for successful long-term protection of metal structures [1]. In the process of developing a comprehensive strategy for the protection of the high- and medium-pressure gas pipelines, the special models for determining the number and power of cathodic stations and special topology in their location were proposed. The difficulties of realizing the stable value of protective potential along the entire length of the pipeline led to the need for the analytical and physical modeling of functional dependence $U(z, t)$ (where U is the protective potential; z is the distance in meters; t is the time) taking into account all possible combinations of initial conditions and available modern electrical equipment [2, 3].

The purpose of this work is to determine the analytical models of changes in the level of protective potential of electrochemical protection stations, taking into account various technical configurations of the metal structure itself and modes of controlled inverters to implement the successful protection with maximum energy efficiency [4-6].

Analytical functional dependence of protective potential. Let us consider the empty infinite underground steel cylindrical pipe with outer radius $r=30$ mm and wall thickness $h_p=4$ mm, the center of which is located at depth $H=1.5$ cm. Let the pipe be placed in uniform soil with conductivity $\sigma_s=2 \cdot 10^{-2} \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$. Let us consider the monochromatic case when the system parameters are changed with frequency $f=25$ kHz. The insulation is considered to be very good with resistivity $R_i=10^6 \Omega \cdot \text{m}$.

The steel and soil damping factor are calculated as follows [1, 7]:

$$\gamma_{st} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0 \mu_{st} \sigma_{st}}{2}}, \quad \gamma_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0 \sigma_s}{2}}, \quad (1)$$

where $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m is the magnetic constant; $\omega=2\pi f$ is the angular frequency; $\mu_{st}=200$ is the magnetic conductivity of steel; σ_{st} is the steel conductivity, $\sigma_{st}=1/\rho_{st}$; $\rho_{st}=1.3 \cdot 10^{-7} \Omega \cdot \text{m}$ is the steel resistivity.

© Aziukovskiy O.O., Papaika Yu.A., Gorev V.N., Babenko N.V., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-1901-4333>; ** <https://orcid.org/0000-0001-6953-1705>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-9528-9497>; **** <https://orcid.org/0000-0003-2309-0291>

The pipe impedance Z , transient resistance R_t and propagation constant α are calculated as in [8]:

$$Z = \frac{\omega\mu_0}{8} + i \frac{\omega\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{1,3}{\gamma_s r}\right) + \frac{(1-i)\gamma_{st}}{2\pi r \sigma_{st}} \cot\left((1-i)\gamma_{st} h_p\right), \quad R_t = R_i + \frac{1}{\pi\sigma_s} \ln\left(\frac{1,12}{\gamma_s \sqrt{rH}}\right), \quad \alpha = \sqrt{\frac{Z}{R_t}}, \quad (2)$$

where $i = \sqrt{-1}$ is the imaginary unit; it should be noted that $[Z]=\Omega/\text{m}$, $[R_t]=\Omega \cdot \text{m}$ and $[\alpha]=\text{m}^{-1}$.

As shown in [1], the complex amplitudes of the potential along the pipe $V(z)$ and the current along the pipe $I(z)$ obey the following equations:

$$\frac{dV(z)}{dz} = -ZI(z), \quad V(z) = -R_t \frac{dI(z)}{dz} + \varphi(z), \quad (3)$$

where $\varphi(z)$ is the potential of external electric field and z is the coordinate along the pipe.

As shown in [9] by (3), the function $V(z)$ satisfies the following differential equation:

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \alpha^2V(z) = -\alpha^2\varphi(z). \quad (4)$$

In this paper we consider the case without external electric field and the corrosion protection stations are connected to the pipe. Let the station produces the potential difference between the point on steel pipe surface and the point located at the same depth as the center of the pipe at distance y from the center of the pipe. According to [10], the potential difference between these points can be expressed as

$$\Delta V(z) = -R_{st-s} \cdot \frac{dI(z)}{dz}, \quad R_{st-s} = R_i + \frac{1}{2\pi\sigma_s} \ln\left(\frac{y\sqrt{y^2 + 4H^2}}{2rH}\right). \quad (5)$$

Here and in the following, we consider the fact that $\varphi(z)=0$ in the problem under consideration. One can conclude from (5) and (3) that

$$V(z) = \frac{R_t}{R_{st-s}} \Delta V(z). \quad (6)$$

First of all, let us assume that one station is located at coordinate $z=0$ and produces the corresponding potential difference

$$\Delta U(z=0, t) = V_a \cos(\omega t). \quad (7)$$

Then

$$\Delta V(0) = V_a, \quad V(0) = \frac{R_t}{R_{st-s}} V_a. \quad (8)$$

Since $\varphi(z)=0$ in the problem under consideration, equation (4) has the solution

$$V(z) = Ae^{\alpha z} + Be^{-\alpha z}, \quad (9)$$

where constants A, B can be chosen by (7) and taking into account the fact that the potential obviously cannot increase exponentially if $z \rightarrow \pm\infty$. So, the solution is expressed as

$$V(z) = \begin{cases} \frac{R_t}{R_{st-s}} V_a e^{\alpha z}, & z < 0 \\ \frac{R_t}{R_{st-s}} V_a e^{-\alpha z}, & z \geq 0 \end{cases}. \quad (10)$$

This leads to the following expression for the potential as a function of coordinate and time

$$U(z, t) = \text{Re}\left(V(z)e^{i\omega t}\right) = \begin{cases} \frac{R_t}{R_{st-s}} V_a e^{\alpha_1 z} \cos(\omega t + \alpha_2 z), & z < 0 \\ \frac{R_t}{R_{st-s}} V_a e^{-\alpha_1 z} \cos(\omega t - \alpha_2 z), & z \geq 0 \end{cases}, \quad (11)$$

where $\alpha_1 = \text{Re}(\alpha)$, $\alpha_2 = \text{Im}(\alpha)$; it should be noted that $\alpha_1 > 0$, $\alpha_2 > 0$.

So, in the case of single station, the potential amplitude decreases exponentially, and the coordinate-dependent phase shift takes place [11].

Further let us consider two stations, one of them is placed at coordinate $z=0$, the other is located at $z=L$. Then the corresponding potential differences are

$$\Delta U(z=0, t) = V_{a1} \cos(\omega t + \varphi_1), \quad \Delta U(z=L, t) = V_{a2} \cos(\omega t + \varphi_2). \quad (12)$$

It also should be noted that in the general case the distances y_1, y_2 and corresponding parameters R_{st-s1} and R_{st-s2} can not coincide. Thus

$$\Delta V(0) = V_a e^{i\varphi_1}, V(0) = \frac{R_t}{R_{st-s1}} V_a e^{i\varphi_1}, \Delta V(L) = V_a e^{i\varphi_2}, V(L) = \frac{R_t}{R_{st-s2}} V_a e^{i\varphi_2}. \quad (13)$$

We require the potential to be continuous, and the potential obviously cannot increase exponentially if $z \rightarrow \pm\infty$, so we seek the complex amplitude of the potential in the form

$$V(z) = \begin{cases} A e^{\alpha z}, & z < 0 \\ B e^{\alpha z} + C e^{-\alpha z}, & z \in [0, L], \\ D e^{-\alpha z}, & z > L \end{cases} \quad (14)$$

where in view of (13)

$$A = B + C, B e^{\alpha L} + C e^{-\alpha L} = D e^{-\alpha L}, A = \frac{R_t}{R_{st-s1}} V_a e^{i\varphi_1}, D e^{-\alpha L} = \frac{R_t}{R_{st-s2}} V_a e^{i\varphi_2}. \quad (15)$$

In fact (15) is a system of the equations linear in A, B, C and D . Its solution is

$$A = \frac{R_t}{R_{st-s1}} V_a e^{i\varphi_1}, B = \frac{R_t}{e^{\alpha L} - e^{-\alpha L}} \left(\frac{V_{a2}}{R_{st-s2}} e^{i\varphi_2} - \frac{V_{a1}}{R_{st-s1}} e^{i\varphi_1} e^{-\alpha L} \right), \quad (16)$$

$$C = \frac{R_t}{e^{\alpha L} - e^{-\alpha L}} \left(\frac{V_{a1}}{R_{st-s1}} e^{i\varphi_1} e^{\alpha L} - \frac{V_{a2}}{R_{st-s2}} e^{i\varphi_2} \right), D = \frac{R_t}{R_{st-s2}} V_a e^{i\varphi_2} e^{\alpha L}.$$

In view of (14) and (16), one can obtain the following expression:

$$V(z) = \begin{cases} \frac{R_t}{R_{st-s1}} V_{a1} e^{\alpha z} e^{i\varphi_1}, & z < 0 \\ V_{a1} \frac{R_t}{R_{st-s1}} \frac{\sinh(\alpha L - \alpha z)}{\sinh(\alpha L)} e^{i\varphi_1} + V_{a2} \frac{R_t}{R_{st-s2}} \frac{\sinh(\alpha z)}{\sinh(\alpha L)} e^{i\varphi_2}, & z \in [0, L], \\ \frac{R_t}{R_{st-s2}} V_{a2} e^{\alpha L} e^{-\alpha z} e^{i\varphi_2}, & z > L \end{cases} \quad (17)$$

whence

$$U(z, t) = \operatorname{Re}(V(z) e^{i\omega t}) = \begin{cases} U_1(z, t), & z < 0 \\ U_2(z, t), & z \in [0, L], \\ U_3(z, t), & z > L \end{cases} \quad (18)$$

where $U_1(z, t) = \frac{R_t}{R_{st-s1}} V_{a1} e^{\alpha_1 z} \cos(\omega t + \alpha_2 z + \varphi_1)$, $U_3(z, t) = \frac{R_t}{R_{st-s2}} V_{a2} e^{\alpha_1(L-z)} \cos(\omega t + \alpha_2(L-z) + \varphi_2)$. (19)

The expression for $U_2(z, t)$ is more complicated. Let us derive it. First of all, obviously

$$\sinh x = \frac{e^x - e^{-x}}{2} = \frac{e^{x_1 + ix_2} - e^{-x_1 - ix_2}}{2} = \sinh x_1 \cos x_2 + i \cosh x_1 \sin x_2, \quad x_1 = \operatorname{Re} x, \quad x_2 = \operatorname{Im} x, \quad (20)$$

whence

$$|\sinh x| = \sqrt{\sinh^2 x_1 \cos^2 x_2 + \cosh^2 x_1 \sin^2 x_2} = \sqrt{\frac{\cosh(2x_1) - \cos(2x_2)}{2}}, \quad (21)$$

and

$$\arg(\sinh x) = \operatorname{atan}(\cosh x_1 \sin x_2, \sinh x_1 \cos x_2), \quad (22)$$

where atan is the so-called two-argument arctangent:

$$\operatorname{atan}(x_2, x_1) = \begin{cases} \arctan(x_2/x_1), & x_1 > 0 \\ \pi + \arctan(x_2/x_1), & x_1 < 0, x_2 \geq 0 \\ -\pi + \arctan(x_2/x_1), & x_1 < 0, x_2 < 0 \\ \pi/2, & x_1 = 0, x_2 > 0 \\ -\pi/2, & x_1 = 0, x_2 < 0 \\ \text{undefined}, & x_1 = x_2 = 0 \end{cases}. \quad (23)$$

From expressions (21), (22), (17) and (18), one can obtain the following expression for $U_2(z, t)$:

$$U_2(z, t) = V_{a1} \frac{R_t}{R_{st-s1}} \frac{h(L-z)}{h(L)} \cos(\omega t + g(L-z) - g(L) + \varphi_1) + V_{a2} \frac{R_t}{R_{st-s2}} \frac{h(z)}{h(L)} \cos(\omega t + g(z) - g(L) + \varphi_2), \quad (24)$$

where

$$h(z) = \sqrt{\cosh(2\alpha_1 z) - \cos(2\alpha_2 z)}, \quad g(z) = \text{atan}[\cosh(\alpha_1 z) \sin(\alpha_2 z), \sinh(\alpha_1 z) \cos(\alpha_2 z)]. \quad (25)$$

It should be underlined that function $U(z, t)$ is essentially different when the stations have the same or opposite phases (see Figs. 1 and 2). The graphs, shown in Fig. 1 and Fig. 2 for $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ and $\varphi_1 = 0, \varphi_2 = \pi$, respectively, are built for the following values: $V_{a1} = V_{a2} = 3$ V, $y_1 = y_2 = 0.1$ m, $L = 3$ km.

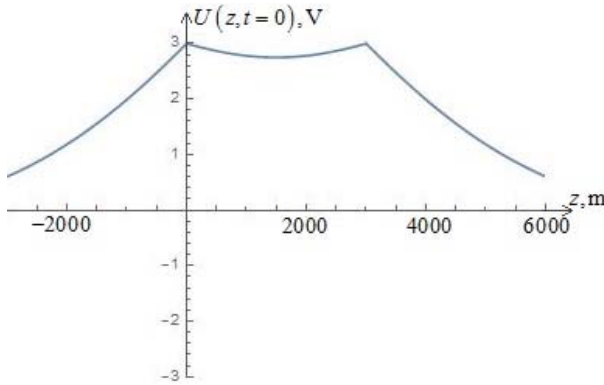


Fig. 1

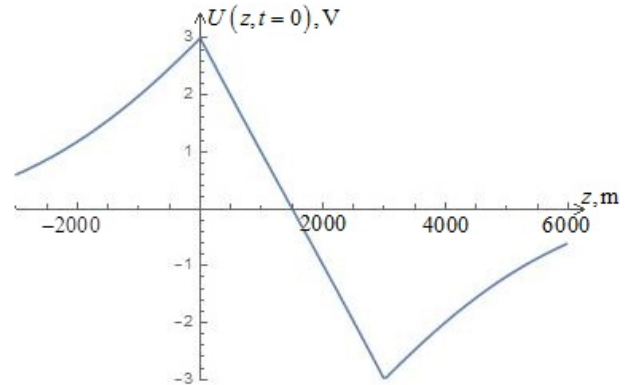


Fig. 2

Let us consider the case with $V_{a1} = V_{a2} = V_a = 3$ V, $y_1 = y_2 = y = 0.1$ m, and $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$, parameter R_{st-s} is calculated on the basis of (5). Then function $U_2(z, t)$ has the form [12, 13]

$$U_2(z, t) = \frac{V_a}{h(L)} \frac{R_t}{R_{st-s}} \left(h(L-z) \cos(\omega t + g(L-z) - g(L)) + h(z) \cos(\omega t + g(z) - g(L)) \right). \quad (26)$$

Let us find the absolute maximal deviation of function $U_2(z, t)$ from the values

$$U_2(z=0, t) = U_2(z=L, t) = V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} \cos(\omega t). \quad (27)$$

Let us rewrite (26) as

$$U_2(z, t) = \frac{V_a}{h(L)} \frac{R_t}{R_{st-s}} \left\{ \left[h(L-z) \cos(g(L-z)) + h(z) \cos(g(z)) \right] \cdot \cos(\omega t - g(L)) - \left[h(L-z) \sin(g(L-z)) + h(z) \sin(g(z)) \right] \cdot \sin(\omega t - g(L)) \right\}. \quad (28)$$

Let us denote

$$a(z) = h(L-z) \cos(g(L-z)) + h(z) \cos(g(z)), \quad b(z) = h(L-z) \sin(g(L-z)) + h(z) \sin(g(z)). \quad (29)$$

Then (28) can be rewritten as

$$U_2(z, t) = \frac{V_a}{h(L)} \frac{R_t}{R_{st-s}} \left[a(z) \cdot \cos(\omega t - g(L)) - b(z) \cdot \sin(\omega t - g(L)) \right] = \frac{V_a}{h(L)} \frac{R_t}{R_{st-s}} \sqrt{a^2(z) + b^2(z)} \left[\frac{a(z)}{\sqrt{a^2(z) + b^2(z)}} \cdot \cos(\omega t - g(L)) - \frac{b(z)}{\sqrt{a^2(z) + b^2(z)}} \cdot \sin(\omega t - g(L)) \right]. \quad (30)$$

The function $\psi(z)$ exists such that according to [14]

$$\cos(\psi(z)) = \frac{a(z)}{\sqrt{a^2(z) + b^2(z)}}, \quad \sin(\psi(z)) = \frac{b(z)}{\sqrt{a^2(z) + b^2(z)}}, \quad \psi(z) = \text{atan}(b(z), a(z)), \quad (31)$$

therefore

$$U_2(z, t) = \frac{V_a}{h(L)} \frac{R_t}{R_{st-s}} \sqrt{a^2(z) + b^2(z)} \cos(\omega t - g(L) + \psi(z)) = V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} A(z) \cos(\omega t + B(z)), \quad (32)$$

where

$$A(z) = \frac{\sqrt{a^2(z) + b^2(z)}}{h(L)}, \quad B(z) = \psi(z) - g(L). \quad (33)$$

Thus we have

$$\begin{aligned} \left| U_2(z, t) - V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} \cos(\omega t) \right| &= V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} \left| A(z) \cos(\omega t + B(z)) - \cos(\omega t) \right| = \\ &= V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} \left| \left[A(z) \cos(B(z)) - 1 \right] \cos(\omega t) - A(z) \sin(B(z)) \sin(\omega t) \right| = \\ &= V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} \kappa(z) \left| \cos(\omega t + \theta(z)) \right|, \end{aligned} \quad (34)$$

where

$$\begin{aligned} \kappa(z) &= \sqrt{\left[A(z) \cos(B(z)) - 1 \right]^2 + \left[A(z) \sin(B(z)) \right]^2} = \sqrt{A^2(z) - 2A(z) \cos(B(z)) + 1}, \\ \theta(z) &= \text{atan} \left(\frac{A(z) \sin(B(z))}{\kappa(z)}, \frac{A(z) \cos(B(z)) - 1}{\kappa(z)} \right). \end{aligned} \quad (35)$$

Hence

$$\max_{t,z} \left| U_2(z, t) - V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} \cos(\omega t) \right| = V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} \cdot \max_z \kappa(z), \quad z \in [0, L]. \quad (36)$$

One can conclude from (29), (31), (33) and (35) that

$$\kappa(z) = \kappa(L - z). \quad (37)$$

This implies

$$\kappa(z) = \frac{1}{2} (\kappa(z) + \kappa(L - z)) \quad (38)$$

and

$$\frac{d\kappa(z)}{dz} = \frac{1}{2} \left(\kappa'(z) + \kappa'(L - z) \frac{d(L - z)}{dz} \right) = \frac{1}{2} (\kappa'(z) - \kappa'(L - z)), \quad \kappa'(z) = \frac{d\kappa(z)}{dz}, \quad (39)$$

whence

$$\kappa'(L/2) = 0. \quad (40)$$

The computer plotting shows that function $\kappa(z)$ has a single maximum at point $z=L/2$ within the interval $z \in [0, L]$ if, for example, $L \leq 10$ km. The interesting question can arise: for what values of L the function $\kappa(z)$ at $z \in [0, L]$ has a single maximum at point $z=L/2$. However such question is not studied in this paper [15]. Thus,

$$\max_{t,z} \left| U_2(z, t) - V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} \cos(\omega t) \right| = V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} \cdot \kappa \left(\frac{L}{2} \right). \quad (41)$$

The simplified expression for $\kappa(L/2)$ can be obtained. According to (29),

$$a \left(\frac{L}{2} \right) = 2h \left(\frac{L}{2} \right) \cos \left(g \left(\frac{L}{2} \right) \right), \quad b \left(\frac{L}{2} \right) = 2h \left(\frac{L}{2} \right) \sin \left(g \left(\frac{L}{2} \right) \right), \quad (42)$$

whence in accordance with (31) and (33),

$$A \left(\frac{L}{2} \right) = \frac{2h(L/2)}{h(L)}, \quad B \left(\frac{L}{2} \right) = \text{atan} \left(2h \left(\frac{L}{2} \right) \sin \left(g \left(\frac{L}{2} \right) \right), 2h \left(\frac{L}{2} \right) \cos \left(g \left(\frac{L}{2} \right) \right) \right) - g(L) = g \left(\frac{L}{2} \right) - g(L). \quad (43)$$

Here the definition (23) and the condition that $h(L/2) > 0$ are used. Then in view of (41) and (35) we have

$$\begin{aligned} \max_{t,z} |U_2(z,t) - U_2(z=0,t)| &= \max_{t,z} |U_2(z,t) - U_2(z=L,t)| = \\ &= V_a \frac{R_t}{R_{st-s}} \cdot \sqrt{\frac{4h^2(L/2)}{h^2(L)} - 4 \frac{h(L/2)}{h(L)} \cos\left(g\left(\frac{L}{2}\right) - g(L)\right) + 1} = F(L), \end{aligned} \quad (44)$$

where functions $h(z)$ and $g(z)$ are determined by (25). For considered parameters [16], equation (44) is applicable, for example, when $L \leq 10$ km. The function $F(L)$ for $V_{a1}=V_{a2}=V_a=3$ V, $y_1=y_2=y=0.1$ m, and $\varphi_1=\varphi_2=0$ is plotted in Fig. 3.

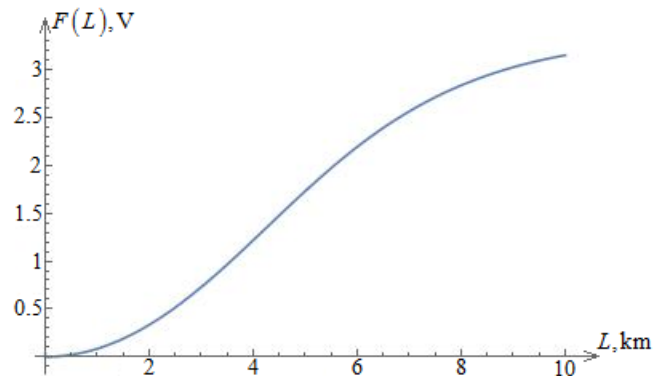


Fig. 3

Conclusion

1. The analysis of conditions for effective protection against electrochemical corrosion of the electrotechnical complex “underground pipeline – a group of cathodic protection stations” made it possible to obtain their unique following features. The heterogeneity of soil has an effect on the gradient of the protective potential of cathodic stations, the point inhomogeneities in the form of crossings of railways, highways, cable underground lines of power transmission and the stochastic nature of the mutual influence of specified factors on the resulting type of electromagnetic field from a group of cathodic stations.

2. Taking into account the mandatory compliance with strict requirements for the distribution of protective potential along the entire length of pipeline, this article presents the mathematical modeling of protective potential distribution under reasonable initial conditions and assumptions. The assumption on the homogeneous nature of soil and the constant resistance of insulation made it possible to obtain the limiting values of potential variation depending on the physical parameters of the pipeline, time and distance.

3. The use of the proposed analytical and graphical dependences for various operating conditions of cathodic stations on longitudinal coordinate allows to improve significantly the quality of the formation of protective potential function. This characterizes the obtained scientific results in relation to the evaluation of energy-efficient modes of underground pipeline protection against electrochemical corrosion.

4. The results of modeling of external electric field along the underground pipeline revealed the possible limits in protective potential variation depending on the initial voltage phase of neighboring stations. The variable nature of the function of protective potential at the distance of 0–3000 m determines the need and importance to take into account the complex inhomogeneities for the development of universal method for selecting the technical parameters of electrotechnical protection complex and optimal operation mode.

1. Strizhevskij I.V., Dmitriev V.I. Theory and calculation of the influence of an electrified railway on underground metal structures. Moskva: Izdatelstvo stroitelnoi literatury, 1967. 249 p. (Rus).

2. Kulikov P., Aziukovskiy O., Vahonova O., Bondar O., Akimova L., Akimov O. Postwar Economy of Ukraine: Innovation and Investment Development Project. *Economic Affairs*. 2022. Vol. 67. No 5. Pp. 943–959. DOI: <https://doi.org/10.46852/0424-2513.5.2022.30>.

3. Montanari G.C., Fabiani D., Morshuis P., Dissado L. Why residual life estimation and maintenance strategies for electrical insulation systems have to rely upon condition monitoring. *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2016. Vol. 23(3). Pp. 1375–1385. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2015.005613>.

4. Kucheriava I.M. Potential means for mitigation of magnetic field generated by underground power cables in polyethylene pipes made of composite magnetic material. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 3. Pp. 3–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.03.003> (Ukr).

5. Aziukovskiy A. The electrochemical cathodic protection stations of underground metal pipelines in uncoordinated operation mode. CRC Press. Balkema is an imprint of the Taylor & Francis Group, an informa business. London, UK, 2013. Pp. 47–55.

6. Shcherba M.A. Multi-physical processes during electric field disturbance in solid dielectric near water micro-inclusions connected by conductive channels. IEEE 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, Ukraine, June 7-11, 2016. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521842>.
7. Shcherba M., Shcherba A., Peretyatko Y. Mathematical Modeling of Electric Current Distribution in Water Trees Branches in XLPE Power Cables Insulation. Proc. IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS 2020)*. Kyiv, Ukraine, May 12-14, 2020. Pp. 353–356. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160293>.
8. Kyrylenko O.V., Shcherba A.A., Kucheriava I.M. Intellectual technologies for monitoring of technical state of up-to-date high-voltage cable power lines. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 6. Pp. 29–40. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.029> (Ukr).
9. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The study of magnetic field of power cables in polyethylene pipes with magnetic properties. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 15–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.015> (Ukr).
10. Artemenko M.Yu., Batrak L.M., Polishchuk S.Y. Current Filtering in Three-Phase Three-Wire Power System at Asymmetric Sinusoidal Voltages. Proceedings of the IEEE 38th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine, 24–26 April 2018. Pp. 611–616. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2018.8477580>.
11. Franchuk V.P., Ziborov K.A., Krivda V.V., Fedoriachenko S.O. Influence of thermophysical processes on the friction properties of wheel – rail pair in the contact area. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2018. No 2. Pp. 46–52. DOI: <https://doi.org/10.29202/nvngu/2018-2/7>.
12. Beshta O., Beshta D., Balakhontsev O., Khudoliy S. Energy saving approaches for mine drainage systems. *Technical and Geoinformational Systems in Mining: School of Underground Mining*. London: CRC Press, 2011. Pp. 29–32.
13. Pivnyak G., Beshta A., Balakhontsev A. Efficiency of water supply regulation principles. *New Techniques and Technologies in Mining*. London: CRC Press, 2011. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1201/b113292>.
14. Pivnyak G., Zhezhelchenko I., Papaika Y. Estimating economic equivalent of reactive power in the systems of enterprise power supply. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2016. No 5. Pp. 62–66.
15. Pivnyak G., Rogoza M., Papaika Y., Lysenko A. Traction and energy characteristics of nocontact electric mining locomotives with AC current thyristor converters. *Power Engineering, Control and Information Technologies in Geotechnical Systems*. London: CRC Press, 2015. 220 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/b18475>.
16. Beshta A., Beshta A., Balakhontsev A., Khudoliy S. Performances of asynchronous motor within variable frequency drive with additional power source plugged via combined converter. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*. Kyiv, Ukraine, 17–19 April 2019. Pp. 156–160. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764192>.

УДК 621.314

ЗАКОНОМІРНОСТІ ФОРМУВАННЯ ЗАХИСНОГО ПОТЕНЦІАЛУ ПІДЗЕМНИХ СТАЛЕВИХ ТРУБОПРОВІДІВ В УМОВАХ НЕОДНОРІДНОГО СЕРЕДОВИЩА

О.О. Азюковський, канд. техн. наук, **Ю.А. Папаїка**, докт. техн. наук, **В.М. Горєв**, канд. техн. наук, **М.В. Бабенко**
 НТУ «Дніпровська політехніка»,
 пр. Дмитра Яворницького, 19, Дніпро, 49005, Україна.
 E-mail: papaika.vu.a@nmu.one.

У роботі виконано моделювання розподілу захисного потенціалу станцій електрохімічного захисту на основі отриманих функціональних залежностей. Початкові умови прийнято для типового сортаменту металопрокату, що застосовується для підземного газопостачання. На початковому етапі моделювання стохастичний характер зміння параметрів ґрунтів не враховано. Розподіл захисного потенціалу підземного трубопроводу в функції двох змінних (часу та дистанції) показав взаємний вплив сусідніх станцій на формування захисної зони. Отримано нові залежності режимних параметрів електротехнічного комплексу електрохімічного захисту від комплексу змінних, що характеризують джерело живлення, фізичні розміри трубопроводу та варіативне розташування активних катодних станцій. Експериментальні дослідження режимів станцій електрохімічного захисту на об'єктах газотранспортної системи України підтвердили адекватність запропонованих аналітичних моделей. Бібл. 16, рис. 3.

Ключові слова: підземні трубопроводи, електрохімічна корозія, катодний захист, захисний анод, комплекс електрохімічного захисту, захисний потенціал.

Надійшла 20.11.2023
 Остаточний варіант 13.02.2024

НАУКОВА КОНЦЕПЦІЯ СТВОРЕННЯ ВИСОКОВОЛЬТНИХ МОБІЛЬНИХ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ РЕЗОНАНСНОГО ТИПУ ЗІ ШВИДКОДІЮЧИМИ КЕРУВАННЯМ І ПАРАМЕТРИЧНОЮ СТАБІЛІЗАЦІЄЮ РЕЖИМІВ НАВАНТАЖЕННЯ

А.А. Щерба^{*}, чл.-кор. НАН України, Д.В. Вінниченко^{**}, канд. техн. наук,

Н.І. Супруновська^{***}, докт. техн. наук

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

E-mail: anat.shcherba@gmail.com; vdvvs@gmail.com; iednat1@gmail.com.

Розроблено наукову концепцію створення мобільних високовольтних безтрансформаторних електротехнічних систем (ЕТС) резонансного типу на основі реалізації в них послідовного високооборотного індуктивно-ємнісного контуру (ІСК) та високочастотного (ВЧ) синусоїдного струму, цілеспрямованим регулюванням частоти якого забезпечується максимальне підвищення величини змінної напруги на навантаженні ЕТС. Значне збільшення частоти струму в ІСК забезпечує відповідне зменшення імпульсної електроенергії в навантаженні ЕТС та підвищення швидкодії керування і стабілізації його режимів навіть у разі зменшення його електричного опору до нуля, характерному для пробою ізоляції. В ІСК використовували котушки індуктивності добротністю $Q_L \sim 270$ (виготовлені авторами з багатожильних ізольованих скручених мідних проводів типу "літцендрат") та керамічні конденсатори ємністю $\sim 3,5$ нФ і добротністю $Q_C > 1000$. Під час формування резонансних струмів частотою ~ 40 кГц в цих ІСК реалізовували максимальну добротність $Q_{ІСК} \sim 260$ і відповідне відношення вихідної напруги ЕТС до вхідної без використання підвищувальних трансформаторів. Зокрема, у разі підключення ЕТС до джерела напруги 220 В на виході ЕТС можливо отримувати напругу з амплітудним значенням до 78 кВ. Використання даної концепції значно зменшує масо-габаритні характеристики ЕТС, що дає підстави для створення мобільних, а за необхідності і автономних ЕТС – з електроживленням від акумуляторів. Дана концепція спрямована саме на створення мобільних ЕТС для моніторингу та діагностики високовольтної ізоляції силових кабелів і потужних електричних машин типу турбогенераторів атомних електростанцій (АЕС) та інших високовольтних энергооб'єктів критичної інфраструктури України в місцях їхнього розташування, що є важливим у даний воєнний період. ЕТС такого типу може використовуватися і для заряду до високих напруг ємнісних накопичувачів енергії (СНЕ) електророзрядних установок (ЕРУ) для виробництва електроіскрових мікро- і нанопорошків з унікальними властивостями та для високовольтної електрогідроімпульсної обробки різних матеріалів і середовищ. Бібл. 40, рис. 4.

Ключові слова: електротехнічна система, змінний струм, індуктивно-ємнісний контур, послідовний резонанс, заряд, напруга, розряд, добротність, висока частота, імпульсна енергія, літцендрат.

Необхідність підвищення безпеки й надійності потужного електрообладнання енергетичних об'єктів критичної інфраструктури України у воєнний і повоєнний періоди загострює проблему необхідності мобільного моніторингу технічного стану його електроізоляції та визначення умов її подальшого використання. Розвинені країни Європи, Америки та Азії випробування електроізоляції такого обладнання проводять планово в стаціонарних лабораторіях. Вчені Інституту електродинаміки НАН України (м. Київ), ПАТ "Завод Південкабель" (м. Харків), НТУ України "Київський політехнічний інститут ім. І.Сікорського" і НТУ "Харківський політехнічний інститут" розробили електротехнологічний комплекс серійного виробництва та сертифікації вітчизняних кабельних систем світового рівня зі "зшитого" поліетиленовою (ЗПЕ) ізоляцією на напругу до 400 кВ [1]. Зараз ПАТ "Завод Південкабель", на території якого створено цей комплекс, є єдиним в Україні виробником новітньої вітчизняної кабельно-провідникової продукції (КПП) на всі класи напруги до 400 кВ для потужних энергооб'єктів критичної інфраструктури України та об'єктів спеціального призначення. Вказана КПП

© Щерба А.А., Вінниченко Д.В., Супруновська Н.І., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-0200-369X>; ** <https://orcid.org/0000-0002-8894-860X>;

*** <https://orcid.org/0000-0001-7499-9142>

використовується також задля відновлення роботи промислових і комунальних енергетичних об'єктів нашої Батьківщини, зруйнованих російським агресором.

Задля випробування КПП підвищеною синусоїдною напругою до 500 кВ згідно стандарту СОУ-Н МЕВ 40.1-37471933-49:2011 [2] з визначенням електричних характеристик її ЗПЕ ізоляції для міжнародної сертифікації на ПАТ "Завод Південкабель" створено електротехнічну систему (ЕТС) з послідовним резонансним індуктивно-ємнісним контуром (ІЕК) добротністю від 20 до 40 у разі протікання синусоїдного струму частотою 50 Гц. Для реалізації такої добротності використано електрообладнання провідних фірм Європи і США, зокрема 2 низькочастотних індуктори фірми Hirotronics (США) масою по 18 т кожний [1]. ЕТС підключається до лінійної напруги 380 В трифазної промислової електромережі частотою 50 Гц, а для підвищення напруги до 500 кВ в ЕТС крім резонансного ІЕК використовують також підвищувальні автотрансформатор Пашена та додатковий однофазний трансформатор. Аналогічну структуру мають ЕТС таких відомих виробників високовольтної КПП, як АВВ (Німеччина), Nexans (Франція), Bruggkabel (Бельгія), Sumitomo Electric (Японія) та Okonite (США) [1].

Вказані ЕТС забезпечують точне (з похибкою, меншою 2 пКл) вимірювання рівня часткових розрядів (ЧР) в ізоляції високовольтної КПП. Найбільш важливою властивістю таких ЕТС є наявність параметричної стабілізації струму в колах їхнього навантаження навіть за швидкого змінення його електричного опору у разі пробою електроізоляції енергооб'єктів під час її випробування підвищеною напругою. Причому на відміну від ЕТС трансформаторного типу, в яких пробій ізоляції викликає струм короткого замикання недопустимої величини, при пробі ізоляції навантаження ЕТС резонансного типу електричний опір ізоляції, напруга на ній і вихідний струм ЕТС швидко прямують до нуля. Але котушки індуктивності та трансформатори таких ЕТС створені для протікання низькочастотних великих струмів і мають обмежену добротність (< 40) і великі масо-габаритні показники [1]. Ці обставини не дають змоги використовувати такі ЕТС для мобільного моніторингу ізоляції енергооб'єктів в місцях їхнього розташування, що необхідно для забезпечення швидкої діагностики високовольтної ізоляції енергооб'єктів України в даний воєнний час.

Зауважимо, що дослідження властивостей ЕТС резонансного типу з використанням ІЕК, в яких протікали низькочастотні синусоїдні струми, проводили ще у ХХ столітті багато науковців, зокрема Інституту електродинаміки НАН України (м. Київ) під керівництвом О.М. Міляха та І.В. Волкова [3–5]. Проте основні дослідження були спрямовані на визначення оптимальних умов стабілізації низькочастотного струму (в основному частотою 50 Гц) у навантаженні у разі змінення його електричного опору. При цьому у роботі [4] було вказано, що на умови стабілізації синусоїдного струму в навантаженні ІЕК ще у 1891 році звертав увагу відомий французький електротехнік Поль Бушеро. Подальші дослідження стабілізуючих властивостей низькочастотних резонансних ІЕК обґрунтували ефективність їх використання для електроживлення зварювальних дуг [6], регулювання швидкості приводів постійного струму [7], зарядки акумуляторів [8] і накопичувальних конденсаторів [9]. Проводилися також дослідження особливостей використання в ІЕК несинусоїдних напруг (власне урахування вищих гармонічних складових) [10]. Наразі актуальність такого урахування збільшується як у зв'язку зі зростанням частки електроенергії, що генерується вітро- та сонячними електростанціями, які використовують проміжні напівпровідникові перетворювачі, так і внаслідок експлуатації сучасних технологічних установок та систем інформаційного зв'язку, комп'ютерних систем, тощо.

У роботі [11] проведено дослідження ЕТС з використанням проміжного перетворювача частоти та ІЕК, у колах якого можуть протікати струми підвищеної частоти, але для отримання високих вихідних напруг у навантаженні ЕТС все ж таки використовували підвищувальні високовольтні трансформатори. На нашу думку в роботах [6–12] відбувся розвиток тієї ж концепції створення потужних ЕТС з послідовними ІЕК, в яких резонансні процеси досліджували задля формування у навантаженні великих синусоїдних струмів, не залежних від електричного опору навантаження. А частота цих струмів була не важливою. Тим більше, що для її підвищення необхідно було створювати додаткові потужні пристрої – напівпровідникові перетворювачі частоти, по суті випрямлячі та інвертори, що суттєво ускладнювало реалізацію у навантаженні незмінних синусоїдних струмів підвищеної частоти. Більше того, реалізація надвеликих добротностей в ІЕК відповідає режимам їхнього холостого ходу, які в роботах [3–12] вважалися аварійними і недопустимими.

Розвиток імпульсної електротехніки в напрямку інтенсифікації досліджень з використання потужних імпульсних розрядів у навантаженні показав необхідність удосконалення принципів побудови та оптимізації ЕТС з ІЕК [12]. Проте концепція створення ЕТС резонансного типу не отримала подальшого розвитку в напрямку реалізації в їхніх ІЕК надвисоких добротностей і відповідно високих напруг

без використання високовольтних трансформаторів. Удосконалення імпульсної техніки пішло в напрямку розробки нових методів електрофізичної та електрохімічної обробки матеріалів [13, 14] та розробки узагальнюючих основ теорії зарядних і розрядних електричних кіл ємнісних накопичувачів енергії (ЄНЕ) [15]. Зокрема було показано, що для урахування стохастичного змінення електричного опору навантаження у процесі аналізу перехідних процесів у колах електророзрядних установок (ЕРУ) ефективним є метод різницевого рівнянь [16, 17]. А в роботах [18, 19] було показано, що під час створення ЕРУ для технологій виробництва електроіскрових мікро- і нанопорошків з унікальними характеристиками бажано не тільки використовувати батарею паралельно з'єднаних конденсаторів, але й враховувати перерозподіл між ними електроенергії в залежності від розкиду їхніх власних характеристик та напруг [20]. Для коригування розподілу за розмірами електроіскрових частинок, які отримують в ЕРУ, бажано урахувати залежність втрат електроенергії в паралельно з'єднаних конденсаторах від початкових напруг і співвідношення їхніх ємностей [21].

Проте, з часом у роботах [22–24] було показано, що для зарядки ЄНЕ до високих напруг можна створювати ЕТС резонансного типу без підвищувальних трансформаторів. Зокрема було створено високовольтні ЕРУ для електроіскрової обробки вуглецевмісних газів типу пропан-бутан з отриманням нановуглецевих матеріалів з унікальними властивостями [22, 23]. Таким чином, було розширено можливості ЕТС резонансного типу як науково-технічного рішення для розробки новітніх електророзрядних технологій отримання різних мікро- і нанозміцнених конструктивних матеріалів [18, 19, 22, 23, 25].

Проте, у теперішній воєнний період в Україні зростає інтенсивність руйнування російським агресором потужних енергооб'єктів критичної інфраструктури, тому головним пріоритетом даної статті є аналіз результатів наукових досліджень, спрямованих на вирішення проблеми мобільного моніторингу технічного стану високовольтної електроізоляції таких найбільш розвинених і вразливих енергооб'єктів, як силові кабелі ліній електропередачі (ЛЕП) напругою до 35 кВ [26–29] та крупні електромашини типу турбогенераторів АЕС та інших потужних асинхронних і синхронних електромашин [30–33]. Діагностику ізоляції таких енергооб'єктів можливо здійснювати на основі контролю величини струмів витоку за підвищеної напруги [34–36] і вимірювання рівня часткових розрядів (ЧР) за підвищеної напруги та сталій її частоті або за підвищеної частоті та сталій величині напруги [28, 37]. Під час формування високочастотної вхідної напруги ІСК важливо використовувати ефективні методи оптимізації динамічних втрат електроенергії на ключах напівпровідникових перетворювачів [38, 39].

Дуже важливим є створення мобільних і автономних ЕТС, здатних здійснювати швидкий моніторинг і діагностику високовольтної електроізоляції безпосередньо на енергооб'єктах, тому такі ЕТС повинні мати незначні масо-габаритні показники, підвищену стійкість до аварійних режимів під час пробою досліджуваної ізоляції та високу добротність ІСК, величину якої бажано точно регулювати.

Тому основною метою даної роботи була розробка нової наукової концепції створення мобільних високовольтних безтрансформаторних ЕТС резонансного типу на основі реалізації в них послідовного високочастотного та ВЧ синусоїдного струму, цілеспрямованим регулюванням частоти якого забезпечується багатократне підвищення величини змінної напруги на навантаженні ЕТС з одночасним зменшенням електроенергії в кожному імпульсі струму.

Такі мобільні та автономні ЕТС повинні здійснювати швидкий моніторинг і діагностику високовольтної електроізоляції безпосередньо на енергооб'єктах і тому мати невеликі масо-габаритні показники та підвищену стійкість до виникнення аварійних режимів під час пробою досліджуваної ізоляції і високу добротність ІСК, величину якої можливо точно регулювати змінням частоти струму в ІСК.

Слід також враховувати, що підвищення частоти струму в ІСК збільшує швидкість керування і стабілізації режимів навантаження та зменшує в ньому імпульсну енергію без змінення їхньої середньої потужності навіть за швидкого зменшення його електричного опору майже до нуля, як при електропробі ізоляції. В той же час введення цілеспрямованого регулювання частоти струму в ІСК може забезпечувати реалізацію найбільшої добротності ІСК і відповідно найбільшої величини напруги на навантаженні ЕТС. Тому під час розробки нової наукової концепції створення високовольтних ЕТС резонансного типу, здатних реалізувати вихідні напруги в десятки кіловольт, використано наступні підходи.

1. Підвищення в тисячі разів частоти $\omega = 2\pi f$ резонансного струму в ІЕК і введення цілеспрямованого регулювання частоти цього струму, яке забезпечує реалізацію найбільшої добротності ІЕК і відповідно найбільшої напруги на навантаженні ЕТС, що порівняно з явищами, виникаючими в ЕТС через протікання в них струмів промислової частоти 50 Гц, призводить до:

а) збільшення швидкодії керування і параметричної стабілізації режимів навантаження ЕТС;

б) пропорційного збільшення у тисячі разів реактивного опору котушки $X_L = \omega L$ (де L – величина її індуктивності);

в) зменшення величини струму та активних втрат електроенергії в котушці;

г) зменшення енергій $W_L = 0,5 LI_L^2$ та $W_C = 0,5 CU_C^2$, які накопичуються в реактивних елементах ІСК і руйнують електроізоляцію через виділення в ній такої енергії під час її електропробою;

д) багатократного підвищення добротності Q_L котушки, оскільки її активний опір R_L зростає не так швидко, як реактивний $X_L = 2\pi fL$, особливо за частотах струму $f < 10$ кГц, за яких ефект витіснення струмів на поверхню є незначним;

е) широкодіапазонного регулювання вихідної напруги ЕТС у разі змінення частоти струму в ІСК менше, ніж на 0,5 кГц (менше 20%), що викликає зменшення втрат в ньому електроенергії та реалізацію найбільш можливих добротності та вихідної напруги ЕТС.

2. *Виготовлення котушок ІСК із багатожильних ізольованих тісно скручених між собою тонких мідних проводів типу "літцендрат", використання яких забезпечує:*

а) суттєве (в одиниці–десятки разів) підвищення добротності котушки $Q_L = 2\pi fL/R_L$ у разі протікання в її проводі струму частотою $f > 10$ кГц;

б) підвищення в Q_L разів напруги на котушці та конденсаторі у разі протікання в ІСК резонансних струмів, виникаючих за $X_L = 2\pi fL = (2\pi fC)^{-1}$;

в) зменшення в $Q_{ІСК} > 250$ разів напруги і відповідно струму в навантаженні за швидкого зменшення його електричного опору майже до нуля зокрема при електропробі ізоляції).

У даній роботі у разі резонансу напруг в послідовному ІСК вихідна напруга на навантаженні, підключеному до одного з реактивних елементів, є пропорційною добротності $Q_{ІСК}$ (у даній роботі було досягнуто $Q_{ІСК} > 250$, а під час виникнення аварійних режимів, близьких до короткого замикання (КЗ) електричного опору навантаження, напруга і струм в ньому будуть швидко (за час, менший від півперіода змінення резонансного струму в ІСК) параметрично зменшуватися в $Q_{ІСК}$ разів.

Значення добротності $Q_{ІСК}$ в основному визначається добротністю його дроселя, найбільше значення якої у роботах [1, 3–10, 12] було $Q_{ІСК} = 40$. Це дало змогу зменшити у 40 разів потужність живлення установки визначення рівня ЧР в ЗПЕ ізоляції сучасних кабелів на напругу до 400 кВ та величину можливих струмів короткого замикання у разі пробою ізоляції. Проте використання в установці низькочастотних напруг і струмів та відповідних дроселя, автотрансформатора і підвищувального трансформатора не дає можливості отримувати малі масо-габаритні параметри для створення мобільних випробувальних установок. Крім цього, в дроселі установки в роботі [1] використовують магнітопровід з повітряним проміжком, що обмежує діапазон лінійного змінення його індуктивності.

У даній роботі добротність дроселя збільшено до 270 за рахунок підвищення частоти вхідної напруги ІСК, використання проводу типу "літцендрат", в якому суттєво зменшено вплив "поверхневого ефекту" і величина активного опору проводу, та цілеспрямованого регулювання частоти струму в ІСК, що забезпечує реалізацію в ньому найбільшої добротності згідно рекомендацій роботи [40] та найбільшого підвищення величини напруги на навантаженні ЕТС.

У високовольтних резонансних системах бажано використовувати повітряні секціоновані котушки індуктивності, оскільки секціонування збільшує робочу напругу такої котушки та зменшує її власну ємність [40]. Зазвичай використовують від 3 до 8 секцій. У даних дослідженнях автори використовували 2 котушки: першу 4-секційну з індуктивністю 23,2 мГн і активним опором 12,7 Ом – за робочій напрузі до 35 кВ, а другу 8-секційну з індуктивністю 186,5 мГн і активним опором 34,7 Ом – за робочій напрузі до 50 кВ. Обидві котушки добре працювали під час протікання струмів частотою від 5 до 40 кГц. Секції котушок виконувалися з квадратним перерізом та відношенням середнього діаметру до довжини, рівним приблизно трьом, згідно рекомендацій роботи [40], за якими така котушка має найбільше відношення індуктивності до активного опору. Щодо добротності конденсаторів, то сучасні керамічні конденсатори мають добротність в декілька тисяч.

Чим більшою є частота струму, тим швидшим буде керування режимами і захист навантаження, оскільки вони є параметричними, тобто базуються на властивостях резонансного ІСК, і тому тривалість керування і захисту електроізоляції від імпульсного пробою не може бути більшою від півперіоду напруги в ньому, тобто тривалості часу, за який напруга на ізоляції досягне нульового значення. У разі використання струму частотою 50 Гц тривалість півперіоду його змінення становить 10 мс, а за частоти 50 кГц – 10 мкс, тобто час керування режимами і захист від аварійних режимів зменшується в 1000 разів. Крім цього, доза енергії W , що передається у навантаження, за незмінній середній потужності P значно зменшується, якщо частота f збільшується, оскільки $W = P/f$. Таким

чином, у разі збільшення частоти від 50 Гц до 50 кГц ця доза енергії зменшиться в 1000 разів. Крім цього, підвищення частоти струмів в ІСК за незмінній середній потужності ЕТС призводить до передачі в навантаження енергії значно меншими порціями, що підсилює захист ЕТС.

Слід також зауважити, що під час моніторингу високовольтної ізоляції лобових частин турбогенераторів АЕС вимірювані струми витоку не повинні перевищувати значення 0,2 мА у разі прикладання напруги 40 кВ, що відповідає імпульсній потужності ЕТС резонансного типу $P_{\text{імп}} = 8$ ВА. Наразі створення високочастотних (до 100 кГц) інверторів потужністю до 10 ВА, що мають незначні динамічні втрати електроенергії в своїх напівпровідникових ключах, не є проблемою, і такі інвертори вже широко використовуються в імпульсній електротехніці [22–25], що дає змогу достатньо надійно реалізувати нову концепцію створення високочастотних безтрансформаторних ЕТС резонансного типу з цілеспрямованим регулюванням частоти струму в ІСК, що забезпечує найбільше резонансне підвищення величини високочастотної змінної напруги на навантаженні ЕТС. При цьому електроенергія в кожному імпульсі струму буде зменшуватися пропорційно збільшенню частоти струму. Зменшуватися будуть і масо-габаритні показники ЕТС, що дає можливість створювати їх мобільними і автономними.

Тому у даній роботі розроблено нову наукову концепцію створення високовольтних ЕТС резонансного типу на основі реалізації в них послідовних високодобротних ІСК і ВЧ резонансних струмів, здатних викликати багатократне підвищення змінної напруги на реактивних елементах ІСК і на навантаженні, підключеному паралельно до одного з них, та забезпечувати значне зменшення імпульсної енергії ЕТС без змінення їхньої середньої потужності та збільшення швидкодії керування і параметричної стабілізації режимів навантаження навіть за швидкого зменшення його електричного опору майже до нуля, як при електропробі ізоляції.

Вказане багатократне підвищення напруги до 40–70 кВ на виході ЕТС резонансного типу, ІСК яких мають добротності більше 250, не є аварійним режимом, оскільки такі ЕТС спрямовані на вимірювання струмів витоку величиною до 0,2 мА високовольтної ізоляції силових кабелів, турбогенераторів та інших крупних електричних машин. Потужність цих ЕТС не перевищує 20 Вт у разі виникнення на виході ЕТС як короткого замикання, так і розриву, причому робочий режим ЕТС та ІСК по суті є дуже близьким до так званого холостого режиму або розриву вихідного кола ЕТС. Саме для того, щоб такий режим був не аварійним, а контрольованим робочим режимом, нова концепція передбачає використання регулювання частоти струму в ІСК задля реалізації максимальних значень його добротності та вихідної напруги. Для їх зменшення знову ж таки використовується контрольоване регулювання частоти резонансного струму.

Цим нова концепція суттєво відрізняється від відомої концепції, яку представлено в роботах [3–12] і базується на реалізації достатньо потужних ЕТС з ІСК для стабілізації великих низькочастотних синусоїдальних струмів у навантаженні, і для якої реалізація надвисоких добротностей (більше 250) є суттєво аварійним режимом, за якого від вхідного джерела синусоїдної напруги потужність споживання електроенергії буде надвеликою.

Формування резонансних струмів частотою ~ 40 кГц в ІСК, що має виготовлену з багатожилевих ізольованих і скручених між собою мідних проводів типу "літцендрат" котушку індуктивністю ~ 25 мГн і добротністю ~ 270 та керамічний конденсатор ємністю $\sim 3,5$ нФ і добротністю > 1000 , забезпечує реалізацію в ІСК добротності $Q_{\text{ІСК}} \sim 260$ та відповідне відношення вихідної напруги ЕТС до вхідної без використання підвищувальних трансформаторів. У разі підключення такого ЕТС до джерела змінної напруги 220 В на виході ЕТС можна формувати напругу до 75 кВ, проте значним зміненням частоти струмів можливо реалізувати вихідну напругу до 40 кВ, як показано на рис. 1.

При цьому в електричних колах ЕТС будуть суттєво (в декілька разів) зменшені втрати електроенергії та її масо-габаритні характеристики. Виникає можливість створення зразків як мобільних (масою до 5 кг), так і автономних – з електроживленням від акумуляторів.

На рис. 1 представлено структурну схему силової частини експериментального зразку такої високовольтної ЕТС резонансного типу.

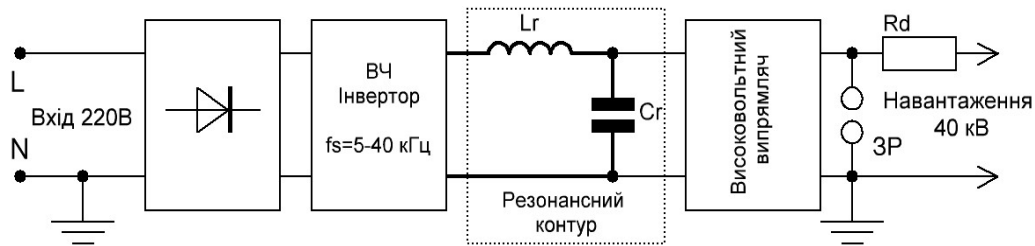


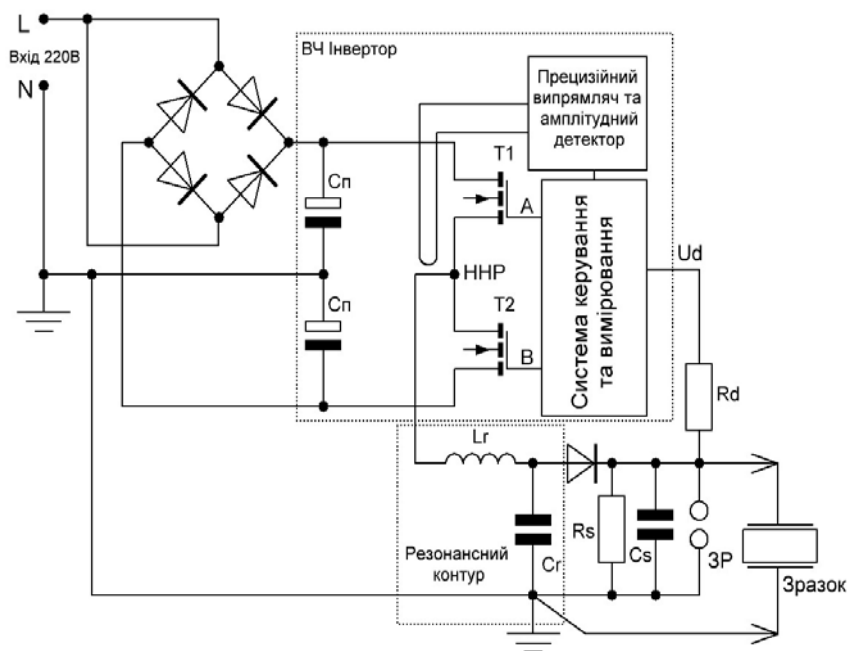
Рис. 1

Таку ЕТС можна підключати до джерела змінної напруги 220 В, яким може бути звичайна електромережа або автономна система електроживлення.

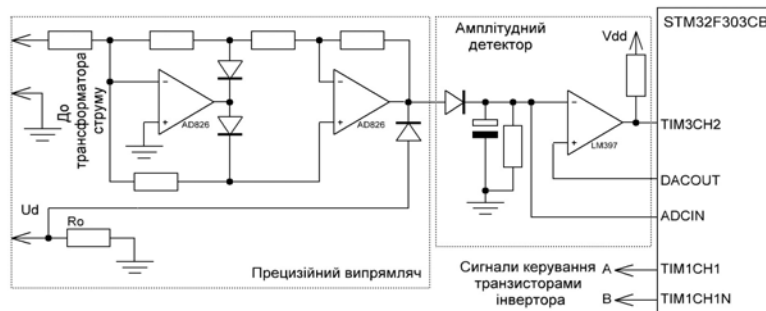
Силова частина ЕТС складається з:

- вхідного випрямляча, на виході якого відбувається подвоєння напруги;
- високочастотного напівмостового інвертора напруги, що формує напруги частотою 5 – 40 кГц;
- резонансний $L_r C_r$ контур;
- високовольтний випрямляч, на виході якого через захисний розрядник ЗР підключається навантаження (зразок ізоляції кабелю, що діагностується).

На рис. 2 показано детальну структурну схему силової частини експериментального зразку ЕТС (рис. 2, а) і система керування режимами транзисторів інвертора цієї ЕТС (рис. 2, б)



а



б

Рис. 2

Така архітектура схеми зумовлена, по-перше, тим, що один з виходів інвертора має прямий електричний контакт з нейтраллю і заземленням. Тому задля забезпечення режимів роботи ЕТС можна заземлити як резонансний конденсатор C_r , так і навантаження (зразок ізоляції). По-друге, подвійна напруга на силових шинах інвертора дає змогу додатково збільшити максимальну вихідну напругу на виході інвертора (точка ННР) (незалежно від цілеспрямованого підвищення добротності ІСК контуру) та використати конденсатори подвоювача напруги як середню точку напівмосту інвертора.

Система керування інвертором (рис. 2, б) базується на мікроконтролері STM32F303CB. Він використовується для формування сигналів керування транзисторами T1 та T2 інвертора та вимірювання вихідної напруги та струму резонансного контуру.

Оскільки навантаженням ЕТС виступає ізоляція високовольтного кабелю, на схемі її відображено ємністю C_s відрізка кабелю, що діагностується, та опором витoku його ізоляції R_s .

Під час діагностування ізоляції кабелів різного класу напруги необхідно створювати різну вихідну напругу ЕТС. Тому розробка принципу регулювання вихідної напруги такої ЕТС є актуальною задачею.

Авторами проведено дослідження частотної залежності вихідної напруги резонансного послідовного LC контуру з метою її використання для стабілізації та регулювання вихідної напруги такої ЕТС під час діагностування високовольтної ізоляції кабелів різних класів напруги.

На рис. 3 наведено схему для імітаційного моделювання засобами LTSpice безтрансформаторного ЕТС резонансного типу, структурну схему якого показано на рис. 2, а.

Під час моделювання досліджувалися параметри резонансного кола, що відповідають реальним параметрам досліджуваних елементів ІСК: $L_r = 23,2$ мГн, $C_r = 3,47$ нФ, $R_L = 12,7$ Ом. Напруга живлення ЕТС була 20 В. Частота вихідної напруги змінювалася в діапазоні від 17,6 кГц до 18 кГц.

Використовуючи сучасні керамічні конденсатори і котушку, виготовлену з багатожильних ізольованих скручених мідних проводів типу "літцендрат", було отримано добротність резонансного кола ЕТС в діапазоні $Q = 100\text{--}260$ при добротності його елементів: $Q_L = 100\text{--}270$; $Q_C > 1000$.

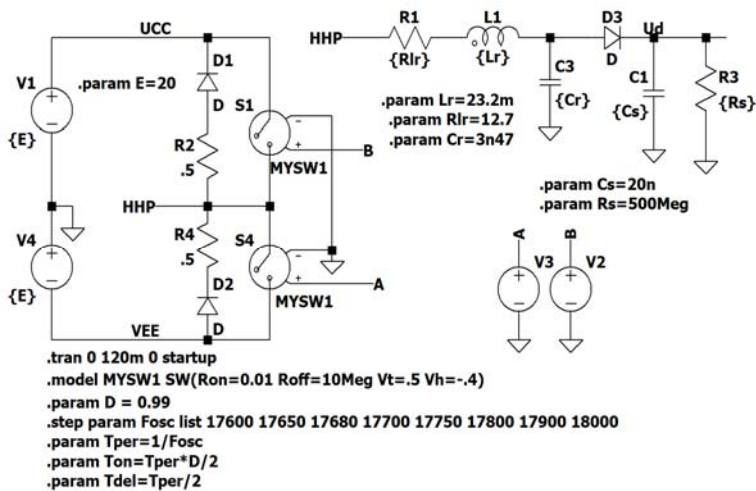


Рис. 3

На рис. 4 наведено результати імітаційного моделювання змінення у часі вихідної напруги ЕТС (напруги $V(u_d)$ на конденсаторі C_s), в залежності від частоти вихідної напруги (частоти переключення транзисторів інвертора T1 та T2).

Аналіз епюр на рис. 4 показує, що вихідну напругу ЕТС (напругу $V(u_d)$ на конденсаторі C_s) можна регулювати в широкому діапазоні, змінюючи її частоту. Так за порівняно незначного (порядку 2–3%) змінення частоти вихідної напруги (від 17,6 кГц до 18 кГц) – величина самої напруги ($V(u_d)$) регулюється в широкому діапазоні (від 5,3 кВ до 600 В, тобто змінюється на 883%). Тому в указаному діапазоні керуванням частотою можна змінити напругу майже на порядок. Таким чином можна створювати різну вихідну напругу ЕТС під час діагностування високовольтної ізоляції кабелів різних класів напруги.

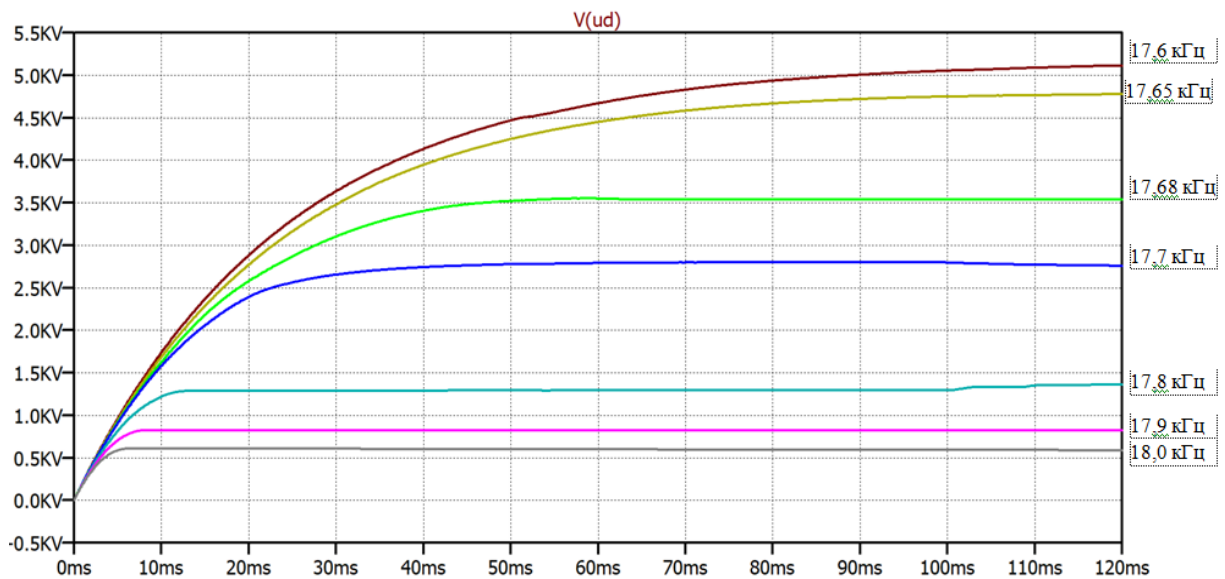


Рис. 4

Оскільки в системі реалізовано зворотній зв'язок по напрузі (через подільник R_d-R_o), то можна використовувати цифровий пропорційно інтегральний диференційний (ПІД) регулятор вихідної напруги частотним способом.

Висновки.

1. Розроблено нову наукову концепцію створення мобільних високовольтних безтрансформаторних електротехнічних систем резонансного типу на основі реалізації в них послідовного високодобротного індуктивно-ємнісного контуру та високочастотного резонансного синусоїдного струму, цілеспрямованим регулюванням частоти якого забезпечується реалізація максимальної добротності індуктивно-ємнісного контуру і максимальне підвищення величини змінної напруги на навантаженні такої електротехнічної системи.

Нова наукова концепція призначена для створення нових мобільних електротехнічних систем резонансного типу, здатних формувати напругу до 75 кВ для моніторингу технічного стану високовольтної ізоляції силових кабелів, потужних електричних машин та інших енергооб'єктів критичної інфраструктури України.

2. Значне збільшення частоти струму в індуктивно-ємнісному контурі забезпечує відповідне зменшення імпульсної електроенергії в навантаженні електротехнічних систем резонансного типу та підвищення швидкодії керування і стабілізації його режимів навіть у разі зменшення його електричного опору до нуля, характерному для пробою високовольтної електроізоляції енергооб'єктів критичної інфраструктури України.

3. Формування резонансних струмів частотою до 50 кГц в індуктивно-ємнісному контурі, що має виготовлену з багатожильних ізольованих і скручених між собою мідних проводів типу "літцендрат" котушку індуктивністю ~ 25 мГн і добротністю ~ 270 та керамічний конденсатор ємністю $\sim 3,5$ нФ і добротністю більше 1000, забезпечує реалізацію в індуктивно-ємнісному контурі добротності $Q_{\text{ІЕК}} \sim 260$ та відповідне відношення вихідної напруги електротехнічних систем до вхідної без використання підвищувальних трансформаторів. При підключенні електротехнічної системи до джерела змінної напруги 300 В на виході мобільної системи масою до 5 кг виникає напруга до 75 кВ. За необхідності така система може бути автономною – з електроживленням від акумуляторів.

Роботу виконано за Проектом № 2022.01/0211 "Розробка мобільної системи формування напруги зі змінними параметрами для моніторингу безпеки і надійності високовольтного електрообладнання енергетичних об'єктів критичної інфраструктури України", який фінансується Національним фондом досліджень України.

1. Золотарев В.М., Щерба М.А., Гурин А.Г., Супруновская Н.И., Чопов Е.Ю., Обозный А.Л. Электротехнологический комплекс производства кабельных систем на напряжение до 400 кВ. К.: Про формат, 2017. 594 с.

2. Проектування кабельних ліній напругою до 330 кВ. Настанова (зі змінами). СОУ-Н МЕНВ 40. 1-37471933-49:2011. К.: ДП НЕК Укренерго, 2017. 139 с.

3. Кубышин Б.Е., Миях А.Н. Индуктивно-емкостные устройства для стабилизации тока. *Автоматика и телемеханика*. 1959. Т. XX. № 5. С. 663-668.
4. Миях А.Н., Кубышин Б.Е., Волков И.В. Индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источники тока. К.: Наук. Думка, 1964. 304 с.
5. Миях А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. К.: Наук. думка, 1974. 216 с.
6. Миях А.Н., Кубышин Б.Е., Хренов К.К., Эсибян Э.М., Волков И.В. Устройство для питания сварочной дуги током. Авт. свид. СССР № 146421. Б.И. 1962. № 8.
7. Миях А.Н., Волков И.В. Слободян Л.Р. Регулирование скорости привода постоянного тока с помощью индуктивно-емкостных преобразователей. *ДАН УССР*. 1967. № 7. С. 23-28.
8. Миях А.Н., Кубышин Б.Е., Волков И.В. Устройство для зарядки аккумуляторов. Авт. свид. СССР № 156986. Б.И. № 17. 1963.
9. Миях А.Н., Кубышин Б.Е., Волков И.В. Устройство для заряда накопительного конденсатора генератора мощных импульсов. Авт. свид. СССР № 169564. Б.И. 1965. № 7.
10. Волков И.В., Липковский К.А., Закревский С.И. Индуктивно-емкостные преобразователи при питании напряжением несинусоидальной формы. Устройства преобразовательной техники. К.: Наук. Думка. 1969.
11. Закревский С.И. Разработка и исследование автономных источников стабилизированного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. Дис. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук. Киев. 1971. 244 с.
12. Волков И.В., Губаревич В.Н., Исаков В.Н., Кабан В.П. Принципы построения и оптимизации схем индуктивно-емкостных преобразователей. К.: Наук. Думка, 1981. 176 с.
13. Лившиц А.Л., Отто М.С. Импульсная электротехника. М.: Энергоатомиздат, 1983. 352 с.
14. Попилов Л.Я. Электрофизическая и электрохимическая обработка материалов. М.: Машиностроение, 1982. 400 с.
15. Пентегов И.В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. К.: Наук. Думка, 1982. 422 с.
16. Bluhm H. Pulsed power systems: principles and applications. Berlin: Springer-Verlag, 2006. Pp. 288–305.
17. Щерба А.А., Иващенко Д.С., Супруновская Н.И. Развитие метода разностных уравнений для анализа переходных процессов в цепях электроразрядных установок при стохастическом изменении сопротивления нагрузки. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 3. С. 3-11.
18. Ochir P., Gilchuk A.V., Monastyrsky G.E., Koval Y., Shcherba A.A., Zaharchenko S.N. Martensitic Transformation in Spark Plasma Sintered Compacts of Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark Erosion Method in Cryogenic Liquids. *Materials Science Forum*. 2013. Vol. 738-739. Pp. 451-455. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/MSF.738-739.451>.
19. Nguyen P.K., Sugho J., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *J. Appl. Phys.* 2014. Vol. 115. Iss. 17. Pp. 17A756-1. DOI: <https://doi.org/1.4868330>.
20. Супруновская Н.И., Щерба А.А. Процессы перераспределения электрической энергии между параллельно соединенными конденсаторами. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 4. С. 3-11.
21. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.
22. Вінниченко Д.В. Вплив електричних параметрів високовольтних електророзрядних установок синтезу нановуглецю на їхню продуктивність і питомі енерговитрати. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 95-97. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.095>.
23. Vinnychenko D., Nazarova N., Vinnychenko I. Transformerless high-voltage resonant charging systems for capacitive energy storage devices for electro-discharge technologies. IEEE 41st International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Lviv, Ukraine, 10-14 October 2022. Pp. 727-731. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927052>.
24. Вінниченко Д.В., Назарова Н.С., Вінниченко І.І. Дослідження характеристик високовольтного безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою ємнісного накопичувача. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 2. С. 17-21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.02.021>.
25. Sizonenko O.N., Grigoryev E.G., Zaichenko A.D., Pristash N.S., Torpakov A.S., Lipyan Y.V., Kovalenko A.A. Plasma methods of obtainment of multifunctional composite materials, dispersion-hardened by nanoparticles. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2016. Vol. 130(1). DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/130/1/012048>.
26. Densley J. Ageing mechanisms and diagnostics for power cables – An overview. *IEEE Electrical Insulation Magazine*. Jan. 2001. Vol. 17. No 1. Pp. 14–22.
27. Hartlein R. Diagnostic testing of underground cable systems (cable diagnostic focused initiative). NEETRAC, Atlanta, GA, USA, Tech. Rep. DOE DE-FC02-04CH11237, NEETRAC 04-211/04-212/09-166, 2010.
28. Shahsavarian T., Shahrtash S.M. Modelling of aged cavities for partial discharge in power cable insulation. *IET Sciences, Measurement and Technology*. Sep. 2015. Vol. 9. No 6. Pp. 661–670. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-smt.2014.0222>.

29. Eigner A., Rethmeier K. An overview on the current status of partial discharge measurements on AC high voltage cable accessories. *IEEE Electrical Insulation Magazine*. Mar. 2016. Vol. 32. No 2. Pp. 48–55. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEI.2016.7414231>.
30. Tavner P., Ran L., Penman J., Sedding H. Condition monitoring of rotating electrical machines. Institution of Engineering and Technology: 2nd Revised edition, 2008. 304 p. DOI: <https://doi.org/10.1049/PBPO056E>.
31. Зозулін Ю.В., Антонов О.Є., Бичік В.М., Боричевський А.М., Кобзар К.О., Лівшиць О.Л., Ракогон В.Г., Роговий І.Х., Хаймович Л.Л., Чередник В.І. Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електричних станцій. Харків: ПФ Колегіум, 2011. 228 с.
32. Danikas M.G., Sarathi R. Electrical machine insulation: Traditional insulating material, nanocomposite polymers and the question of electrical trees. *Funktechnikplus J.* 2014. Vol. 1. Pp. 7-32.
33. Титко А.И., Васьковский Ю.Н. Научные основы, методы и средства диагностики асинхронных двигателей. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2015. 300 с.
34. Kazanivsky M. Lazer power supply based on multiphase resonance converters. International Conference on *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET)*. Lviv, Ukraine, 23-27 February 2010. Pp. 115-115.
35. Montes O.A., Son S., Kim S., Seok H., Lee J.S., Kim M. Forward-flyback resonant converter for high-efficient medium-power photovoltaic applications. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Tampa, FL, USA, 26-30 March 2017. Pp. 1223-1228. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2017.7930851>.
36. Вовченко А.И., Богуславский Л.З., Мирошниченко Л.Н. Тенденции развития мощных высоковольтных генераторов импульсных токов в ИИПТ НАН Украины. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 5. С. 69-74.
37. Warren V.G. Partial discharge testing: a progress report stator winding insulation thermal class. Iris Power, 2015.
38. Xu S., Shen W., Qian Q., Zhu J., Sun W., Li H. An efficiency optimization method for a high frequency quasi-ZVS controlled resonant flyback converter. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Anaheim, CA, USA, 17-21 March 2019. Pp. 2957-2961. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2019.8722026>.
39. Nakao K., Ishida H., Nakao N., Kimura N. Application and verification of an electromagnetic field resonance type wireless power transfer method to mixing blade heated by induction heating. 19th International Conference on *Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*. Dubrovnik, Croatia, 04-06 October 2017. Pp. 159-164. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDPE.2017.8123273>.
40. Калантаров, П.Л., Цейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 488 с.

SCIENTIFIC CONCEPT FOR THE CREATION OF HIGH-VOLTAGE ELECTRICAL SYSTEMS OF A RESONANCE TYPE WITH HIGH-SPEED CONTROL AND PARAMETRIC STABILIZATION OF LOAD MODES

A.A. Shcherba, D.V. Vynnychenko, N.I. Suprunovska
 Insitute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,
 Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
 E-mail: anat.shcherba@gmail.com , vdvvvs@gmail.com, iednat1@gmail.com.

A new scientific concept has been developed for the creation of high-voltage electro-technical systems (ETS) of a resonant type based on the implementation in them of series high-quality inductive-capacitive circuits (ICC) and high-frequency (HF) resonant currents. This makes it possible to repeatedly increase the alternating voltage on the reactive elements of the ICC and on the load connected in parallel to one of the elements, and to ensure a significant decrease in the impulse energy of the ETS without changing their average power, as well as to increase the speed of control and parametric stabilization of the load modes of the ETS even with a rapid decrease in the electrical resistance of this load to almost zero, as in the case of electrical breakdown of its insulation. The generation of resonant currents with a frequency of up to 40 kHz in the ICC, which has a coil with an inductance of ~ 25 mH and a Q factor up to 270 (made of multi-core twisted copper wires of the " litzendraht " type) and a ceramic capacitor with a capacity of ~ 3.5 nF and a Q factor > 1000, ensures the realization of the Q_{ICC} up to 260 and the corresponding increase in the ratio of the ETS output voltage to the input voltage without the use of step-up transformers. When connecting such an ETS to a source of alternating voltage of 220 V, a voltage of up to 40 kV can be generated at the output of the ETS. A significant increase in the frequency of currents leads to a significant decrease in the mass-dimensional characteristics of ETS and the possibility of creating their samples mobile (weighing up to 5 kg), and if necessary, autonomous, in particular with power supply from batteries. The new scientific concept is aimed at creating a resonance-type ETS for safe and reliable monitoring and diagnostics of the technical condition of high-voltage insulation of power cables, powerful electric machines and other energy objects of the critical infrastructure of Ukraine. Such ETS can also be effectively used for charging to high voltages capacitive energy storage (CES) in technological installations for the production of electro-spark micro- and nano-powders with unique properties, as well as for high-voltage electro-hydro-pulse processing of various materials and environments. It has been established that the power of these ETS increases with a decrease in the ratio of the capacitances of the capacitors ICC and CES. References 40, figures 4.

Key words: electro-technical system, alternating current, inductive-capacitive circuit, series resonance, charge, voltage, discharge, Q factor, high frequency, impulse energy, litzendraht.

1. Zolotarev V.M., Shcherba M.A., Gurin A.G., Suprunovska N.I., Chopov Ye.Yu., Obozny A.L. Electrotechnological complex for the production of cable systems for voltages up to 400 kV. Kyiv: Pro format, 2017. 594 p. (Rus)
2. Design of cable lines with a voltage of up to 330 kV. Standard (with changes). SOU-N MEV 40. 1-37471933-49:2011. Kyiv: SE NEC Ukrenergo, 2017. 139 p. (Ukr)
3. Kubyshyn B.Ye., Milyah A.N. Inductive-capacitive devices for current stabilization. *Avtomatyka i telemekhanika*. 1959. Vol. XX. No 5. Pp. 663-668. (Rus)
4. Milyah A.N., Kubyshyn B.Ye., Volkov I.V. Inductive-capacitive converters of voltage sources to current sources. Kyiv: Naukova dumka, 1964. 304 p. (Rus)
5. Milyah A.N., Volkov I.V. Unchangeable current systems based on inductive-capacitive converters. Kyiv: Naukova dumka, 1974. 216 p. (Rus)
6. Milyah A.N., Kubyshyn B.Ye., Hrenov K.K., Esibian E.M., Volkov I.V. A device for feeding a welding arc with current. USSR Author's Certificate No 146421. Bulletin. 1962. No. 8. (Rus)
7. Milyah A.N., Volkov I.V. Slobodian L.R. DC Drive Speed Control Using Inductive-Capacitive Converters. *DAN USSR*. 1967. No 7. Pp. 23–28. (Rus)
8. Milyah A.N., Kubyshyn B.Ye., Volkov I.V. Battery charging device. USSR Author's Certificate No 156986. Bulletin. 1963. No 17. (Rus)
9. Milyah A.N., Kubyshyn B.Ye., Volkov I.V. Device for charging the storage capacitor of a high-power pulse generator. USSR Author's Certificate No. 169564. Bulletin. 1965. No 7. (Rus)
10. Volkov I.V., Lipkovsky K.A., Zakrevsky S.I. Inductive-capacitive converters when powered by non-sinusoidal voltage. Converter technology devices. Kyiv: Naukova dumka, 1969. (Rus)
11. Zakrevskii S.I. Development and research of autonomous sources of stabilized current based on inductive-capacitive converters. Ph.D. tech. sci. diss. Kiev. 1971. 244 p. (Rus)
12. Volkov I.V., Gubarevich V.N., Isakov V.N., Kaban V.P. Principles of construction and optimization of inductive-capacitive converter circuits. Kyiv: Naukova dumka, 1981. 176 p. (Rus)
13. Livshits A.L., Otto M.S. Pulse electrical engineering. Moskva: Energoatomizdat, 1983. 352 p. (Rus)
14. Popilov L.Ya. Electrophysical and electrochemical processing of materials. Moskva: Mashinostroenie, 1982. 400 p. (Rus)
15. Pentegov I.V. Fundamentals of the theory of charging circuits of capacitive energy storage devices. Kyiv: Naukova Dumka, 1982. 422 p. (Rus)
16. Bluhm H. Pulsed power systems: principles and applications. Berlin: Springer-Verlag, 2006. Pp. 288–305.
17. Shcherba A.A., Ivashchenko D. S., Suprunovska N.I. Development of difference equations method for analysis of transient processes in the circuits of electro-discharge systems at stochastic changing of load resistance. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 3. Pp. 3–11. (Rus)
18. Ochinn P., Gilchuk A.V., Monastyrsky G.E., Koval Y., Shcherba A.A., Zaharchenko S.N. Martensitic Transformation in Spark Plasma Sintered Compacts of Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark Erosion Method in Cryogenic Liquids. *Materials Science Forum*. 2013. Vol. 738-739. Pp. 451-455. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/MSF.738-739.451> .
19. Nguyen P.K., Sugho J., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *J. Appl. Phys.* 2014. Vol. 115. Iss. 17. Pp. 17A756-1. DOI: <https://doi.org/1.4868330> .
20. Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Processes of energy redistribution between parallel connected capacitors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 3–11. (Rus)
21. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009> .
22. Vinnychenko D.V. The influence of electrical parameters of high-voltage electric discharge units for the synthesis of nanocarbon on their productivity and specific energy consumption. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 95–97. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.095> . (Ukr)
23. Vinnychenko D., Nazarova N., Vinnychenko I. Transformerless high-voltage resonant charging systems for capacitive energy storage devices for electro-discharge technologies. 41st International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Lviv, Ukraine, 10-14 October 2022. Pp. 727-731. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927052> .
24. Vinnychenko D.V., Nazarova N.S., Vinnychenko I.L. Research of characteristics of high voltage transformerless resonant charger of capacitive storage device. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 2. Pp. 17–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.02.021> . (Ukr)
25. Sizonenko O.N., Grigoryev E.G., Zaichenko A.D., Pristash N.S., Torpakov A.S., Lipyan Y.V., Kovalenko A.A. Plasma methods of obtainment of multifunctional composite materials, dispersion-hardened by nanoparticles. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2016. Vol. 130(1). DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/130/1/012048> .

26. Densley J. Ageing mechanisms and diagnostics for power cables – An overview. *IEEE Electrical Insulation Magazine*. Jan. 2001. Vol. 17. No 1. Pp. 14–22.
27. Hartlein R. Diagnostic testing of underground cable systems (cable diagnostic focused initiative). NEETRAC, Atlanta, GA, USA, Tech. Rep. DOE DE-FC02-04CH11237, NEETRAC 04-211/04-212/09-166, 2010.
28. Shahsavarian T., Shahrtash S.M. Modelling of aged cavities for partial discharge in power cable insulation. *IET Sciences, Measurement and Technology*. Sep. 2015. Vol. 9. No 6. Pp. 661–670. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-smt.2014.0222> .
29. Eigner A., Rethmeier K. An overview on the current status of partial discharge measurements on AC high voltage cable accessories. *IEEE Electrical Insulation Magazine*. Mar. 2016. Vol. 32. No 2. Pp. 48–55. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEI.2016.7414231>.
30. Tavner P., Ran L., Penman J., Sedding H. Condition monitoring of rotating electrical machines. Institution of Engineering and Technology: 2nd Revised edition, 2008. 304 p. DOI: <https://doi.org/10.1049/PBPO056E>.
31. Zozulin Y.V., Antonov O.E., Bychik V.M., Borychevskiy A.M., Kobzar K.O., Livshits O.L., Rakogon V.G., Rogovy I.X., Khaymovich L.L., Cherednyk V.I. Creation of new types and modernization of existing turbine generators for thermal power stations. Kharkiv: PF Kolegium, 2011. 228 p. (Ukr)
32. Danikas M.G., Sarathi R. Electrical machine insulation: Traditional insulating material, nanocomposite polymers and the question of electrical trees. *Funktechnikplus J*. 2014. Vol. 1. Pp. 7-32.
33. Titko A.I., Vaskovsky Yu.N. Scientific foundations, methods and diagnostic tools for asynchronous motors. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. 300 p. (Rus)
34. Kazanivsky M. Lazer power supply based on multiphase resonance converters. International Conference on *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET)*. Lviv, Ukraine, 23-27 February 2010. Pp. 115-115.
35. Montes O.A., Son S., Kim S., Seok H., Lee J.S., Kim M. Forward-flyback resonant converter for high-efficient medium-power photovoltaic applications. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Tampa, FL, USA, 26-30 March 2017. Pp. 1223-1228. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2017.7930851>
36. Vovchenko A.I., Boguslavsky L.Z., Miroshnichenko L.N. Trends in the development of high-power high-voltage pulse current generators at the Institute of IPPT of NAS of Ukraine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 5. Pp. 69-74 (Rus)
37. Warren V.G. Partial discharge testing: a progress report stator winding insulation thermal class. Iris Power, 2015.
38. Xu S., Shen W., Qian Q., Zhu J., Sun W., Li H. An efficiency optimization method for a high frequency quasi-ZVS controlled resonant flyback converter. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Anaheim, CA, USA, 17-21 March 2019. Pp. 2957-2961. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2019.8722026>
39. Nakao K., Ishida H., Nakao N., Kimura N. Application and verification of an electromagnetic field resonance type wireless power transfer method to mixing blade heated by induction heating. 19th International Conference on *Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*. Dubrovnik, Croatia, 04-06 October 2017. Pp. 159-164, DOI: <https://doi.org/10.1109/EDPE.2017.8123273>.
40. Kalantarov P.L., Tseytlin L.A. Calculation of inductances. Leningrad: Energoatomizdat, 1986. 488 p. (Rus)

Надійшла 04.12.2023
Остаточний варіант 27.03.2024

ДИНАМІЧНА МОДЕЛЬ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ ВПЛИВУ ЗІ СТОРОНИ ЖИВЛЕННЯ

Г.В. Павлов^{*}, докт. техн. наук, А.В. Обрубов^{**}, докт. техн. наук, І.Л. Вінниченко^{***}, канд. техн. наук
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова,
пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна.
E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrybov@nuos.edu.ua; i.l.vinnichenko@gmail.com.

В роботі отримано дискретну динамічну модель двотактного резонансного перетворювача з симетричним режимом роботи, яка описує резонансний перетворювач як передатну ланку з входом зі сторони напруги живлення та виходом зі сторони струму навантаження. Динамічну модель засновано на лінійній математичній моделі резонансного перетворювача, побудованій за принципом суперпозиції. Наведено структуру резонансного перетворювача з обвідними процесів та дискретної динамічної моделі резонансного перетворювача n -го порядку. Доведено, що передатну функцію дискретної динамічної моделі для обвідної функції може бути визначено за передатною функцією неперервної системи. Отримані залежності, що описують дискретні передатні функції резонансного перетворювача, застосовано задля отримання дискретної динамічної моделі двоконтурного трансформаторного резонансного перетворювача з синхронним випрямлячем. Для цього визначено послідовність дій: знаходження передатної функції неперервної динамічної моделі; отримання системи рівнянь у векторно-матричній формі, що описує електромагнітні процеси в перетворювачі, і системи дискретних рівнянь; визначення передатної функції обвідної. Отримані теоретичні результати перевірено за допомогою імітаційного моделювання двоконтурного резонансного перетворювача. Запропонована динамічна модель дає змогу аналізувати вплив нестабільності та низькочастотних коливань напруги живлення резонансного перетворювача на вихідні величини. Представлені результати можуть бути використані під час розробки та вдосконалення одно- або багатоконтурних мостових високочастотних резонансних перетворювачів якості вторинних джерел живлення та перетворювачів, що застосовуються в системах розмагнічування суден. Бібл. 25, рис. 8, табл. 2.

Ключові слова: резонансний перетворювач, динамічна модель, обвідна, принцип суперпозиції, передатна функція.

Вступ. Перетворювачі електроенергії резонансного типу доцільно застосовувати в системах розмагнічування суден [1] і в зарядних пристроях акумуляторів або ємнісних накопичувачів [2–4] завдяки порівняно зменшеному рівню генерованих перешкод і природному обмеженню швидкості наростання струмів перевантажень в силовій схемі [5, 6]. Зменшення в них рівня генерованих перешкод у порівнянні з використанням нерезонансних високочастотних перетворювачів досягається за рахунок оптимізації траєкторії комутаційних процесів в резонансних схемах, а також за рахунок фільтруючих властивостей резонансних кіл [7–9].

Високочастотні перетворювачі електроенергії можна розглядати як передатні ланки, що з певними динамічними і статичними показниками передають вхідну напругу живлення у вихідні величини: напругу або струм навантаження [10]. В більшості випадків, наприклад, для стабілізованих перетворювачів електроенергії вплив змін напруги живлення на вихідні величини є небажаним і його намагаються зменшити, але повністю позбавитися цього впливу неможливо [11–14]. Динамічна модель перетворювача електроенергії для впливу зі сторони живлення дає змогу теоретично оцінити ефективність застосованих засобів зменшення даного впливу. Отже дана робота є розвитком підходу, викладеного в [15] для резонансних перетворювачів (РП).

В системах розмагнічування суден висуваються високі вимоги до низькочастотної та високочастотної стабільності вихідного струму в колах розмагнічування, оскільки це впливає і на якість розмагнічування [16], і на забезпечення електромагнітної тиші судна в плаванні [17]. Природне обмеження струмів перевантажень є корисним в системах розмагнічування суден у разі комутацій або аварійних замиканнях кіл розмагнічування, які пролягають в корпусі судна, і в зарядних пристроях під час ввімкнення перетворювача на навантаження з близькою до нуля проти-ЕРС. Серед ряду факторів нестабільності вихідного струму перетворювачів електроенергії [7] в даній роботі розглядається саме вплив від-

© Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л., 2024

ORCID: ^{*} <https://orcid.org/0000-0002-4937-1828>; ^{**} <https://orcid.org/0000-0001-9667-1703>;

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

хилень від номінального значення і коливань напруги живлення на поточне середнє за цикл роботи значення вихідного струму перетворювача, який виконує роль передатної динамічної ланки.

Метою дослідження є створення лінеаризованої дискретної динамічної моделі (ДДМ) двотактного РП, яка дає можливість розглядати його як передатну ланку з входом за напругою живлення і виходом за струмом навантаження. ДДМ представляє собою систему рівнянь, яким відповідають передатні функції РП для певних режимів його роботи. З використанням передатних функцій можливо створити комбіновану систему авторегулювання струму навантаження РП з компенсацією по збуренню. Розроблена ДМ дасть змогу визначити параметри впливу збурення зі сторони напруги живлення на вихідний струм РП.

Ідея створення ДДМ полягає в приведенні схеми заміщення РП до сполучення пасивної лінійної частини з підключеними до неї еквівалентними генераторами, що заміщують інвертор і випрямляч. В такому разі функції напруг або струмів еквівалентних генераторів згідно з методом суперпозиції можливо розкласти на елементарні складові, а схему заміщення представити накладенням схем з одним еквівалентним генератором кожна. Силова схема РП в даній роботі розглядається як LLC-резонансний перетворювач [18, 19] зі складним резонансним ланцюгом.

1. Математична модель резонансного перетворювача на основі принципу суперпозиції.

У процесі побудови математичної моделі РП прийнято наступні припущення. Комутаційні процеси вважаються миттєвими, оскільки передбачається, що за нормальної роботи РП комутаційні процеси займають малу частину робочого циклу. Міжкомутаційні процеси мають у порівнянні з тривалістю комутації на два-три порядки більші постійні часу, тому процес комутації можна умовно розглядати тут як імпульс або східчасту зміну параметрів. Звісно, комутаційні процеси мають суттєвий вплив на роботу силових вентилів, але їхній розгляд виходить за рамки даної статті. Загальну схему заміщення резонансного перетворювача показано на рис. 1: *a* – на основі лінійного багатополісника (ЛБП); *б* – дві складові Т-подібної схеми заміщення. Джерело живлення та навантаження РП можна представити сполученням джерел напруги та активних опорів, тоді вони увійдуть в склад генераторів u_1 та u_2 на схемі рис.1, *a*, які заміщують мостовий інвертор напруги класу *D* і випрямляч з ємністю або акумулятором на виході РП. Резонансний ланцюг (РЛ) та інші пасивні елементи силової схеми входять в склад лінійного пасивного чотириполісника (або лінійного багатополісника – ЛБП). Іdealізація математичної моделі РП дає змогу визначити закономірності, які головним чином визначають поведінку РП як динамічної ланки.

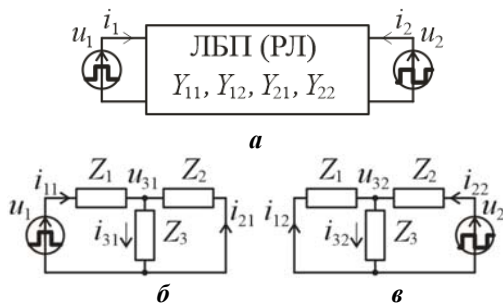


Рис. 1

Значну частину резонансних ланцюгів РП можна представити у вигляді Т-подібної схеми, яка розкладається на дві схеми з одним еквівалентним джерелом кожна (рис. 1, *б*, *в*). Відповідно струми i_1 , i_2 , i_3 і внутрішня напруга ЛБП u_3 теж розкладаються на складові $i_1 = i_{11} + i_{12}$, $i_2 = i_{21} + i_{22}$, $i_3 = i_{31} + i_{32}$, які викликані незалежно один від одного кожним еквівалентним джерелом u_1 та u_2 .

Схема заміщення РП на рис. 1 описується системою рівнянь в операторній формі для нульових початкових умов

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{U}, \quad (1)$$

де $\mathbf{I} = [i_1 \ i_2 \ i_3]^T$, $\mathbf{U} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$ – вектори струмів і вхідних напруг ЛБП;

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_{12} & 0 \\ -Y_{21} & Y_{22} & 0 \\ Y_{31} & Y_{32} & 0 \end{bmatrix} \text{ – матриця провідностей ЛБП, де знаки мінус відповідають зустрічним напрямкам}$$

струмів i_{12} і i_{21} по відношенню до напруг u_2 і u_1); T – символ транспонування;

$$Y_{11} = \frac{i_{11}}{u_1} = \frac{1}{Z_1 + Z_{23}}, \quad Y_{12} = \frac{i_{12}}{u_2} = \frac{Z_{13}/Z_1}{Z_2 + Z_{13}}, \quad Y_{21} = \frac{i_{21}}{u_1} = \frac{Z_{23}/Z_2}{Z_1 + Z_{23}}, \quad Y_{22} = \frac{i_{22}}{u_2} = \frac{1}{Z_2 + Z_{13}}, \quad Y_{31} = \frac{i_{31}}{u_1} = \frac{Z_{23}/Z_3}{Z_1 + Z_{23}},$$

$$Y_{32} = \frac{i_{32}}{u_2} = \frac{Z_{13}/Z_3}{Z_2 + Z_{13}} \text{ – часткові операторні провідності ЛБП, які є передатними функціями для струмів і}$$

напруг ЛБП, де напруги еквівалентних джерел – вхідні величини, струми – вихідні величини, $Z_{13} = Z_1 \cdot Z_3 / (Z_1 + Z_3)$, $Z_{23} = Z_2 \cdot Z_3 / (Z_2 + Z_3)$. Всі величини в (1) i , u , Y , Z є функціями від оператора Лап-

ласа $s = \sigma + j \cdot \omega$, де σ – коефіцієнт згасання; $j = \sqrt{-1}$ – уявна одиниця; ω – кутова частота, рад/с. Проміжна напруга має вираз $u_3 = i_3 \cdot Z_3$.

2. Динамічна модель резонансного перетворювача з симетричним двотактним інвертором. Період дискретності T розглянутої ДДМ РП є постійним, тому робоча частота РП теж вважається постійною. Випадок зі змінною робочою частотою буде досліджено в подальших роботах. Відношення робочого циклу РП до періоду дискретності ДДМ $N_q = T_g/T$ для двотактного РП дорівнює 2, що підходить для опису обвідних коливань. ДДМ з $N_q = 2$ дає змогу описувати динаміку процесів в діапазоні кутових частот $0 \dots \omega_g$ в «макроскопічному» масштабі – протягом множини робочих циклів. Елементарним входним імпульсом ДДМ, який вважається одиничним, може бути прямокутний імпульс вихідної напруги інвертора з одиничною площею, викликаний відповідним імпульсом входної напруги u_1 , або дельта-імпульс.

Особливістю ДДМ РП на рис. 2, де показано структуру резонансного перетворювача з обвідними процесами: ЛБП – лінійний багатополосник; В-Ф – випрямляч-фільтр (або фіксатор нульового порядку) є амплітудна модуляція внутрішніх коливальних процесів зовнішніми входними величинами з подальшою демодуляцією і відтворенням вихідних величин. Внутрішні коливання $u_1(t)$ створюються генератором – інвертором РП і виступають в ролі несучих коливань подібно до функціонування радіосистем [20]. За допомогою модуляції входна величина ДДМ $u_s(t)$ – напруга живлення інвертора – перетворюється в обвідну функцію $\tilde{u}_1(t)$ внутрішніх коливань, які передаються через ЛБП і з’являються на його виході у вигляді обвідної $\tilde{i}_2(t)$ коливань струму $i_2(t)$. Вихідна величина РП $u_q(t)$ відтворюється випрямлячем із фільтром, який можна замістити в ДДМ фіксатором нульового порядку.

З точки зору динаміки РП в цілому розглядається як передатна ланка для обвідних коливань. Передатна функція для обвідних згідно визначення в [21] матиме наступний вигляд у неперервній або дискретній формах

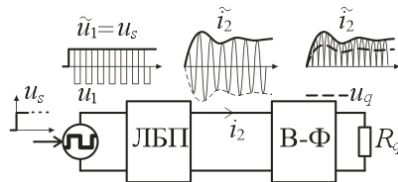


Рис. 2

$$\tilde{H}(s) = u_q(s)/u_s(s) = \mathbf{L}(\tilde{g}_2'(t)), \quad \tilde{H}(z) = u_q(z)/u_s(z) = \mathfrak{Z}(\tilde{g}_2'(t)), \quad (2)$$

де символ “L” є символом неперервного, а символ “Z” – символом дискретного перетворення по Лапласу; $\tilde{g}_2(t)$ – перехідна функція системи для обвідних або обвідна вихідних коливань ЛБП з несучою частотою $\tilde{i}_2(t) = \tilde{g}_2(t)$ під час перехідного процесу у разі подачі на вхід системи одиничної ступінчастої функції $u_s = \mathbf{1}(t)$.

Обвідна функція складається з точок, що лежать на моментах квантування і кожна з яких відповідає миттєвій величині первинної функції в моменти квантування. Але слід зазначити, що обвідні входних і вихідних величин для процесів модуляції і демодуляції можуть бути визначені по-різному. Отже під час створення ДДМ для обвідних вирішуються наступні питання визначення: принципу квантування і виду елементарного імпульсу; обвідних; перехідних і передатних функцій для обвідних. Якщо перехідна функція РП для обвідних $\tilde{g}_2(t)$ визначається експериментально, то передатна функція (2) може бути отримана без уточнення механізмів модуляції і демодуляції.

У разі аналітичного визначення передатної функції (2) доцільно встановити її зв’язок з передатною функцією ЛБП для поточних величин $\tilde{H}(s) = f(H_{LPN}(s), \Delta t) = f[\ell(g(t - \Delta t))]$, де як передатна функція $H_{LPN}(s)$ може виступати одна з провідностей ЛБП $Y_{11}(s) \dots Y_{22}(s)$ на рис. 1; Δt – початкове запізнення перехідної функції, яке впливає на обвідну і визначається фазовим зсувом інтервалів комутації інвертора і випрямляча РП. За відомої передатної функції $H_{LPN}(s)$ передатна функція для обвідних в неперервному вигляді може бути визначена методом [21] з подальшим перетворенням неперервної передатної функції в дискретну. Але такий підхід може привести до занадто складних кінцевих виразів. Тому доцільно встановити зв’язок між передатною функцією ЛБП для поточних значень та передатною функцією РП для обвідної на основі його математичної моделі.

Визначення передатної функції РП для обвідної по ДДМ для поточних величин і $N_q = 2$, побудованій у формі простору станів, досягається заміною знаку перехідної матриці Φ для одного періоду дискретності, що рівносильне періодичній зміні знаку вихідного струму ЛБП внаслідок випрямлення, тобто множення на $(-1)^k$ в кожному періоді дискретності, де $k = 1 + \text{floor}(t/T)$ – номер періоду. Згідно

з [22] системна матриця ДДМ може бути визначена як перехідна матриця еквівалентної неперервної моделі за один період дискретності, що для загального випадку показано далі.

Отже, якщо відома еквівалентна передатна функція n -го порядку для вхідної $u(s)$ і вихідної $y(s)$ величин перетворювача у вигляді відношення поліномів з постійними коефіцієнтами

$$H(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{\sum_{k=0}^n b_{n-k} \cdot s^k}{\sum_{k=0}^n a_{n-k} \cdot s^k} = \frac{b_0 s^n + b_1 \cdot s^{n-1} + \dots + b_n}{a_0 s^n + a_1 \cdot s^{n-1} + \dots + a_n}, \quad (3)$$

якому відповідає диференційне рівняння динаміки в операторній формі

$$(a_0 \cdot s^n + a_1 \cdot s^{n-1} + \dots + a_n) \cdot y(s) = (b_0 \cdot s^n + b_1 \cdot s^{n-1} + \dots + b_n) \cdot u(s), \quad (4)$$

то рівняння (4) можна привести до нормальної форми [23], яка відповідатиме матричним рівнянням динаміки в операторній формі

$$\begin{cases} s \cdot \mathbf{V}(s) - \mathbf{V}(0) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{V}(s) + \mathbf{K} \cdot u(s); \\ y(s) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}(s) + \mathbf{F} \cdot u(s). \end{cases}, \quad (5)$$

де $\mathbf{V}(s) = \begin{bmatrix} v_1(s) = y(s) - k_0 \cdot u(s) \\ v_2(s) = s \cdot v_1(s) - k_1 \cdot u(s) = s \cdot y(s) - k_0 \cdot s \cdot u(s) - k_1 \cdot u(s) \\ \vdots \\ v_n(s) = s^{(n-1)} \cdot y(s) - k_0 \cdot s^{(n-1)} \cdot u(s) - \dots - k_{n-1} \cdot u(s) \end{bmatrix}$ і $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_1 \end{bmatrix}$ – век-

тор стану і матриця системи; $\mathbf{K} = [k_1 \dots k_{n-2} \ k_{n-1} \ k_n]^T$ – вектор вхідних коефіцієнтів; $\mathbf{Y}(s) = y(s)$ – вихідна величина, $y(s) = v_1(s) + k_0 \cdot u(s)$; $u(t)$ – вхідна величина; коефіцієнти моделі: $k_0 = b_0$; $k_1 = b_1 - a_1 \cdot k_0$; $k_2 = b_2 - a_1 \cdot k_1 - a_2 \cdot k_0$; \dots $k_n = b_n - a_1 \cdot k_{n-1} - \dots - a_n \cdot k_0$; $\mathbf{D} = [1 \ \dots \ 0 \ 0 \ 0]$ – вектор виходу для змінної стану $v_1(t)$; $\mathbf{F} = k_0$ – коефіцієнт прямого зв'язку вхід-вихід.

Розв'язок рівнянь (5) в операторній формі має вигляд $\mathbf{V}(s) = \Phi(s) \cdot \mathbf{K} \cdot u(s) + \Phi(s) \cdot \mathbf{V}(0)$, де $\Phi(s) = (s \cdot \mathbf{1} - \mathbf{A})^{-1}$ – зображення перехідної матриці; $\mathbf{1}$ – одинична матриця. Оригінал

$$\mathbf{V}(t) = \int_0^t \Phi(t-\tau) \cdot \mathbf{K} \cdot u(\tau) d\tau + \Phi(t) \cdot \mathbf{V}(0) \quad (6)$$

містить перехідну матрицю $\Phi(t) = e^{\mathbf{A}t} = \mathbf{I} + \mathbf{A} \cdot t + \frac{(\mathbf{A} \cdot t)^2}{2!} + \frac{(\mathbf{A} \cdot t)^3}{3!} + \dots$, де τ – змінна інтегрування.

Задля врахування фазового зсуву між циклами інвертора та випрямляча доцільно ввести часову затримку $\Delta t = \sigma \cdot T$ вхідної величини. Тоді вихідна функція $y(t - \Delta t)$ теж буде зміщена вправо на Δt , що буде еквівалентно зміщенню вліво моментів дискретизації випрямляча, які слідуєть з періодом T .

З врахуванням затримки вхідної величини (6) прийме вид

$$\mathbf{V}(t) = \int_{-\Delta t}^{t-\Delta t} \Phi(t-\Delta t-\tau) \cdot \mathbf{K} \cdot u(\tau) d\tau + \Phi(t) \cdot \mathbf{V}(0).$$

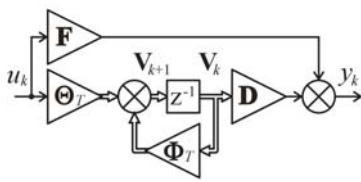


Рис. 3

На рис. 3 показано структуру дискретної динамічної моделі n -го порядку. Перехідна матриця $\Phi(t) = e^{\mathbf{A}t}$ аналогічно до системної матриці \mathbf{A} в неперервній моделі за $t = T$ є матрицею коефіцієнтів зворотних зв'язків ДДМ на рис. 3, яка визначена на основі коефіцієнтів знаменника передатної функції (3).

Структурі ДДМ на рис. 3 відповідає система дискретних рівнянь ДДМ (7) в формі оригіналу та в операторній формі

$$\begin{cases} \mathbf{V}(k+1) = \Phi_T \cdot \mathbf{V}(k) + \Theta_T \cdot u(k) \\ y(k) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}(k) + \mathbf{F} \cdot u(k) \end{cases}, \quad \begin{cases} z \cdot (\mathbf{V}(z) - \mathbf{V}(0)) = \Phi_T \cdot \mathbf{V}(z) + \Theta_T \cdot u(z) \\ y(z) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}(z) + \mathbf{F} \cdot u(z) \end{cases}. \quad (7)$$

Із дискретних рівнянь ДДМ в операторній формі (7) випливає дискретна передатна функція ЛБП схеми заміщення РП для поточних значень величин

$$H(z) = y(z)/u(z) = \mathbf{D} \cdot (z \cdot \mathbf{I} - \Phi_T)^{-1} \cdot \Theta_T + \mathbf{F}. \quad (8)$$

Демодуляція коливань на виході ЛБП РП на рис. 1 і рис. 2 у разі випрямлення може бути представлена як зміна знаку вихідного струму кожен наступний період дискретності, тобто множенням вихідної величини на $(-1)^k$. В передатній функції (8) вихідною величиною є перша змінна стану

$y(k) = v_1(k)$ для $k_0 = b_0 = 0$. З врахуванням демодуляції коливань (випрямлення) дискретна передатна функція РП для обвідної матиме вигляд для $k_0 = b_0 = 0$ в (3)

$$\tilde{H}(z) = y(z)/u(z) = \mathbf{D} \cdot (z \cdot \mathbf{I} + \Phi_T)^{-1} \cdot \Theta_T + \mathbf{F}, \quad (9)$$

де $u(z) = \mathfrak{Z}[u(t - \sigma \cdot T)]$ – зображення вхідної величини с затримкою; Φ_T – перехідна матриця для $t = T$; $\Theta_T = \int_0^{\gamma \cdot T} \Phi(T - \tau) \cdot \mathbf{K} d\tau$ – матриця зважування прямокутних імпульсів інвертора з відносною шириною γ ; $\mathbf{F} = k_0$ – коефіцієнт прямого зв'язку вхід-вихід.

Передатна функція (9) для незміщеної вхідної величини $u(z) = \mathfrak{Z}[u(t)]$ з врахуванням зсуву моментів дискретизації на $\Delta t = \sigma \cdot T$ відносно $t = 0$ в рівняннях (4) та (6) може бути записана так $\tilde{H}(z, \sigma) = y(z)/u(z) = \mathbf{D} \cdot (z \cdot \mathbf{I} + \Phi_T)^{-1} \cdot \Theta_{T, \sigma}$, де $\Theta_{T, \sigma} = \int_{-\sigma \cdot T}^{\gamma \cdot (T - \sigma)} \Phi(T - \sigma \cdot T - \tau) \cdot \mathbf{K} d\tau$. Отже, якщо $k_0 = b_0 \neq 0$ або є труднощі з розрахунком перехідної матриці, дискретну передатну функцію еквівалентної ДДМ РП доцільно знайти безпосередньо за передатною функцією (3) методами в [23].

Наведені вище аналітичні викладки доводять, що передатна функція ДДМ для обвідної (9) може бути визначена за передатною функцією неперервної системи (3). Як буде показано далі, дискретна передатна функція для обвідної коливань (9) відрізняється від дискретної передатної функції для поточних значень величин (8) знаками деяких коефіцієнтів чисельників і знаменників.

3. Визначення передатної функції для двоконтурного резонансного перетворювача з синхронним випрямлячем. Спрощена силова схема РП з індуктивним зв'язком на рис. 4 аналогічно до [24] відповідає схемам заміщення на рис. 1, б, в з комплексними опорами Z_1, Z_2, Z_3 у вигляді послідовних RLC -ланцюгів і паралельного RL -ланцюга. Джерело живлення і навантаження представлені джерелами напруг u_s і u_q . Котушки ідеального трансформатора ІТ мають однакові кількості витків, коефіцієнт трансформації прийнято за одиницю. Індуктивності на первинній і вторинній сторонах схеми містять окремі індуктивності розсіювання L_1 і L_2 та взаємно пов'язані індуктивності намагнічування, що дорівнюють L_3 . Ємності C_1 і C_2 компенсують реактивні опори індуктивностей розсіювання на частотах послідовних резонансів. Активні опори R_1 і R_2 є сумами активних опорів кіл первинної і вторинної сторін. Активний опір R_3 імітує можливі втрати на вихрові струми. Мостовий інвертор ВІ та синхронний випрямляч СВ представлені ідеалізованими ключами, з'єднаними в ідентичні мостові схеми. Мости ключів працюють незалежно від процесів схеми і керуються сигналами системи управління з однаковими робочими кутовими частотами $\omega_{g1} = \omega_{g2} = \omega_g$. Ключі періодично вмикаються по діагоналях мостів і в результаті утворюються прямокутні напруги з амплітудами, рівними напрузі живлення і напрузі навантаження. Частоти послідовних резонансів первинної і вторинної сторін обираються близькими одна до одної, в ідеалі однаковими $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 \cdot C_1} = 1/\sqrt{L_2 \cdot C_2}$, але в загальному випадку параметри первинної і вторинної сторін можуть відрізнятися ($L_1 \neq L_2, C_1 \neq C_2, R_1 \neq R_2$). Паразитні параметри джерела живлення і навантаження, ємності силових ключів, тривалість комутаційних процесів та деякі інші малозначимі фактори в даній ДДМ не враховуються.

Вище було доведено, що дискретні передатні функції РП для обвідної коливань і для поточних значень коливальних процесів відповідають двом схожим системам диференціальних рівнянь, в які матриця систем входить з протилежними знаками (див. (16) і (17)). Таким чином, для визначення передатної функції РП з СВ для обвідної коливань потрібно виконати наступні кроки.

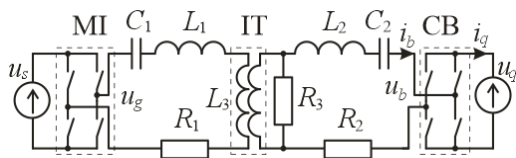


Рис. 4

1. Визначити передатну функцію ЛБП у вигляді (3).
2. Записати систему рівнянь у векторно-матричній формі простору станів (5) з матрицями $\mathbf{A}, \mathbf{K}, \mathbf{D}$ і \mathbf{F} .
3. Визначити систему рівнянь ДДМ (7) для $N_q = 2$ ($T = T_g/2$), з матрицями системи Φ_T і входу Θ_T , еквівалентними матрицям \mathbf{A} і \mathbf{K} неперервної системи.
4. Визначити передатну функцію для обвідної згідно

(9), де змінено знак матриці системи на протилежний.

В наведеному нижче прикладі символічні перетворення та чисельні розрахунки передатних функцій РП виконувалися на ЕОМ в програмному середовищі *MATLAB* для Т-подібної схеми заміщення на рис. 1 і силової схеми РП на рис. 4 з деякими модифікаціями кіл ЛБП за наведеними формулами, де МІ – мостовий інвертор; ІТ – ідеальний трансформатор; СВ – синхронний випрямляч.

Передатна функція ЛБП згідно рис. 1, б, в для вихідного струму, викликаною напругою інвертора, матиме вигляд

$$Y(s) = -Y_{21}(s) = \frac{i_b(s)}{u_g(s)} = \frac{Z_2(s)}{Z_{23}(s) \cdot (Z_1(s) + Z_{23}(s))}, \quad (10)$$

де $Z_{23}(s) = Z_2(s) \cdot Z_3(s) / (Z_2(s) + Z_3(s))$. Вхідною величиною в (10) є вихідна напруга інвертора на рис. 4 $u_1 = u_g$, вихідна величина i_b – струм на вході моста СВ. Згідно рис. 1, б, в і рис. 4: $i_b = -i_2 = -(i_{21} + i_{22})$, i_{21} – складова струму, викликана інвертором, $i_{22} = 0$ – складова струму, викликана СВ, яка в даному випадку не враховується, оскільки розглядається передача впливу зі сторони входу РП до його виходу за незалежних еквівалентних джерел на вході і виході. Тоді $i_b = -i_{21}$.

В розрахунках використовувалися наступні модифікації кіл (умовно М0-М3):

- первинні і вторинні нерезонансні кола: (М0) $Z_{1,2}(s) = R_{1,2}$; (М1) $Z_{1,2}(s) = R_{1,2} + L_{1,2} \cdot s$;
- первинні і вторинні послідовні резонансні кола: (М2) $Z_{1,2}(s) = R_{1,2} + L_{1,2} \cdot s + 1/(C_{1,2} \cdot s)$ (згідно рис. 4);
- послідовні резонансні кола з активними опорами $R_{C1,2}$, паралельними ємностям контурів: (М3) $Z_{1,2}(s) = R_{1,2} + L_{1,2} \cdot s + R_{C1,2} / (R_{C1,2} \cdot C_{1,2} \cdot s + 1)$;
- нерезонансне коло намагнічування: (М0) $Z_3(s) = R_3$; (М1) $Z_3(s) = R_3 \cdot L_3 \cdot s / (R_3 + L_3 \cdot s)$ (згідно рис. 4);
- паралельний резонансний контур: (М2) $Z_3(s) = R_3 \cdot Z_{L3} \cdot Z_{C3} / (R_3 \cdot Z_{L3} + R_3 \cdot Z_{C3} + Z_{L3} \cdot Z_{C3})$, де $Z_{L3} = R_{L3} + L_3 \cdot s$ – операторний опір індуктивного кола; $Z_{C3} = R_{C3} + 1/(C_3 \cdot s)$ – операторний опір ємнісного кола; R_{L3} – активний опір індуктивності; R_{C3} – активний опір паралельної ємності; R_3 – паралельний активний опір контуру.

Розраховувалися наступні варіанти ЛБП, де послідовно позначено модифікації кіл Z_1, Z_3, Z_2 :

- М3-М0-М0 (М300) – РП без трансформатора з послідовним резонансним колом;
- М2-М1-М1 (М211) – LLC-резонансний перетворювач з трансформатором;
- М2-М1-М2 (М212) – двоконтурний РП з трансформатором (рис. 4).

Далі наведено вхідні дані для розрахунків:

базова робоча частота інвертора і випрямляча $f_g = 1000$ Гц; період дискретності моделі $T = 0.5/f_g$, с ($N=2, T=T_g/2$); часовий зсув реакції ЛБП на імпульси інвертора $t_{delay} = 0 \dots T = 0 \dots T$, с; відносна робоча частота $f_g^* = 0.5 \dots 2.5$; резонансна частота послідовних резонансних кіл (одна для обох сторін) $f_0 = f_g/f_g^*$, Гц; резонансна частота паралельного контуру $f_{03} = 0.25 \cdot f_0$; значення добротності: $Q_1 = 3$; $Q_2 = 7$; $Q_3 = 1$; хвильові опори: $\rho_1 = 1$ Ом; $\rho_2 = 1$ Ом; $\rho_3 = 250$ Ом; паралельні опори резонансних конденсаторів $R_{C1,2} = 1000$ Ом; параметри нерезонансного кола намагнічування: індуктивність $L_3 = 1$ Гн; активний опір індуктивності $R_{L3} = 0.1$ Ом; активний опір паралельної ємності $R_{C3} = 0.1$ Ом; паралельний опір $R_3 = 250$ Ом.

Завдані вище значення параметрів є умовними, які за необхідності можна привести до реальних значень чи перерахувати, наприклад, як показано в [24]. Розрахункові формули для параметрів елементів:

$$f_0 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{1,2} \cdot C_{1,2}}), \text{ Гц}; \quad f_{03} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_3 \cdot C_3}), \text{ Гц}; \quad \rho_{1,2,3} = \sqrt{L_{1,2,3} / C_{1,2,3}}, \text{ Ом}; \quad Q_{1,2} = \rho_{1,2} / R_{1,2}; \quad Q_3 \approx R_3 / \rho_3$$

(для $R_{L3} \approx 0$ і $R_{C3} \approx 0$); $\omega_0 = f_0 / (2 \cdot \pi)$, p/c; $\omega_{03} = f_{03} / (2 \cdot \pi)$, p/c; $C_{1,2,3} = 1 / (L_{1,2,3} \cdot \omega_0^2)$, Ф; $L_{1,2,3} = \rho_{1,2,3} / \omega_0$, Гн; $R_{1,2} = \rho_{1,2} / Q_{1,2}$, Ом; $R_3 = \rho_3 \cdot Q_3$, Ом.

На рис. 5 показано імітаційну модель (а) та імпульсні перехідні функції динамічних моделей резонансного перетворювача (затушований – імпульс вхідної напруги) для відносної робочої частоти $f_g^* = 1$ (б) і $f_g^* = 1.25$ (в) відповідно: 1 – вихідна величина лінійної частини схеми заміщення (рис. 1, б) або вхідний струм випрямляча i_{21} , А; 2 – вихідна величина дискретної динамічної моделі або дискретні значення вхідного струму випрямляча i_b , А; 3 – вихідна величина динамічної моделі для обвідної або випрямлений струм i_q , А.

Перевірка істинності результатів теоретичних досліджень виконувалася за допомогою простої імітаційної SIMULINK-моделі на рис. 5, а з трьома передатними ланками. Перша ланка LTI-System імітує ЛБП РП з передатною функцією (10). Друга ланка Discrete State-Space представляє собою ДДМ для поточних значень з $N_q = 2$, еквівалентну ЛБП РП і завдану у формі простору станів. Третя ланка Discrete State-Space1 представляє собою ДДМ РП для обвідної коливань з протилежним знаком матриці системи відносно ДДМ РП для поточних значень величин.

На рис. 5, б, в показано імпульсні перехідні функції моделей у разі подачі на входи моделей одиничного елементарного вхідного імпульсу (виділений сірим). Три вихідних функції практично співпадають в точках дискретизації, що підтверджує правильність теоретичних викладок.

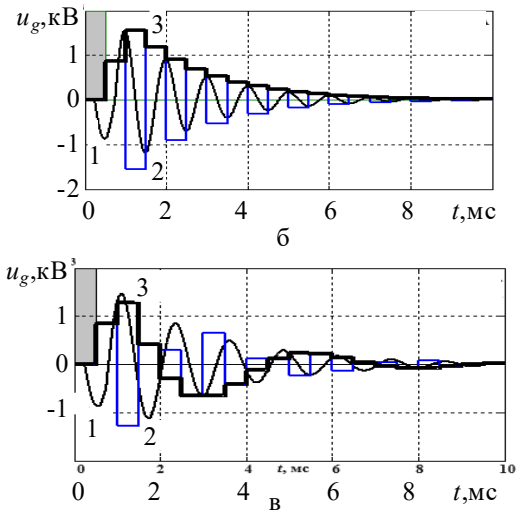
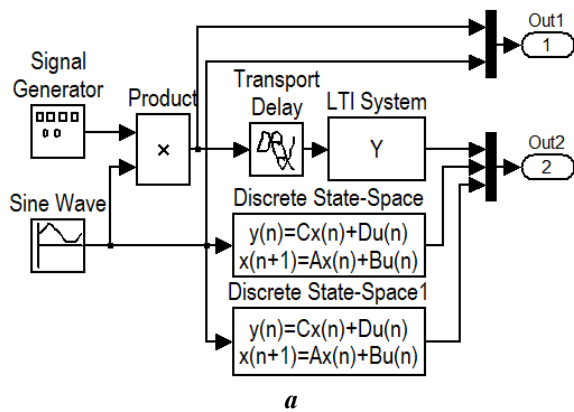


Рис. 5

У таблицях 1 і 2 наведено передатні функції РП для вхідної величини – напруги живлення і вихідної величини – випрямленого струму навантаження. Вирази передатних функцій отримано в системі *MATLAB*.

У табл.1 наведено передатні функції (ПФ) динамічних моделей резонансного перетворювача для модифікації ЛБП М300 і для $R_2 = 0$, $R_3 = 10$ кОм.

Таблиця 1

f_g^*	0.80	1.00	1.25
Неперервна $Y(s)$	$\frac{7845 s + 6.161e004}{s^2 + 3820 s + 6.171e007}$	$\frac{6276 s + 3.943e004}{s^2 + 3056 s + 3.95e007}$	$\frac{5021 s + 2.524e004}{s^2 + 2445 s + 2.528e007}$
Дискретна $Y(z)$	$\frac{0.6043 z^2 - 0.3707 z - 0.2319}{z^3 + 0.604 z^2 + 0.1481 z}$	$\frac{0.7027 z^2 - 0.3739 z - 0.3266}{z^3 + 0.9275 z^2 + 0.217 z}$	$\frac{0.7126 z^2 - 0.3243 z - 0.3862}{z^3 + 0.8279 z^2 + 0.2945 z}$
Для обвідної $\sim Y(z)$	$\frac{0.6043 z^2 + 0.3707 z - 0.2319}{z^3 - 0.604 z^2 + 0.1481 z}$	$\frac{0.7027 z^2 + 0.3739 z - 0.3266}{z^3 - 0.9275 z^2 + 0.217 z}$	$\frac{0.7126 z^2 + 0.3243 z - 0.3862}{z^3 - 0.8279 z^2 + 0.2945 z}$

У табл. 2 наведено передатні функції динамічних моделей резонансного перетворювача для модифікації ЛБП М212 з трансформатором з синхронними циклами комутації вентилів випрямляча та інвертора (див. рис.4).

Таблиця 2

f_g^*	0.80	1.00	1.25
Неперервна $Y(s)$	$\frac{1.542e010 s^3}{s^5 + 3.938e006 s^4 + 5.434e009 s^3 + 2.434e014 s^2 + 5.11e015 s + 2.988e019}$	$\frac{9.87e009 s^3}{s^5 + 3.15e006 s^4 + 3.477e009 s^3 + 1.246e014 s^2 + 2.093e015 s + 9.793e018}$	$\frac{6.317e009 s^3}{s^5 + 2.52e006 s^4 + 2.226e009 s^3 + 6.38e013 s^2 + 8.573e014 s + 3.209e018}$
Дискретна $Y(z)$	$\frac{0.3901 z^5 - 0.8837 z^4 + 0.3304 z^3 + 0.4409 z^2 - 0.2776 z + 2.543e-018}{z^6 - 0.9358 z^5 - 0.5074 z^4 + 0.01526 z^3 + 0.5054 z^2 - 4.381e-017 z}$	$\frac{0.4361 z^5 - 0.9709 z^4 + 0.3068 z^3 + 0.5604 z^2 - 0.3323 z + 1.117e-017}{z^6 - 0.4453 z^5 - 1.438 z^4 + 0.3651 z^3 + 0.5793 z^2 + 7.979e-017 z}$	$\frac{0.4257 z^5 - 0.9318 z^4 + 0.2461 z^3 + 0.6028 z^2 - 0.3428 z - 5.305e-018}{z^6 - 0.686 z^5 - 0.9233 z^4 + 9.976e-005 z^3 + 0.6462 z^2 + 1.457e-016 z}$
Для обвідної $\sim Y(z)$	$\frac{0.3901 z^5 + 0.8837 z^4 + 0.3304 z^3 - 0.4409 z^2 - 0.2776 z - 1.229e-018}{z^6 + 0.9358 z^5 - 0.5074 z^4 - 0.01526 z^3 + 0.5054 z^2 + 4.381e-017 z}$	$\frac{0.4361 z^5 + 0.9709 z^4 + 0.3068 z^3 - 0.5604 z^2 - 0.3323 z - 1.117e-017}{z^6 + 0.4453 z^5 - 1.438 z^4 - 0.3651 z^3 + 0.5793 z^2 - 7.979e-017 z}$	$\frac{0.4257 z^5 + 0.9318 z^4 + 0.2461 z^3 - 0.6028 z^2 - 0.3428 z + 5.305e-018}{z^6 + 0.686 z^5 - 0.9233 z^4 - 9.976e-005 z^3 + 0.6462 z^2 - 1.457e-016 z}$

В першому рядку основної частини таблиць містяться неперервні передатні функції, що отримано з вище наведеної математичної моделі. В другому рядку наведено дискретні передатні функції, що отримані з еквівалентної ДДМ. В нижньому рядку наведено дискретні передатні функції для обвідної коливальних, які отримано з еквівалентної ДДМ зі зворотним знаком перехідної матриці. Передатні функції в трьох стовпчиках відповідають трьом значенням відносною робочою частоти РП – відношенням робочою частоти до резонансної.

На рис. 6 наведено перехідні характеристики випрямленого струму дискретних динамічних моделей резонансного перетворювача для обвідної з різними модифікаціями лінійної частини схеми заміщення: 1 – М300; 2 – М211; 3 – М212; а, б, в – для відносною робочою частоти $f_g^* = 0.8; 1.0; 1.25$ відповідно. Різний характер перехідних процесів обумовлений тим, що частота коливальних перехідної характеристики відповідає модулю різниці між робочою і резонансною частотами. Динаміка РП з робочою частотою, наближеною до резонансної, подібна до динаміки РП з автогенерацією, розглянутого в [25]. Встановлені значення перехідних процесів відповідають різним статичним коефіцієнтам передавання РП на вказаних робочих частотах.

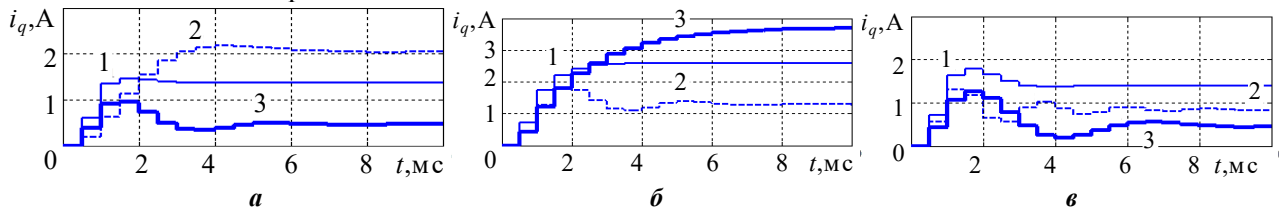


Рис. 6

Задля перевірки істинності отриманих передатних функцій було проведено ряд експериментів та порівняно вихідні величини імітаційних моделей РП з вихідними величинами динамічних моделей РП для обвідної. На рис. 7 наведено часові характеристики динамічних моделей резонансного перетворювача за амплітудної модуляції напруги інвертора: 1 – вихідна напруга інвертора u_g , В; 2 – вихідна величина лінійної частини схеми заміщення – вхідний струм випрямляча i_b , А; 3 – вихідна величина динамічної моделі для обвідної – випрямлений струм i_q , А; а, б – для відносною робочою частоти $f_g^* = 1$ і $f_g^* = 1.25$ відповідно.

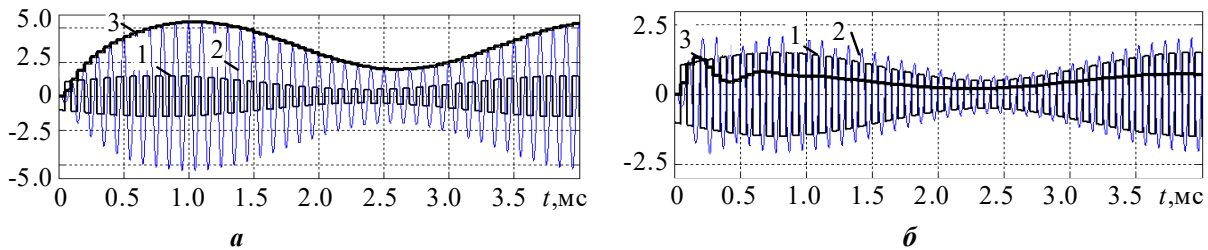


Рис. 7

Вихідні величини ДДМ для обвідної (графіки 3 на рис. 7, а, б) співпадають зі значеннями струму випрямляча (графіки 2) імітаційної моделі РП в моменти квантування. На вхід моделей подавався сигнал складної форми. В даному випадку – синусоїда з постійною складовою. Співпадіння величин свідчить щодо правильності отриманих передатних функцій РП для обвідних коливальних у табл. 1 і 2.

Висновки. В результаті даного дослідження визначено лінеаризовану ДДМ РП і показано можливість визначення передатної функції РП для обвідної коливальних процесів: теоретичним шляхом – на основі передатної функції лінійної частини схеми РП для поточних значень величин; експериментальним шляхом – на основі аналізу експериментально знятої імпульсної перехідної характеристики РП.

Перевагою теоретичного способу на основі математичної моделі, побудованої за принципом суперпозиції, є можливість врахування структури схеми заміщення 3-8 порядків, розрахунки коефіцієнтів передатної функції якої не викликають труднощів.

Дискретну передатну функцію РП для обвідної може бути визначено із дискретної передатної функції для поточних значень, яку отримано на основі неперервної або дискретної математичної моделі, або на основі експериментів. Дискретна передатна функція для обвідної з $N=2$ дорівнює дискре-

тній передатній функції для поточних значень з протилежними знаками за $n - 1$, $n - 3$, ... ступенях z чисельника (n – порядок схеми ЛБП) і за n , $n - 2$, ... ступенях z знаменника.

Аналіз процесів показав, що динаміка розглянутих схем РП для обвідних визначається домінуючими двома коливальними ланками з частотами вільних коливань, які відповідають послідовному та паралельному резонансам резонансного кола.

Роботу виконано в рамках державної бюджетної НДР: «Розробка енергоефективних засобів генерації та перетворення електроенергії для систем розмагнічування малих кораблів» (№ ДР 0124U001522).

DYNAMIC MODEL OF THE RESONANT CONVERTER FOR INFLUENCE FROM THE SUPPLY SIDE

G.V. Pavlov¹, A.V. Obrubov², I.L. Vinnychenko³

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,
Heroiv Ukrainy av., 9, Mykolaiv, 54007, Ukraine.

E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrybov@nuos.edu.ua; i.l.vinnychenko@gmail.com.

In the paper, a discrete dynamic model of a full-bridge resonant converter with a symmetrical operating mode has been obtained, which describes the resonant converter as a transfer link with an supply voltage input side and a load current output side. The dynamic model is based on a linear mathematical model of the resonant converter built according to the superposition principle. The structure of the resonant converter with the processes outline function is given and analyzed. The structure of the discrete dynamic model of the resonant converter of the n^{th} order is presented. It is proved that the transfer function of the discrete dynamic model for the outline function can be determined by the transfer function of the continuous system. The resulting dependencies describing the discrete transfer functions of the resonant converter are used to obtain the discrete dynamic model of the double-circuit transformer resonant converter in a synchronous rectifier. For this, the sequence of actions is defined: definition of the transfer function of the continuous dynamic model; obtaining the system of equations in vector-matrix form describing electromagnetic processes in the converter; definition of the system of discrete equations; definition of the transfer function of the circuit. The obtained theoretical results were verified by means of simulation modeling of the considered double-circuit resonant converter. The proposed dynamic model makes it possible to analyze the influence of instability and low-frequency fluctuations of the supply voltage of the resonant converter on the output values. The presented results can be used in the development and improvement of single- or multi-circuit bridge high-frequency resonant converters as the secondary power sources and converters used in ship demagnetization systems. References 25, figures 8, tables 2.

Key words: resonant converter, dynamic model, outline function, principle of superposition, transfer function.

1. Wikkerink D., Mor A.R., Polinder H., Ross R. Converter design for high temperature superconductive degaussing coils. *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. Pp. 128656-128663. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3227508>.
2. Vinnychenko D., Nazarova N., Vinnychenko I. Transformerless high-voltage resonant charging systems for capacitive energy storage devices for electro-discharge technologies. *Proc. of IEEE 41st International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine, 10-14 October 2022. Pp. 727-731. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927052>.
3. Wolf M., Pokryvailo A. High Voltage Resonant Modular Capacitor Charger Systems With Energy Dosage. *IEEE Pulsed Power Conference*. Monterey, CA, USA, 13-15 June 2005. Pp. 1029-1032. DOI: <https://doi.org/10.1109/PPC.2005.300477>.
4. Wenjin Sun, Xiang Jin, Li Zhang, Haibing Hu, Yan Xing. Analysis and design of a multi-resonant converter with a wide output voltage range for EV charger applications. *Journal of Power Electronics*. 2017. Vol. 17. No 4. Pp. 849-859.
5. Honggang Sheng. A high power density three-level parallel resonant converter for capacitor charging: PhD diss.: Electrical Engineering. Virginia Polytechnic Institute. Blacksburg. 2009. 196 p. URL: <https://ytechworks.lib.vt.edu/server/api/core/bitstreams/c6a84ea8-eb4a-43d1-b627-d94e7bd104e4/content> (accessed at 14.02.2024)
6. Deshmukh S., Iqbal A., Islam S., Khan I., Marzband M., Rahman S., M.A.B. Al-Wahedi A. Review on classification of resonant converters for electric vehicle application. *Energy Reports*. 2022. Vol. 8. Pp. 1091-1113. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2021.12.013>.
7. Găiceanu M. (ed.) Electric power conversion. IntechOpen, 2019. 228 p. DOI: <https://doi.org/10.5772/intechopen.73992>.
8. Rashid M., Hui S.Y., Shu-Hung Chung H. Power electronics handbook (fourth edition). Butterworth-Heinemann, 2018. 1496 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811407-0.00012-X>.
9. Pavlov G., Vinnichenko I., Pokrovskiy M. Estimation of energy efficiency of the frequency converter based on the resonant inverter with pulse-density control. *Proc. of IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kharkiv, Ukraine, 10-14 September 2018. Pp. 101-105. DOI:

<https://doi.org/10.1109/IEPS.2018.8559499>.

10. Yang E.X., Choi B., Lee F.C., Cho B.H. Dynamic analysis and control design of LLC resonant converter. 1992. Pp. 362-369. URL: <https://www.yumpu.com/en/document/view/38364328/dynamic-analysis-and-control-design-of-lcc-resonant-converter-> (accessed at 14.02.2024)
11. Gorodny A., Gordienko V., Stepenko S., Sereda O., Boyko S. Impact of supply voltage change on the energy performance of boost quasi-resonant converter for radioelectronic equipment power supplies. *Proc. of International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. Kremenchuk, Ukraine, 15-17 November 2017. Pp. 232-235. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248897>.
12. Afshang H., Tahami F. Voltage regulation of DC-DC series resonant converter operating in discontinuous conduction mode: the hybrid control approach. *International Journal of Engineering*. 2019. Vol. 32. No 11. Pp. 1610-1619. DOI: <https://doi.org/10.5829/ije.2019.32.11b.12>.
13. Nair M. Simulation and experimental verification of closed loop operation of buck/boost dc-dc converter with soft switching. *International Journal of Engineering*. 2012. Vol. 25. No 4. Pp. 267-274. URL: https://www.ije.ir/article_72033.html (accessed at 14.02.2024)
14. Shi J., Li H., Wang Z. Research on output voltage stabilization of LLC resonant converter based on LADRC with simplified linear model. *Proc. of 6th International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE)*. Shanghai, China, 17-20 September 2021. Pp. 51-55. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICPRE52634.2021.9635581>.
15. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals. *Proc. of 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, Ukraine, 07-11 June 2016. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521879>.
16. Chen W., Zhang G., Zhang A. Influence of demagnetizing current transition process on demagnetizing effect. *Ship Science and Technology*. 2011. Vol. 33. No 04. Pp. 85-89.
17. Pawłowski T. A review of electromagnetic field sources on ships. *Biuletyn Instytutu Morskiego*. 2018. Vol. 33. Pp. 94-112. DOI: <https://doi.org/10.5604/01.3001.0012.7649>.
18. Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter. USA: Texas Instruments Incorporated, 2010. URL: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf> (accessed at 14.02.2024)
19. Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using NCP4390/NCV4390. USA: Semiconductor Components Industries, LLC, 2023. 20 p. URL: <https://www.onsemi.com/pub/collateral/and90061-d.pdf> (accessed at 14.02.2024)
20. Norsworthy S., Cardiff R. Resonant power converter for radio frequency transmission and method. European patent, 03713861.7, 2003.
21. Vyapari S., Viju Nair R., Ghosh G. Envelope-detection-based accurate small-signal modelling of series resonant converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2023. Vol. 38. No 7. Pp. 8367-8378. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3268635>.
22. Kuo B.C. Digital control systems. University of Illinois at Urbana-Champaign: Oxford University Press, 1992. 751 p.
23. Baldi P., Haus E. Normal form and dynamics of the Kirchhoff equation. *Boll Unione Mat Ital*. 2023. Vol. 16. Pp. 337-349. DOI: <https://doi.org/10.1007/s40574-022-00344-6>
24. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. Determining the dynamic model of the charging resonant converter with inductive coupling by an experimental-analytical method. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2022. Vol. 4. No 8(118). Pp. 17-28. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263526>.
25. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. Optimizing the operation of charging self-generating resonant inverters. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2022. Vol. 1. No. 5(115). Pp. 23-34. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.252148>

Надійшла 02.03.2024
Остаточний варіант 22.03.2024

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОЇ МАШИНИ

І.П. Кондратенко*, чл.-кор. НАН України, **Р.С. Кришук**** , канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: dep7ied@ukr.net; dygogive@gmail.com.

Пропонується математична модель для розрахунку електромагнітних параметрів магнітоелектричних машин аналітичним методом. Постійні магніти абстрагуються у вигляді еквівалентних соленоїдів із постійним струмом у вигляді струмових контурів. Модель відрізняється від відомої наявністю подвійних лінійних струмових контурів статора для аналізу магнітоелектричних машин з двошаровою обмоткою. Також запропонована модель враховує наявність лінійних струмових контурів еквівалентних соленоїдів замість точкових струмових контурів для більш точного розрахунку. Струмові контури статора та ротора задаються на границях повітряного проміжку електричної машини, тобто на гладких безпазових поверхнях магнітопроводів. Вперше такі контури виражені у вигляді добутку трьох змінних: сила струму, коефіцієнт лінійної густини струму та коефіцієнт просторового розподілу. Індуктивність пазів статора та опір обмотки враховано відомими аналітичними виразами класичної теорії електричних машин. Частоту обертання ротора представлено як функція від часу. Для магнітоелектричних машин заданих розмірів і заданої змінної частоти обертання ротора обчислено з використанням математичної моделі розподіл індукції магнітного поля, векторного магнітного потенціалу, струмів, коефіцієнтів просторового розподілу обмотки та напруженості електричного поля постійних магнітів. Бібл. 7, табл. 1, рис. 4.

Ключові слова: магнітоелектрична машина, математична модель, аналітичний метод, електромагнітне поле, постійні магніти.

Вступ. Актуальним питанням сьогодення є ефективне використання відновлюваних джерел електроенергії. Серед таких джерел є енергія сонця, вітру, морських хвиль та інші. Для перетворення енергії вітру та хвиль в електроенергію використовуються електромеханічні перетворювачі, з яких є магнітоелектричні генератори [1].

Задля ефективного використання відновлюваних джерел енергії необхідно виконати моделювання електромагнітного поля та провести розрахунок характеристик магнітоелектричних генераторів. Для цього використовуються різні методи та модельні представлення, наприклад: чисельний метод скінченних елементів [2], який застосовується в багатьох універсальних комп'ютерних програмах для моделювання електромагнітних полів; метод вторинних джерел [3]; метод інтегральних перетворень [4, 5] та ін. Для кожного методу потрібно мати своє модельне представлення електричної машини, яке відрізняється від реальної машини низкою використаних припущень, спрощень, що вносить певні неточності до результатів розрахунків.

Аналітичні методи моделювання електромагнітного поля електричних машин мають низку переваг над чисельними, серед яких висока швидкість розрахунку, універсальність під час реалізації в різних середовищах програмування, висока точність розрахунку. Ці методи складаються з математичних функцій, які описують нелінійні характеристики електричних машин (індукція електромагнітного поля, струм, напруга, момент та ін.) в залежності від певних параметрів (відстань, координата, час, електрична провідність та ін.). Універсальність полягає в можливості розроблення простих програм для розрахунку характеристик конкретних електричних машин, використовуючи систему комп'ютерної алгебри, наприклад, Mathcad, Wolfram Mathematica або мови програмування Fortran, Python та ін. Часто розрахунок ведеться з урахуванням рівнянь із різних дисциплін. Наприклад, для моделювання пристроїв для перетворення енергії хвиль використовуються одночасно

рівняння електромагнітного поля, рівняння рівноваги механічної системи та рівняння електричного кола [1].

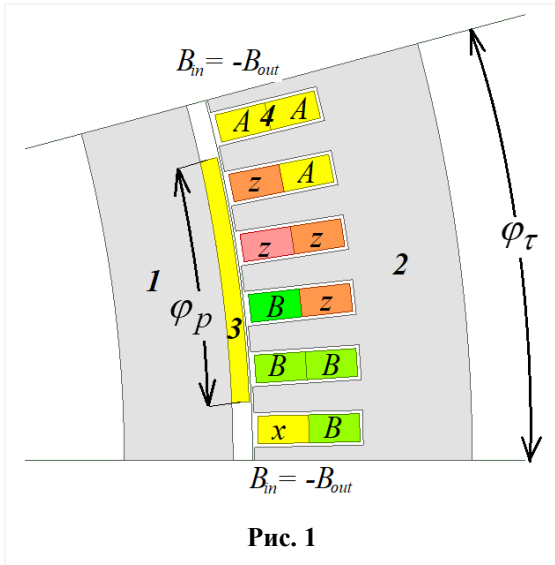


Рис. 1

У цій роботі досліджується магнітоелектрична машина (рис. 1) з радіальним магнітним потоком, у якій магнітопровід ротора 1 має поверхню без пазів з накладними постійними магнітами 3, статор має трифазну обмотку, укладену в пази 4 магнітопроводу 2. В роботі реалізується ідея розроблення математичної моделі магнітоелектричних генераторів та двигунів з подвійними лінійними струмовими контурами обмотки статора для врахування двошарової обмотки з вкороченим кроком, а також ідея використання розподілених лінійних струмових контурів з постійним струмом, якими замінюються постійні магніти на відміну від відомих уявлень [1, 5] таких магнітів у вигляді нескінченно тонких соленоїдів, що розташовуються на бічних поверхнях реальних постійних магнітів.

У роботі досліджено модель магнітоелектричної машини (рис. 2) у циліндричній системі координат ρ, ϕ, z та розроблено аналітичний метод розрахунку компонентів електромагнітного поля. В розробленій математичній моделі [1] для завдання величини намагнічування постійних магнітів використовується дельта-функція Дірака, що в подальшому значно спрощує застосування інтегрального перетворення. Штриховими лініями показано місця розміщення пазів та постійних магнітів, яких немає в моделі. Присутність постійних магнітів на границі $\rho = r_1$ враховано точковими струмовими контурами I_p [1]. На границі $\rho = r_2$ наявність обмотки статора представлено лінійними струмовими контурами j_w статора у вигляді тонких ліній довжиною в ширину пазів.

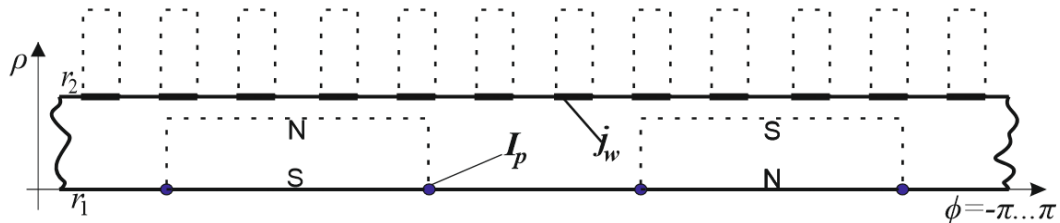


Рис. 2

На рис. 3 пропонується аналогічна до рис. 2 модель, але з лінійними струмовими контурами еквівалентних соленоїдів ротора j_p . Є можливість регулювати ширину контурів j_p задля досягнення більшої точності розрахунку (рис. 2). Струмові контури j_p завжди знаходяться на бокових краях уявних постійних магнітів, позначених штриховими лініями на рис. 3. Використання лінійних струмових контурів j_p замість точкових I_p надасть можливість знизити вплив обмеженої кількості гармонік інтегрального перетворення Фур'є, що застосовується для аналітичного розрахунку рівняння електромагнітного поля магнітоелектричної машини. Для врахування двошарової обмотки з вкороченим кроком на границі $\rho = r_2$ використовуються подвійні лінійні струмові контури

$$j_w = j_{w1} + j_{w2}. \quad (1)$$

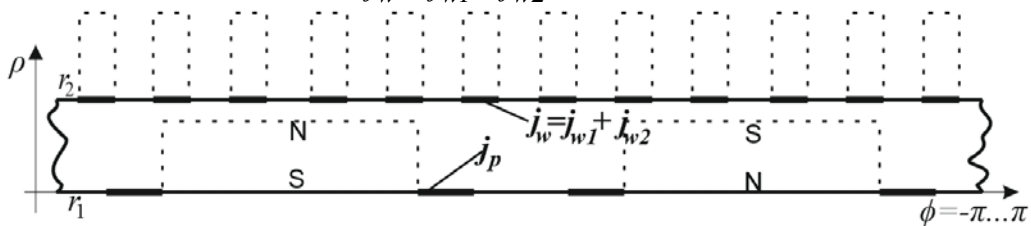


Рис. 3

Метою роботи є розроблення математичної моделі для аналітичного розрахунку електромагнітних параметрів та енергетичних показників магнітоелектричних машин, що має подвійні лінійні струмові контури обмотки статора для врахування двошарової обмотки та лінійні струмові контури еквівалентних соленоїдів для модельного представлення постійних магнітів.

Рівняння електромагнітного поля. Задля розрахунку електромагнітного поля в повітряному проміжку моделі на рис. 3 використовується рівняння [1]

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} = 0, \quad (2)$$

де A_z – векторний магнітний потенціал, z -складова; ρ , ϕ , z – координати циліндричної системи координат.

Рівняння (1) одержано із наступних рівнянь:

$$\text{rot} \mathbf{A} = \mathbf{B}; \quad (3)$$

$$\text{rot} \mathbf{H} = \mathbf{j} = 0; \quad (4)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}. \quad (5)$$

Тут \mathbf{A} – векторний магнітний потенціал; \mathbf{B} – індукція магнітного поля; \mathbf{H} – напруженість магнітного поля; \mathbf{j} – густина електричного струму, яка рівна нулю, оскільки в повітряному проміжку (рис. 3) струми відсутні; μ – магнітна проникність повітряного проміжку.

Граничні умови. Для моделі на рис. 3 на границях $\rho = r_1$ і $\rho = r_2$ граничні умови [6]

$$\left. \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \right|_{r_1} = -\mu j_p \quad \text{і} \quad \left. \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \right|_{r_2} = \mu j_w. \quad (6)$$

Струмові контури ротора j_p як функції від часу t та координати ϕ на відміну від [1] пропонується визначати відповідно як добуток сили струму, коефіцієнту лінійної густини струму та коефіцієнту просторового розподілу струму

$$j_p [t, \phi] = i_p k_{jp} k_p [t, \phi], \quad k_{jp} = 1/r_1 \phi_s, \quad (7)$$

де t – час; i_p – струм в струмових контурах ротора; k_{jp} – коефіцієнт густини струму; $k_p [t, \phi]$ – функція коефіцієнту просторового розподілу лінійних струмових контурів j_p ; ϕ_s – кут, що займають лінійні струмові контури j_p по координаті ϕ .

Через використання точкових струмових контурів I_p ротора на рис. 2 вираз (7) буде мати наступний вигляд:

$$j_p [t, \phi] = I_p [t, \phi] = i_p k_{jp} k_{p2} [t, \phi], \quad k_{jp} = 1, \quad (8)$$

де $k_{p2} [t, \phi]$ – функція коефіцієнту просторового розподілу струмових контурів I_p .

Струм у контурах ротора розраховується як [1]

$$i_p = H_c h_p, \quad (9)$$

де H_c – коерцитивна сила постійних магнітів; h_p – висота постійних магнітів по координаті ρ .

Запропоновано функцію коефіцієнта k_p для контурів j_p

$$k_p [t, \phi] = \sum_{p_1=0}^{p-1} \text{rect} \left[\frac{\phi - (T_{p1} + \phi_r [t])}{\phi_s} \right] + \text{rect} \left[\frac{\phi - (T_{p2} + \phi_r [t])}{\phi_s} \right] - \text{rect} \left[\frac{\phi - (T_{p1} + \phi_r [t] + \phi_\tau)}{\phi_s} \right] - \text{rect} \left[\frac{\phi - (T_{p2} + \phi_r [t] + \phi_\tau)}{\phi_s} \right], \quad (10)$$

$$T_{p1} = 2\phi_r p_1, \quad T_{p2} = T_{p1} + \phi_r - \phi_p - \phi_s,$$

де p – кількість пар полюсів; $\text{rect}[\dots]$ – прямокутна функція; ϕ_τ – кут полюсів, рад.; ϕ_r – кут повороту ротора відносно статора; ϕ_p – кут, що займає постійний магніт.

Для випадку точкових струмових контурів I_p (рис. 2) запропоновано наступний вираз для k_{p2} (8) за допомогою дельта-функції Дірака $\delta[\dots]$:

$$k_{p2}[t, \phi] = \sum_{p1=0}^{p-1} \delta[\phi - (T_{p1} + \phi_r[t] - \phi_p/2)] - \delta[\phi - (T_{p1} + \phi_r[t] + \phi_p/2)] - \delta[\phi - (T_{p1} + \phi_r[t] + \phi_\tau - \phi_p/2)] + \delta[\phi - (T_{p1} + \phi_r[t] + \phi_\tau + \phi_p/2)] \quad (11)$$

Лінійні струмові контури трифазної обмотки j_w (1)

$$j_{w1}[t, \phi] = i_A[t] k_j k_{w1}[\phi, \phi_A] + i_B[t] k_j k_{w1}[\phi, \phi_B] + i_C[t] k_j k_{w1}[\phi, \phi_C]; \quad (12)$$

$$j_{w2}[t, \phi] = i_A[t] k_j k_{w2}[\phi, \phi_A] + i_B[t] k_j k_{w2}[\phi, \phi_B] + i_C[t] k_j k_{w2}[\phi, \phi_C];$$

$$k_j = w_c / b_g = w_c / r_2 \phi_g; \quad (13)$$

$$\phi_A = -4\phi_\tau / m, \quad \phi_B = -2\phi_\tau / m, \quad \phi_C = 0,$$

де i_A, i_B, i_C – струм фази обмотки статора; k_j – коефіцієнт густини струму в контурах j_w ; w_c – кількість витків у котушках двошарової обмотки, тобто в контурах j_{w1} та j_{w2} (1); b_g – ширина пазів, що відповідає ширині струмових контурів j_w ; ϕ_g – кут ширини пазів у радіанах; k_{w1} – коефіцієнт просторового розподілу контурів j_{w1} по координаті ϕ ; k_{w2} – коефіцієнт просторового розподілу контурів j_{w2} по координаті ϕ ; ϕ_A, ϕ_B, ϕ_C – кут зміщення відповідної фази по координаті ϕ ; $m = 3$ – кількість фаз.

Коефіцієнт просторового розподілу k_{w1}, k_{w2}

$$k_{w1}[\phi, \phi_{ph}] = \sum_{p1}^{p-1} \sum_{q1}^{q-1} \text{rect} \left[\frac{\phi - T_{qp1}[\phi_{ph}]}{\phi_g} \right] - \text{rect} \left[\frac{\phi - T_{qp1}[\phi_{ph}] + \phi_\tau}{\phi_g} \right]; \quad (14)$$

$$k_{w2}[\phi, \phi_{ph}] = \sum_{p1}^{p-1} \sum_{q1}^{q-1} \text{rect} \left[\frac{\phi - T_{qp2}[\phi_{ph}]}{\phi_g} \right] - \text{rect} \left[\frac{\phi - T_{qp2}[\phi_{ph}] + \phi_\tau}{\phi_g} \right];$$

$$\begin{aligned} \phi_{ph} &= \phi_A \vee \phi_B \vee \phi_C, & T_{qp1}[\phi_{ph}] &= \phi_{ph} + 2\phi_\tau p1 + q1\phi_z; \\ T_{qp2}[\phi_{ph}] &= T_{qp1}[\phi_{ph}] + \phi_\tau(1 - \beta); & k_w &= k_{w1}[\phi, \phi_{ph}] + k_{w2}[\phi, \phi_{ph}] \end{aligned} \quad (15)$$

Тут q – кількість пазів на полюс і фазу; ϕ_z – кут зубцевого кроку; β – коефіцієнт вкорочення обмотки – відношення кроку котушок обмотки статора до полюсного кроку; $T_{qp1}[\phi_{ph}]$ – параметр першого шару двошарової обмотки; $T_{qp2}[\phi_{ph}]$ – параметр другого шару двошарової обмотки; k_w – сумарний коефіцієнт розподілу обмотки; \vee – логічний оператор АБО.

Інтегральне перетворення. Задля розв'язання рівняння (2) потрібно позбутися координати ϕ у ньому та у виразах (7)-(15). Для цього використовується інтегральне перетворення Фур'є

$$\hat{f}[\phi] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f[\phi] e^{in\phi} d\phi, \quad (16)$$

де n – параметр перетворення Фур'є. Обернене перетворення записується у вигляді суми

$$f[\phi] = \text{Re} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{f}[\phi] e^{-in\phi} \right] = \text{Re} \left[\sum_{n=-\infty}^{-1} \hat{f}[\phi] e^{-in\phi} \right] + \text{Re} \left[\hat{f}[\phi] e^{-in\phi} \right] + \text{Re} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \hat{f}[\phi] e^{-in\phi} \right]. \quad (17)$$

Оскільки в магнітоелектричній машині обмотка замкнена та є симетрія по координаті ϕ , то у такому випадку другим доданком в (17) ($n = 0$) нехтуємо.

Коефіцієнти просторового розподілу струмових контурів (10), (11), (14) після інтегрального перетворення (15) мають відповідно наступний вигляд:

$$\hat{k}_p[t] = \sum_{p1=0}^{p-1} \left(-e^{in\phi_r[t]} \left(e^{inT_{p1}} + e^{inT_{p2}} \right) \left(-1 + e^{in\phi_\tau} \right) \sin[n\phi_s/2] \right) / n\pi; \quad (18)$$

$$\hat{k}_{p2}[t] = \sum_{p_1=0}^{p-1} \left(e^{in\varphi_p[t]} e^{0.5in(2T_{p1}-\varphi_p)} (e^{in\varphi_p} - 1)(e^{in\varphi_p} - 1) \right) / 2\pi; \quad (19)$$

$$\hat{k}_{w1}[\phi_{ph}] = \sum_{q_1=0}^{q-1} \sum_{p_1=0}^{p-1} e^{inT_{qp1}} [\phi_{ph}] \left(1 - e^{in\phi_{\tau}} \right) \sin \left[\frac{n\phi_g}{2} \right] / n\pi; \quad (20)$$

$$\hat{k}_{w2}[\phi_{ph}] = \sum_{q_1=0}^{q-1} \sum_{p_1=0}^{p-1} e^{inT_{qp2}} [\phi_{ph}] \left(1 - e^{in\phi_{\tau}} \right) \sin \left[\frac{n\phi_g}{2} \right] / n\pi.$$

Магнітне поле. Інтегральне перетворення (16) дає змогу привести (2) до диференційного рівняння другого порядку [1]

$$\hat{A}_z = C_1 \rho^n + C_2 \rho^{-n}. \quad (21)$$

Тут C_1 і C_2 визначаються граничними умовами (6)

$$\left\{ -\mu_0 \hat{j}_p = C_1 n r_1^{(n-1)} - C_2 n r_1^{-(n-1)}; \quad \mu_0 \hat{j}_w = C_1 n r_2^{(n-1)} - C_2 n r_2^{-(n-1)}. \right. \quad (22)$$

Виконавши розв'язання системи (22), маємо коефіцієнти C_1 і C_2

$$C_1[\hat{j}_p, \hat{j}_w] = \frac{\hat{j}_p r_1^{(1+n)} \mu_0 + \hat{j}_w r_2^{(1+n)} \mu_0}{n(r_1^{2n} - r_2^{2n})}, \quad C_2[\hat{j}_p, \hat{j}_w] = \frac{r_1^n r_2^n (\hat{j}_w r_1^n r_2 + \hat{j}_p r_2^n r_1) \mu_0}{n(r_1^{2n} - r_2^{2n})}. \quad (23)$$

Вирази (23) складаються з двох доданків, що мають множники \hat{j}_p та \hat{j}_w , які отримано після застосування до (7), (1) і (12) інтегрального перетворення (16). Тому, підставивши (23) в (21), можна векторний потенціал (21) розділити на дві частини [1]

$$\hat{A}_z[\hat{j}_p, \hat{j}_w] = \hat{A}_{zp}[\hat{j}_p] + \hat{A}_{zw}[\hat{j}_w]. \quad (24)$$

Якщо вважати, що перетворення механічної енергії в електричну здійснюється на границі $\rho = r_2$, то \hat{A}_{zp} та \hat{A}_{zw} мають вигляд

$$\hat{A}_{zp}[\hat{j}_p] = \frac{2\hat{j}_p r_1^{(1+n)} r_2^n \mu_0}{n(r_1^{2n} - r_2^{2n})}, \quad \hat{A}_{zw}[\hat{j}_w] = \frac{\hat{j}_w r_2 (r_1^{2n} + r_2^{2n}) \mu_0}{n(r_1^{2n} - r_2^{2n})}. \quad (25)$$

Виразами (3) та (24) визначається індукція магнітного поля B_ρ на границі $\rho = r_2$

$$\hat{B}_\rho[\hat{j}_p, \hat{j}_w] = \frac{\partial}{r_2 \partial \phi} \hat{A}_z[\hat{j}_p, \hat{j}_w]. \quad (26)$$

Індукована напруга та магнітний момент. За законом Фарадея та з урахуванням калібрування Кулона для векторного магнітного потенціалу маємо

$$\text{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \quad \text{div} \mathbf{A} = 0, \quad \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}. \quad (27)$$

Тоді розподіл напруженості електричного поля E_z визначається як

$$\hat{E}_{zp}[\hat{j}_p] = -\partial \hat{A}_{zp}[\hat{j}_p] / \partial t = -in \frac{\partial \phi_r[t]}{\partial t} \hat{A}_{zp}[\hat{j}_p] = -in \omega_p[t] \hat{A}_{zp}[\hat{j}_p], \quad (28)$$

$$\hat{E}_{zw}[\hat{j}_w] = -\partial \hat{A}_{zw}[\hat{j}_w] / \partial t, \quad (29)$$

$$\hat{E}_z[\hat{j}_p, \hat{j}_w] = \hat{E}_{zp}[\hat{j}_p] + \hat{E}_{zw}[\hat{j}_w], \quad (30)$$

де $\omega_p[t]$ – кутова частота обертання ротора, рад/с. Напруженість електричного поля має дві складові (30). Складовою E_{zp} визначається далі по тексту електрорушійна сила в контурах j_w , а складовою E_{zw} – індуктивність контурів j_w [5].

Добуток напруженості E_{zp} на коефіцієнт розподілу обмотки k_w певної фази ϕ_{ph} (15) дає можливість отримати нульові значення напруженості E_{zp} на ділянках зубців магнітопроводу статора

вздовж координати ϕ . Тобто цей добуток визначає напруженість $E_{zр}$ лише в струмових контурах j_w певної фази (рис. 3) між зубцями магнітопроводу

$$E_{zр} [j_p] \cdot k_w [\phi, \phi_{ph}] \quad (31)$$

Усереднене значення $E_{zр}$ в струмових контурах j_w для певної фази ϕ_{ph} можна одержати з допомогою (31) за виразом

$$\frac{1}{\phi_{jph}} \int_0^{2\pi} E_{zр} [j_p] k_w [\phi, \phi_{ph}] d\phi = \frac{2\pi}{\phi_{jph}} \operatorname{Re} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{E}_{zр} [j_p] \hat{k}_w^* [\phi_{ph}] \right], \quad \phi_{jph} = 2pq\phi_g, \quad (32)$$

де ϕ_g – кут, що зайнятий одним пазом; ϕ_{jph} – сумарний кут пазів певної фази; «*» – позначення комплексно-спряжених чисел.

Задля знаходження індукованої контурами j_p (рис. 3) або I_p (рис. 2) напруги на фазі обмотки статора вираз (32) множиться на кількість витків у фазі та довжину повітряного проміжку вздовж осі z

$$u_{pph} [\hat{j}_p, \phi_{ph}] = l_d w_{ph} \frac{2\pi}{\phi_{jph}} \operatorname{Re} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{E}_{zр} [\hat{j}_p] \hat{k}_w^* [\phi_{ph}] \right], \quad (33)$$

$$w_{ph} = 2pqw_c, \quad (34)$$

де l_d – довжина повітряного проміжку електричної машини вздовж обертового валу; w_{ph} – кількість витків у фазі обмотки статора.

Магнітний момент на валу ротора для кожної фази ph (фази А, В, С), використавши вирази (28) і (34) та [1], запишеться як

$$M_{Mph} [\hat{j}_p, \phi_{ph}, t] = i_{ph} u_{pph} [\hat{j}_p, \phi_{ph}] / \omega_p [t]. \quad (35)$$

Сумарний магнітний момент усіх фаз на роторі

$$M_M = M_{MA} + M_{MB} + M_{MC}. \quad (36)$$

Індуктивність обмотки статора. Замінивши в (33) напруженість електричного поля (28) на (29), маємо падіння напруги на індуктивному опорі струмових контурів \hat{j}_w

$$u_{Lph} [\hat{j}_w, \phi_{ph}] = l_d w_{ph} \frac{2\pi}{\phi_{jph}} \operatorname{Re} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{E}_{zw} [\hat{j}_w] \hat{k}_w^* [\phi_{ph}] \right]. \quad (37)$$

Падіння напруги (37) можна записати через індуктивність L

$$u_{Lph} [\phi_{ph}] = \frac{\partial i_A [t]}{\partial t} L[\phi_A, \phi_{ph}] + \frac{\partial i_B [t]}{\partial t} L[\phi_B, \phi_{ph}] + \frac{\partial i_C [t]}{\partial t} L[\phi_C, \phi_{ph}]. \quad (38)$$

Із (37) та (38) визначено функцію для розрахунку індуктивності контурів \hat{j}_w

$$L[\phi_{ph1}, \phi_{ph2}] = -l_d w_{ph} \frac{2\pi}{\phi_{jph}} \operatorname{Re} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{A}_{zw} [\hat{k}_j \cdot \hat{k}_w [\phi_{ph1}]] \cdot \hat{k}_w^* [\phi_{ph2}] \right], \quad (39)$$

$$\phi_{ph1} = \phi_A \vee \phi_B \vee \phi_C; \quad \phi_{ph2} = \phi_A \vee \phi_B \vee \phi_C. \quad (40)$$

Оскільки магнітоелектрична машина має симетричні полюси по координаті ϕ , обмотка для усіх фаз однакова, то можна індуктивність узагальнити для усіх фаз

$$L_{ph} = L_A = L_B = L_C = L[\phi_{ph1}, \phi_{ph2}], \quad \text{якщо } \phi_{ph1} = \phi_{ph2}; \quad (41)$$

$$L_M = L[\phi_{ph1}, \phi_{ph2}], \quad \text{якщо } \phi_{ph1} \neq \phi_{ph2},$$

де L_{ph} – власна індуктивність фази струмових контурів \hat{j}_w ; L_M – індуктивність між фазами струмових контурів \hat{j}_w .

Розрахунок струмів. Приймається умова, що машина працює в режимі генератора, до кожної фази підключено однакове активно-індуктивне навантаження (RL). Для такої схеми складається система рівнянь, що розв'язується аналітично, за другим законом Кірхгофа, де невідомими є струми i_A , i_B , i_C (12) у струмових контурах j_w

$$\begin{cases} u_{pA}[t] + \frac{\partial i_A[t]}{\partial t}(L_{ph} + L_e + L_g + L_{cs}) + L_M \left(\frac{\partial i_B[t]}{\partial t} + \frac{\partial i_C[t]}{\partial t} \right) + i_A[t](r_{cs} + r_w) = u_A[t]; \\ u_{pB}[t] + \frac{\partial i_B[t]}{\partial t}(L_{ph} + L_e + L_g + L_{cs}) + L_M \left(\frac{\partial i_A[t]}{\partial t} + \frac{\partial i_C[t]}{\partial t} \right) + i_B[t](r_{cs} + r_w) = u_B[t]; \\ u_{pC}[t] + \frac{\partial i_C[t]}{\partial t}(L_{ph} + L_e + L_g + L_{cs}) + L_M \left(\frac{\partial i_A[t]}{\partial t} + \frac{\partial i_B[t]}{\partial t} \right) + i_C[t](r_{cs} + r_w) = u_C[t], \end{cases} \quad (42)$$

де u_{pA} , u_{pB} , u_{pC} – напруга в лінійних струмових контурах, індукована еквівалентними соленоїдами (постійними магнітами) за виразом (33); u_A , u_B , u_C – напруга стороннього джерела живлення для випадку, коли магнітоелектрична машина працює в режимі двигуна, наприклад:

$$u_A[t] = I_m \sin[\omega t + 0]; \quad u_B[t] = I_m \sin[\omega t - 2\pi/3]; \quad u_C[t] = I_m \sin[\omega t + 2\pi/3], \quad (43)$$

де $\omega = 2\pi f$ – кутова частота напруги; f – частота напруги джерела живлення; r_{cs} – активний опір споживача (або джерела, якщо машина – двигун) потужності, що підключається до виводів фази обмотки статора; r_w – активний опір провідників фази обмотки статора [7]; L_e – індуктивність лобових частин фази обмотки статора [7]; L_g – індуктивність пазів фази обмотки статора [7]; L_{cs} – індуктивність споживача (або джерела, якщо машина – двигун) потужності.

Також для розрахунку струмів i_A , i_B , i_C зі складними електричними схемами можна скористатися сторонніми програмами для розрахунку електричних схем замість (42), наприклад, Micro-Cap.

Приклад розрахунку генератора. Задля виконання розрахунку генератора складено програму в системі комп'ютерної алгебри з виразами (1), (7), (9), (12), (13), (15), (18), (20), (24)-(26), (28), (32)-(36), (39)-(42). У таблиці представлено параметри, що задано для виконання розрахунку.

Параметр	Значення	Одиниці	Опис
δ	0,005	м	Висота немагнітного проміжку
r_1	0,3143	м	Радіус магнітопроводу ротора
r_2	0,3193	м	Радіус поверхні статора, $r_1 + \delta$
l_d	1,00	м	Довжина повітряного проміжку по z
H_c	890000	А/м	Коерцитивна сила постійних магнітів
$k_{\phi p}$	2/3	1	Відношення ширини магніту до ширини полюсу
h_p	0,004	м	Висота магніту
p	12	1	Кількість пар полюсів
m	3	1	Кількість фаз
q	2	1	Кількість пазів на 1 полюс і на 1 фазу
β	5/6	1	Коефіцієнт вкорочення полюсного кроку
w_c	25	1	Кількість витків у котушках 2-шарової обмотки
b_g	0,008	м	Ширина пазів статора
φ_τ	$\pi/12$	рад	Кут полюсного кроку, π/p
φ_z	$\pi/72$	рад	Кут зубцевого кроку, φ_τ/mq
k_{gt}	0,574196	1	Відношення ширинипазу до зубцевого кроку, $b_g/\varphi_z r_2$
φ_g	0,025054	рад	Кутпазу, $\varphi_z k_{gt}$
φ_p	$\pi/18$	рад	Кут, що займає постійний магніт, $\varphi_\tau k_{\phi p}$
φ_{sm}	$\pi/72$	рад	Максимально можливий кут ширини лінійного струмового контуру j_p (рис. 3), $0,5\varphi_\tau(1 - k_{\phi p})$
φ_s	0,00436332	рад	Заданий кут лінійного струмового контуру j_p , $0,1 \cdot \varphi_{sm}$
r_{cs}	182,0	Ом	Опір споживача потужності на кожній фазі
r_w	18,0	Ом	Опір обмотки фази [7]
L_e	0,008	Гн	Індуктивність лобових частин обмотки на фазу [7]

Продовження таблиці

Параметр	Значення	Одиниці	Опис
L_g	0,142	Гн	Індуктивність пазів обмотки на фазу [7]
L_{CS}	0.0	Гн	Індуктивність споживача потужності на кожній фазі
$v_r [t]$	0...12	об/хв	Частота обертання ротора, $12 \cdot \sin[2\pi(1/6)t]$
$\omega_r [t]$	0...0,4 π	рад/с	Кутова частота обертання ротора, $2\pi(v_r/60)$
n	-10 ³ ...-1, 1...10 ³	1	Параметр перетворення Фур'є (17)

На рис. 4, а показано результати розрахунку струму в фазах обмотки в межах 1/4 періоду коливання швидкості $v_r [t]$ (табл.). Максимальне значення струму становить близько 4,25 А, середнє за період (діюче) значення струму 1,76 А на кожну фазу.

На рис. 4, б представлено такі результати: P_{ls} – втрати в обмотці на опорі r_w сумарно в 3-х фазах; P_{CS} – потужність споживання r_{CS} в 3-х фазах сумарно; P_1 – сумарна трифазна потужність в r_w та r_{CS} ; M_M – магнітний момент на валу ротора (36); v_r – задана швидкість (табл.). Середня за період потужність втрат P_{ls} становить 254 Вт, потужність споживання P_{CS} – 2567 Вт. Коефіцієнт корисної дії становить 91 %.

На рис. 4, в показано параметри електромагнітного поля за $\rho = r_2$ у межах одного полюсного кроку ϕ_T . B_ρ – радіальна складова індукції магнітного поля, що визначена рівняннями (3) і (26); A_z – векторний магнітний потенціал за виразом (24); E_{zp} – напруженість електричного поля еквівалентних соленоїдів (постійних магнітів) (28).

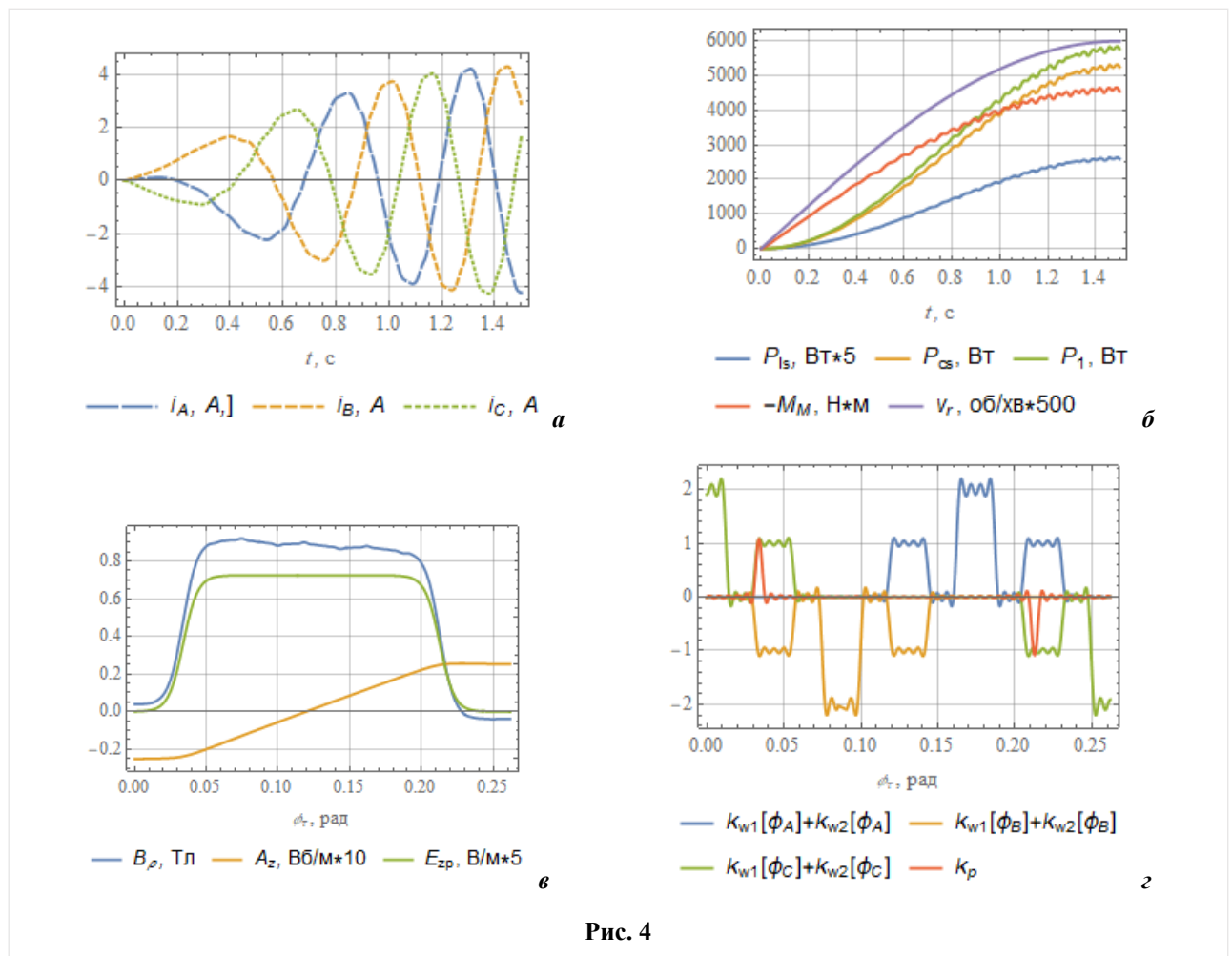


Рис. 4

На рис. 4, з представлено в межах полюсного кроку ϕ_τ розподіл коефіцієнтів просторового розподілу струмових контурів (18) та (20) з використанням оберненого перетворення (17). Коли коефіцієнти однієї фази верхнього k_{w1} та нижнього k_{w2} шару двошарової обмотки співпадають у просторі, то сумарне значення становить 2. Коефіцієнт розподілу лінійних струмових контурів еквівалентних соленоїдів k_p заданий за допомогою прямокутної функції (10). У місцях розміщення лінійних контурів j_p (7) коефіцієнт k_p очікувано приймає значення 1.

Висновки. Розроблено математичну модель для аналітичного розрахунку електромагнітних параметрів та енергетичних показників магнітоелектричних машин. Модель складається з рівняння магнітного поля для немагнітного проміжку електричної машини та граничних умов з лінійними струмовими контурами для врахування зубцево-пазової структури статора з двошаровою обмоткою і системи постійних магнітів ротора. У моделі враховується змінна в часі частота обертання ротора, яка може бути задана довільно.

Математична модель та аналітичний метод розрахунку електромагнітного поля магнітоелектричних генераторів та двигунів дають змогу виконати розрахунок просторового розподілу змінної в часі індукції магнітного поля та векторного магнітного потенціалу в повітряному проміжку, електромагнітного моменту на валу ротора, струмів і напруг в обмотці статора, потужність. Модель може використовуватися для розрахунку індуктивності обмотки магнітоелектричної машини з урахуванням коефіцієнту магнітного зв'язку між фазами, а також для розрахунку індукованої постійними магнітами напруги в обмотці статора з нелінійним механічним навантаженням на вал ротора як в режимі генератора, так і в режимі двигуна.

Робота фінансується державною програмою "Розвиток удосконалених електромеханічних та електромагнітних систем електростанцій та методів їх діагностики" ("Агрегат-3", державний реєстраційний номер 0122U000840).

1. Ращепкін А.П., Кондратенко І.П., Карлов О.М., Кришук Р.С. Магнітоелектричний перетворювач енергії морських хвиль. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 4. С. 25-34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.025>.
2. COMSOL Multiphysics. Theory for the AC/DC Module. URL: <https://doc.comsol.com> (дата доступу 24.01.2024).
3. Zhiltsov A., Sorokin D. The calculation of the magnetic field in the working area of the linear motor with permanent magnets. 16th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*. Lviv, Ukraine, 02-05 September 2015. Pp. 252-254. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE.2015.7333390>.
4. Ращепкин А.П., Кондратенко И.П. Методологические основы анализа электромагнитных процессов в линейных индукционных машинах. К.: ИЭД НАН України, 2017. 355с.
5. Rasmussen K.F., Davies J.H., Miller T.J.E., McGelp M.I., Oлару M. Analytical and numerical computation of air-gap magnetic fields in brushless motors with surface permanent magnets. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2000. Vol. 36. No 6. Pp. 1547-1554. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.887205>.
6. Вольдек А.И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. Л.: Энергия, 1970. 272 с.
7. Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. Проектирование электрических машин. М.: Энергия, 1980. 496 с.

MATHEMATICAL MODEL OF A MAGNETOELECTRIC MACHINE

I.P. Kondratenko, R.S. Kryshchuk

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

E-mail: dep7ied@ukr.net; dygogive@gmail.com.

A mathematical model is proposed for the calculation of electromagnetic parameters of magnetoelectric machines using an analytical method. Permanent magnets are abstracted as equivalent solenoids with constant current represented as current loops. The model differs from known models by the presence of double linear current loops in the stator for the analysis of magnetoelectric machines with a two-layer winding. Additionally, the proposed model considers linear

current loops of equivalent solenoids instead of point current loops for a more accurate calculation. The current loops of the stator and rotor are defined at the boundaries of the air gap of the electric machine, i.e., on the smooth slotless surfaces of the magnetic cores. The current loops are expressed for the first time as a product of three variables: current strength, linear current density coefficient, and spatial distribution coefficient. The inductance of stator slots and the resistance of the winding are taken into account using known analytical expressions from classical electric machine theory. The rotor rotation frequency is presented as a function of time. For magnetoelectric machines of specified dimensions and a given variable rotor rotation frequency, the distribution of magnetic field induction, vector magnetic potential, currents, winding spatial distribution coefficients, and electric field intensity of permanent magnets are calculated using the mathematical model. References 7, table 1, figures 4.

Keywords: magnetoelectric machine, mathematical model, analytical method, electromagnetic field, permanent magnets.

1. Raschepkin A.P., Kondratenko I.P., Karlov O.N., Kryshchuk R.S. Magneto-electric energy converter of sea waves. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 4. Pp. 25-34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.025> (Ukr).
2. COMSOL Multiphysics. Theory for the AC/DC Module. URL: <https://doc.comsol.com> (accessed at 01.24.2024)
3. Zhiltsov A., Sorokin D. The calculation of the magnetic field in the working area of the linear motor with permanent magnets. 16th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*. Lviv, Ukraine, 02-05 September 2015. Pp. 252-254. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE.2015.7333390>.
4. Rashchepkin A.P., Kondratenko I.P. Methodological bases of the analysis of electromagnetic processes in linear induction machines. Kyiv: Instytut elektrodynamiky Natsionalnoi akademii nauk Ukrainy, 2017. 355 p. (Rus)
5. Rasmussen K.F., Davies J.H., Miller T.J.E., McGelp M.I., Olaru M. Analytical and numerical computation of air-gap magnetic fields in brushless motors with surface permanent magnets. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2000. Vol. 36. No 6. Pp. 1547-1554. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.887205>.
6. Voldyck A.I. Liquid metal induction magnetohydrodynamic machines. Leningrad: Energiia, 1970. 272 p. (Rus)
7. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klovov B.K., Morozkin V.P., Tokarev B.F. Design of electrical machines. Moskva: Energiia, 1980. 496 p. (Rus)

Надійшла 25.01.2024
Остаточний варіант 24.02.2024

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ТА МЕХАНІЧНИХ ПРОЦЕСІВ АСИНХРОННО-СИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА В РЕЖИМІ НЕРОБОЧОГО ХОДУ

М.І. Коцур*, канд. техн. наук
НУ «Запорізька політехніка»,
вул. Жуковського, 64, Запоріжжя, 69063, Україна.
E-mail: kotsur_m@ukr.net.

Розроблено двовимірну коло-польову модель нестационарних електромагнітних та механічних процесів асинхронно-синхронного електромеханічного перетворювача, яка дає змогу встановити взаємозв'язок електромагнітних процесів у коловій та 2D-польовій частинах моделі, врахувати особливості конструкції його обмоток якоря та ротора через їхню схемну реалізацію та забезпечити комутацію з елементами звичайних та напівпровідникових систем живлення. Методами чисельного моделювання досліджено електромагнітні та механічні процеси в режимі неробочого ходу у разі спільної взаємодії суміщених асинхронної та синхронної частин в єдиній активній частині асинхронно-синхронного електромеханічного перетворювача. Показано наявність самосинхронізуючих властивостей для асинхронно-синхронних електромеханічних перетворювачів, за яких забезпечується асинхронний пуск з подальшим втягуванням його ротора у синхронізм в режимі неробочого ходу без збудження, пояснено умови їхнього виникнення. Встановлені співвідношення між струмом неробочого ходу та струмом збудження, яке визначає роботу синхронної частини асинхронно-синхронного електромеханічного перетворювача в режимах недозбудження, нормального збудження та перезбудження. Доведено, що в режимах недозбудження та нормального збудження його синхронна частина працює як компенсатор реактивної потужності, в режимі перезбудження – як генератор. Експериментальні дослідження підтверджують адекватність та точність чисельної реалізації, а також відповідність електромагнітним процесам у разі роботи асинхронно-синхронного електромеханічного перетворювача в режимі неробочого ходу. Бібл. 14, рис. 11.

Ключові слова: модель, електромеханічний перетворювач, режим, синхронізм, струм збудження.

Вступ. В сучасних системах електроприводу змінного струму можуть застосовуватися різні типи електромеханічних перетворювачів (ЕМП): асинхронні з короткозамкненим та фазним ротором, синхронні з контактними кільцями, безконтактні синхронні машини (БСМ) з електромагнітним або магнітоелектричним збудженням та інші. Переваги та недоліки цих ЕМП, а також їх регульовальні властивості відомі. Наряду з найпоширенішими класами ЕМП набувають розвитку каскадні суміщені в єдиному магнітопроводі ЕМП з суміщеними обмотками (СО) якоря [1–4]. Принципова ідея створення суміщених ЕМП відома давно і використовувалася під час створення цілого ряду різноманітних їхніх конструкцій [1–4]. Суміщені ЕМП не розглядалися з позиції загальної теорії ЕМП, а подальший розвиток їхньої теорії було віднесено до класу спеціальних ЕМП [1]. До останнього часу даний клас ЕМП не мав перспектив у подальшому розвитку за наявних недоліків конструкції: наявність випрямляча в роторі, що призводить до значного підвищення масогабаритних показників, складність у технології виготовлення, обслуговуванні; підвищена інерційність регулювання за рахунок збільшеної електромагнітної постійної обмотки збудження збудника [4]. У роботах [5–9] автором запропоновано новий клас асинхронно-синхронних ЕМП (АСЕМП), що є подальшим етапом розвитку вдосконалення конструкції каскадних тихохідних суміщених ЕМП, які поєднують властивості асинхронного двигуна (АД) та синхронного генератора (СГ) [8]. Особливість конструкції полягає у наступному: статорна обмотка першої ЕМП являє собою трифазну $2p_1$ полюсну обмотку, статорна обмотка другої ЕМП – однофазна $2p_2$ полюсна обмотка збудження. Трифазна $2p_1$ обмотка та однофазна $2p_2$ обмотка електрично суміщені між собою та формують єдину струмопровідну систему на статорній (якірній) стороні АСЕМП. Кожна фаза обмотки якоря складається з двох паралельних гілок котушкових груп, виводи яких з'єднані у дві окремі між собою нульові точки ("зірки"). До цих нульових точок приєднуються виводи катодної та анодної вентильних груп керованого (або некерованого) випрямляча для забезпечення живлення суміщеної обмотки якоря струмом збудження [9]. За допомогою розробленої

універсальної методики визначення оптимального обмотувального коефіцієнта ЕМП автором [9] було запропоновано для суміщених обмоток ротора виключити секції тих котушок, струми яких утворюють зустрічно спрямовані вектора МРС. А ті пази осердя ротора, в яких розміщувалися ці секції – не відштамповувати [9]. При цьому конструкція обмотки ротора значно спрощується та складається з електрично незв'язаних між собою короткозамкнених котушок, кількість яких визначається сумою кількості полюсів двох поєднаних ЕМП [9]. Таким чином, за простотою конструкції, технології виготовлення та масогабаритними показниками АСЕМП можна поставити у повну відповідність до класичних асинхронних ЕМП з КЗ ротором. Крім того, наявність обмотки збудження, яка електрично суміщена з обмоткою якоря на нерухомій стороні АСЕМП, дає змогу віднести цей клас ЕМП до класу безконтактних ЕМП з можливістю регулювання потоком збудження у широкому діапазоні, що є неможливим для синхронних ЕМП з постійними магнітами. Однак для АСЕМП досі відсутні дослідження, які пов'язані з визначенням закономірностей електромагнітних та механічних процесів в перехідних та квазіусталеному режимах його роботи, не визначені його регульовальні властивості. Це обумовлює необхідність застосування методів математичного моделювання нестационарного електромагнітного поля з врахуванням рівнянь динаміки, особливостей геометричної будови активної частини АСЕМП та схеми комутації його обмоток з елементами звичайних та напівпровідникових систем живлення, що дасть можливість забезпечити високу точність чисельних розрахунків електромагнітних та механічних процесів, наближених до реальних фізичних процесів експериментального зразка АСЕМП.

Метою роботи є розробка математичної моделі АСЕМП, дослідження особливостей протікання електромагнітних і механічних процесів в перехідному та квазіусталеному режимах роботи неробочого ходу (НХ) за спільної дії АД та СГ його суміщених частин та порівняння результатів чисельного розрахунку з даними експериментального дослідження.

Математична модель. Запропонована 2D коло-польова математична модель нестационарних електромагнітних та механічних процесів АСЕМП, яка дає змогу встановити взаємозв'язок електромагнітних процесів у коловій та 2D-польовій частинах моделі, врахувати особливості конструкції його обмоток якоря та ротора через їх схемну реалізацію та забезпечити комутацію з елементами звичайних та напівпровідникових систем живлення. За математичного опису електромагнітних процесів приймаються припущення про ізотропність електрофізичних та електромагнітних властивостей матеріалів, відсутність струмів зміщення та вільних зарядів [10]. У цьому випадку нестационарні електромагнітні процеси в розрахунковій області АСЕМП можуть бути описані системою нелінійних рівнянь у частинних похідних [10]

$$\sigma_j \frac{\partial A_j}{\partial t} + \nabla \times \left[\left(\mu_0 \mu_j(B) \right)^{-1} \nabla \times A_j \right] - \sigma_j \mathbf{v} \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J}_{ej}, \quad (1)$$

де \mathbf{A} – векторний магнітний потенціал; \mathbf{B} – індукція магнітного поля; μ , σ – відповідно відносна магнітна проникність та питома електропровідність (для кожної розрахункової області задається окремо згідно магнітної та електрофізичної властивостей матеріалів); \mathbf{J}_e – щільність стороннього джерела струму; індекси j – відповідають підобластям геометричної розрахункової області; \mathbf{v} – вектор швидкості руху розрахункової області ротора відносно системи координат якоря, який визначається через кутову швидкість ротора ω_m та радіус-вектор точки розрахункової області ротора \mathbf{r} ($\mathbf{v} = \omega_m \mathbf{r}$).

У плоско-паралельному формулюванні розподілу електромагнітного поля геометрична модель АСЕМП представляється у вигляді проекції в XU -площині за заданій еквівалентній глибині l_z розрахункової області (осьова довжина якоря), тому рівняння (1) необхідно доповнити наступною системою рівнянь:

$$\begin{cases} A_{i,j} = l_z \cdot A_{z_{i,j}}; \mathbf{B}_{i,j} = \mathbf{i} \cdot B_{x_{i,j}} + \mathbf{j} \cdot B_{y_{i,j}}; \mathbf{H}_{i,j} = \mathbf{i} \cdot H_{x_{i,j}} + \mathbf{j} \cdot H_{y_{i,j}} \\ \bar{B}_{y_{i,j}} = -\frac{\partial A_{i,j}}{\partial y}; \bar{B}_{x_{i,j}} = -\frac{\partial A_{i,j}}{\partial x}; \bar{H}_{x_{i,j}} = \frac{\bar{B}_{x_{i,j}}}{\mu_{i,j}}; \bar{H}_{y_{i,j}} = \frac{\bar{B}_{y_{i,j}}}{\mu_{i,j}}. \end{cases} \quad (2)$$

У відповідності до [10], система рівнянь (1) доповнюється умовою калібрування Кулона. На зовнішніх границях 2D області геометричної моделі АСЕМП задаються однорідні граничні умови та умови сполучення для магнітних та електричних полів згідно [10]. Для кожної котушкової групи, що

формує паралельну гілку відповідної фази обмотки якоря АСЕМП, рівняння (1)-(2) згідно [11] потрібно доповнити рівняннями сполучення магнітного поля та електричного кола за живленні фаз A, B, C обмотки якоря від мережі, а також за живленні випрямленим струмом i_d від джерела збудження, який протікає через нульові точки «0+» та «0-»

$$\begin{cases} u_{m,n} \pm u_d = \frac{d\Psi_{m,n}}{dt} + L_{l,n} \cdot \frac{d}{dt}(i_{m,n} \pm i_{z\delta,n}) \pm L_{n,n} \cdot \frac{di_{z\delta,n}}{dt} + (r_{l,n} + r_{n,n}) \cdot (i_{m,n} \pm i_{z\delta,n}); \\ \Psi_{m,n} = 2 \cdot \frac{n_e \cdot l_z}{S_{n.e\phi}} \int A_{i,j} ds; i_{z\delta,n} = \frac{i_d}{3}; J_e = \frac{n_e \cdot (i_{m,n} \pm i_{z\delta,n})}{S_{n.e\phi}}, \end{cases} \quad (3)$$

де $m=A,B,C$, $n=1,2$ – відповідно індекс фази та паралельної гілки (котушкової групи) фази обмотки якоря; $u_{m,n}$ – підведена напруга до обмотки якоря відповідної фази; $\Psi_{m,n}$, $i_{m,n}$ – магнітні потокозчеплення, струми паралельних гілок фазних котушкових груп n відповідної фази m обмотки якоря; $L_{l,n}$, $L_{n,n}$, $r_{l,n}$, $r_{n,n}$ – відповідно індуктивності та активні опори лобової та пазової частин паралельної гілки обмотки якоря; u_d , i_d – випрямлена напруга та струм системи збудження; $i_{z\delta,n}$ – струм збудження, що протікає у відповідній паралельній гілці n фази m обмотки якоря (знак \pm відповідає напрямку протікання струму збудження (рис. 1); n_e – кількість витків обмотки якоря; $S_{n.e\phi}$ – поперечний переріз ефективного провідника; S_a – загальна площа перетину всіх витків паралельної гілки котушкової групи. Зменшення пульсації випрямленого струму i_d забезпечується індуктивністю обмотки якоря АСЕМП. Однак, якщо цього недостатньо, додатково у коло випрямленого струму випрямляча можна додати дросель. У такому випадку ліву частину першого рівняння у (3) необхідно доповнити складовою $-L_o(di_d/dt)$. Задля збільшення точності та адекватності відтворення електромагнітних та механічних процесів в АСЕМП, математичну модель (1)-(2) за аналогією (3) необхідно доповнити рівняннями сполучення магнітного поля та електричного кола обмотки ротора, яка складається з r електрично незв'язаних котушок

$$0 = \frac{d\Psi_{m2,r}}{dt} + L_{l,r} \cdot \frac{di_{m2,r}}{dt} + (r_{l,r} + r_{n,r}) \cdot i_{m2,r}, \quad (4)$$

де $\Psi_{m2,r}$, $i_{m2,r}$ – магнітні потокозчеплення та струми відповідної короткозамкненої котушки обмотки ротора; $L_{l,r}$, $r_{n,r}$, $r_{l,r}$ – відповідно індуктивність лобової частин та активні опори пазової та лобової частин короткозамкнених котушок обмотки ротора. Для проведення дослідження АСЕМП в режимах неробочого ходу (НХ) та під навантаженням систему рівнянь математичної моделі (1)-(4) необхідно доповнити рівняннями кутової швидкості ротора [12], а також рівнянням електромагнітного моменту за методом Арккіо, який є різновидом методу тензора напруг Максвелла [13]

$$\begin{cases} \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{M_e - M_c}{J}; \frac{d\phi}{dt} = \omega_m; \\ M_e = \frac{l}{R_o - R_i} \cdot \frac{l_z}{\mu_0} \int B_r B_\phi dS_{ag}, \end{cases} \quad (5)$$

де M_e – електромагнітний обертовий момент; M_c – момент навантаження; J – момент інерції ротора; ω_m – кутова швидкість ротора; ϕ – кут положення ротора; R_o – зовнішній радіус повітряного зазору; R_i – внутрішній радіус повітряного зазору; S_{ag} – площа поперечного перетину повітряного зазору. Під час дослідження процесів електромагнітного та електромеханічного перетворення енергії в АСЕМП приймається припущення, що його підключено до мережі з необмеженою потужністю та симетричною системою фазних напруг. Тому, початкові умови відповідають першому закону комутації [10]

$$\begin{cases} i_A|_{0-} = i_A|_{0+} = 0; i_B|_{0-} = i_B|_{0+} = 0; i_C|_{0-} = i_C|_{0+} = 0; i_d|_{0-} = i_d|_{0+} = 0; \\ u_A(t) = \sqrt{2} \cdot U_\phi \cdot \sin(\omega \cdot t); u_B(t) = \sqrt{2} \cdot U_\phi \cdot \sin(\omega \cdot t + 2\pi/3); \\ u_C(t) = \sqrt{2} \cdot U_\phi \cdot \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3); u_d(t) = U_d. \end{cases} \quad (6)$$

Рівняння (1)–(5) відображають взаємозв'язок між польовою та коловою частинами 2D колопольової математичної моделі нестационарних електромагнітних та механічних процесів АСЕМП, які вирішуються спільно для кожної ітерації за допомогою метода Ньютона-Рафсона. Для 2D колопольової моделі лобові частини обмотки якоря та ротора АСЕМП представляються елементами електричного кола. Задля визначення їхніх параметрів $L_{l,n}$, $r_{l,n}$, $L_{n,r}$, $r_{n,r}$ ставилася окрема задача 3D польо-

вого аналізу з виділенням лобових частин обмоток АСЕМ, застосовуючи варіаційне формулювання рівнянь електромагнітного поля. В окремих випадках, коли проведення 3D польового аналізу є неможливим, можна застосувати методичку щодо визначення цих параметрів за наближеним розрахунком відповідно до [14]. Однак для цього повинні бути визначені параметри пазових частин обмоток якоря та ротора $L_{n,n}$, $L_{n,r}$, $r_{n,n}$, $r_{n,r}$. Для 2D коло-польової моделі АСЕМП пазові частини обмоток якоря та ротора є розрахунковими підобластями польової моделі, тому їхні параметри можна визначити за результатами 2D польового аналізу через визначення енергії магнітного поля, активних втрат та дійсного значення струмів в провідниках з врахуванням еквівалентної глибини l_z розрахункової області активної частини АСЕМП

$$\left\{ W_{em}|_j = \frac{1}{2} \iint_{S_j} (B_j \cdot H_j) dx dy; P|_j = \iint_{S_j} \sigma_j^{-1} |J_{e,j}|^2 dx dy; R|_j = \frac{P}{I^2} \Big|_j; L|_j = \frac{2 \cdot W_{em}}{I^2} \Big|_j \right. \quad (7)$$

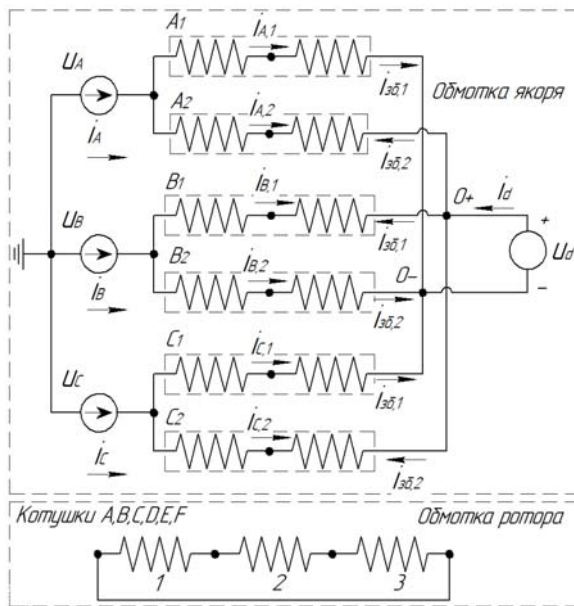


Рис. 1

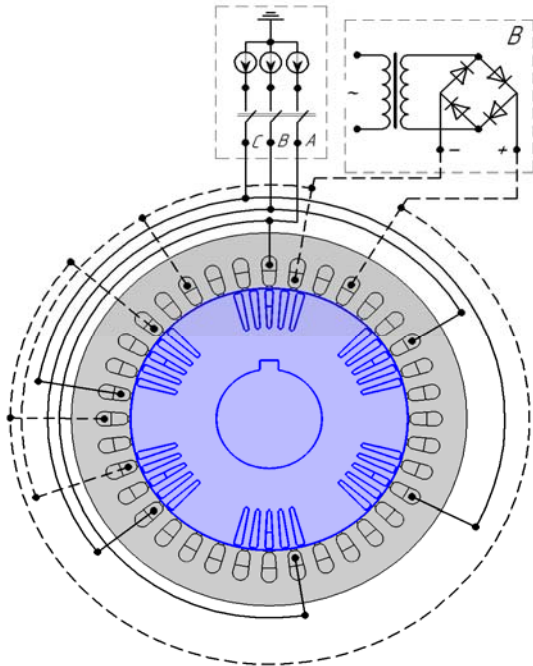


Рис.2

Результати дослідження. Дослідження електромагнітних та механічних процесів АСЕМП проводилися для виготовленого експериментального зразка АСЕМП (на основі кранового двигуна МТФ-111-6) з суміщеною $2p_1=4$ та $2p_2=8$ обмоткою якоря (каскадна швидкість обертання $n=500$ об/хв) з кількістю фазних котушок обмотки ротора $m_2=6$, частотою живлення обмотки якоря $f_j=50$ Гц за $U_\phi=54$ В (номінальна фазна напруга $U_{\phi,n}=74$ В). Електричну схему модельної реалізації обмоток якоря та ротора АСЕМП наведено на рис. 1. Конструкція двошарової обмотки якоря АСЕМП містить 2 котушкові групи (по 2 котушки в кожній групі) на фазу (A1 та A2, B1 та B2, C1 та C2). Виводи котушкових груп усіх фаз з'єднано у дві незалежні між собою «зірки» «0+» та «0-». Обмотка ротора для експериментального зразка складається з 6-ти незалежних короткозамкнених котушок (A, B, C, D, E, F), які розміщуються навколо масивного зубця. Секції 1, 2, 3 кожної котушки

з'єднані послідовно, а виводи секцій 1 та 3 закорочуються. Схемна реалізація обмотки якоря та обмотки ротора разом з рівняннями математичної моделі електромагнітного поля виконана за допомогою програмного забезпечення Comsol Multiphysics з використанням мультифізичної структури при поєднанні "Rotating Machinery, Magnetic" та "Electrical Circuit" інтерфейсів. Зв'язок та погодження параметрів пазових частин обмоток якоря та ротора, що є елементами як польової моделі, так і елементами електричного кола, виконується за допомогою "External I vs. U" терміналів. Для живлення АСЕМП електрична схема обмотки якоря доповнюється елементами джерела змінної напруги, які під'єднані до ввідів обмотки якоря, а до виводів обмотки якоря, які утворюють нульові вузли «0+» та «0-», – анодну та катодну групи випрямляча. Схемо-геометричну інтерпретацію 2D коло-польової моделі АСЕМП наведено на рис. 2 (спряження лобових та пазових частин обмоток якоря та ротора не відображено).

Розглянемо роботу АСЕМП у процесі пуску та усталеному режимі неробочого ходу (НХ) за умови відсутності його збудження (нульові точки від'єднання від системи збудження «0+» та «0-»). В такому випадку до трифазної обмотки якоря підведено тільки напругу від мережі, що забезпечує роботу тільки АД частини АСЕМП з такими самими властивостями, як у звичайного АД. При цьому в режимі НХ АСЕМП має самосинхронізуючі властивості, які забезпечують асинхронний пуск з подальшим втягуванням ротора у синхронізм за відповідній номінальній каскадній швидкості обертання його ротора $n_k = (60 \cdot f_1) / (p_1 + p_2)$.

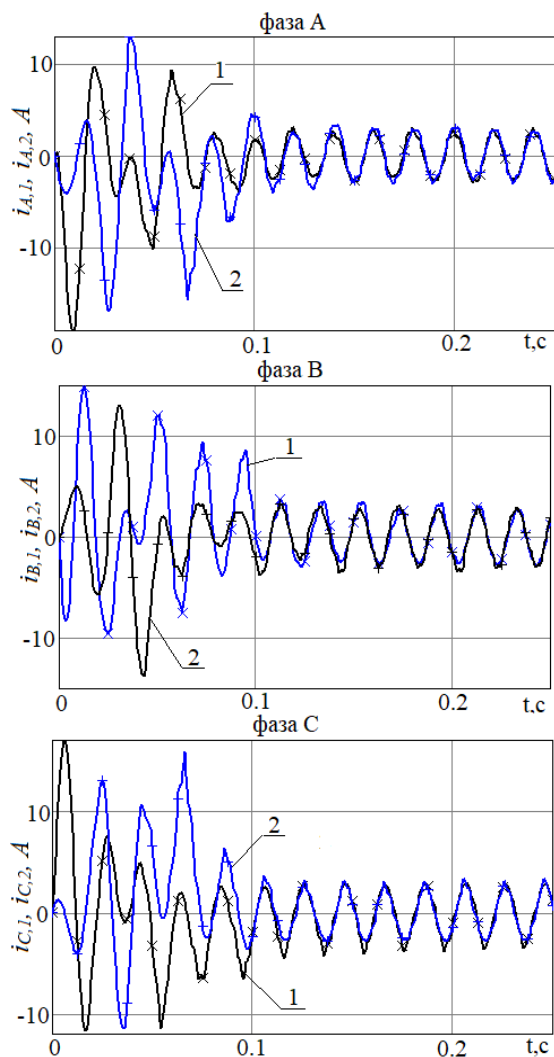


Рис. 3

(перехідний чи усталений) частота фазних струмів ротора є постійною, яка дорівнює частоті змінного струму якоря $f_1 = f_2$ (рис. 3 та рис. 4). Це свідчить про те, що електромагнітне поле якоря обертається з однаковою швидкістю (синхронно) з електромагнітним полем ротора ($\omega_{н.я} = \omega_{н.р}$), яке утворене відповідно індукованими струмами в фазних короткозамкнених котушках обмотки ротора АСЕМП. Для випадків, коли швидкість обертання ротора ω_p менша за синхронну швидкість електромагнітного поля

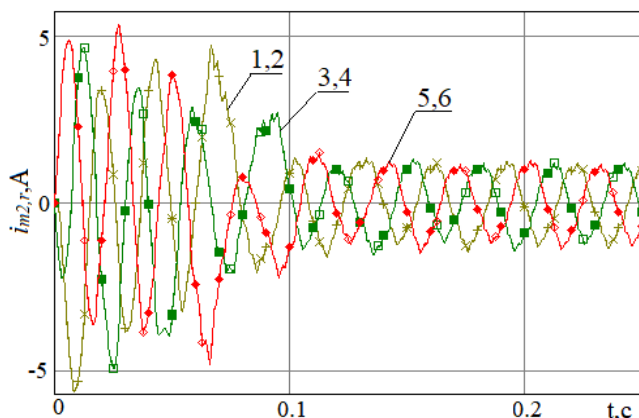


Рис. 4

якоря $\omega_{н.я}$ та ротора $\omega_{н.р}$ ($\omega_p < (\omega_{н.я} = \omega_{н.р})$), тобто коли ротор має ковзання s , в якійній обмотці виникає зрівняльний струм $i_{зп}$ який капротіжну між нульовими точками «0+» та «0-» через котушкові групи паралельних гілок відповідної фази обмотки якоря за контурами: «0-»→A1→A2→«0+»; «0-»→B2→B1→«0+»; «0-»→C1→C2→«0+» (рис. 1). Зрівняльний струм є змінним за напрямком, частота якого залежить від ковзання s ротора та дорівнює $f_{зп.с} = f_1 \cdot s$. На рис. 5 наведено осцилограми зрівняльного струму $i_{зп}$ між нульовими точками «0+» та «0-» в процесі розгону та подальшим виходом на каскадну синхронну швидкість обертання

В процесі пуску та розвинення швидкості АСЕМП струми якоря в паралельних гілках (1) ($i_{A,1}$, $i_{B,1}$, $i_{C,1}$) та (2) ($i_{A,2}$, $i_{B,2}$, $i_{C,2}$) фаз A, B, C зміщені один від одного на кут 90 ел. град. (рис. 3). До моменту втягування в синхронізм ротора АСЕМП струми в паралельних гілках кожної з фаз мають постійні складові, які за напрямком співпадають зі струмом збудження (за умови його наявності, рис. 1). Після моменту часу, коли ротор втягнувся у синхронізм та АСЕМП працює в режимі НХ на номінальній синхронній швидкості ротора, струми в паралельних гілках кожної з фаз вже співпадають за фазою та за своїм амплітудним значенням (рис. 3). Неузгодженість струмів в паралельних гілках кожної з фаз обмотки якоря в перехідному режимі роботи АСЕМП викликано утворенням зрівняльного струму (пояснення буде наведено далі).

На рис. 4 наведено струми в короткозамкнених котушках (1 – котушка A, 2 – котушка B; 3 – котушка C; 4 – котушка D; 5 – котушка E; 6 – котушка F) обмотки ротора. В момент пуску АСЕМП в короткозамкненій обмотці ротора індукуються трифазна система струмів. Так як кількість фазних незалежних короткозамкнених котушок обмотки ротора АСЕМП дорівнює 6, струми в фазних котушках, які розташовані на одній геометричній нейтралі A та D, B та E, C та F, співпадають за фазою та амплітудним значенням. Причому, незалежно від режиму роботи АСЕМП

якоря $\omega_{н.я}$ та ротора $\omega_{н.р}$ ($\omega_p < (\omega_{н.я} = \omega_{н.р})$), тобто коли ротор має ковзання s , в якійній обмотці виникає зрівняльний струм $i_{зп}$ який капротіжну між нульовими точками «0+» та «0-» через котушкові групи паралельних гілок відповідної фази обмотки якоря за контурами: «0-»→A1→A2→«0+»; «0-»→B2→B1→«0+»; «0-»→C1→C2→«0+» (рис. 1). Зрівняльний струм є змінним за напрямком, частота якого залежить від ковзання s ротора та дорівнює $f_{зп.с} = f_1 \cdot s$. На рис. 5 наведено осцилограми зрівняльного струму $i_{зп}$ між нульовими точками «0+» та «0-» в процесі розгону та подальшим виходом на каскадну синхронну швидкість обертання

ня ротора АСЕМП в режимі НХ, а також випадок, коли ковзання ротора s змінюється від 0 до 1 (через додавання навантаження), де залежність його частоти від ковзання виражена найкраще. Під час синхронізації ротора АСЕМП, зрівняльний струм в обмотці якоря майже відсутній, а залишкова його дія спрямована на підтримання номінальної каскадної синхронної швидкості ротора (рис. 5). У разі появи ковзання ротора знову з'являється зрівняльний струм, частота та амплітудне значення якого буде зростати зі збільшенням ковзання ротора (рис. 5). Накладання струму якоря та зрівняльного струму призводить до появи автоколивальних процесів загального струму якоря в паралельних гілках кожної з фаз обмотки якоря з тією ж частотою $f_{зр.с.} = f_1 \cdot s$. Наявність автоколивальних процесів струму якоря в паралельних гілках кожної з фаз, особливо за значних значень ковзання ротора s , є небажаним явищем, так як призводить до пульсації електромагнітного моменту, швидкості обертання його ротора, отже до зростання активних втрат й додаткового перегріву обмотки якоря.

Розглянемо роботу АСЕМП на каскадній синхронній швидкості обертання ротора в усталеному режимі НХ за наявності струму збудження. У разі подачі постійної напруги U_d до нульових точок «0+» та «0-» в котушкових групах паралельних гілок кожної з фаз обмотки якоря з'являється струм збудження $i_{зб}$, який, згідно схеми з'єднання кінців котушкових груп обмотки якоря у нульові точки (рис.1), дорівнює $i_{зб} = i_d/3$. При цьому сумісно з АД частиною АСЕМП починає працювати його СГ частина. СГ частина АСЕМП працює в трьох режимах роботи: режим недозбудження, режим нормального збудження та режим перезбудження.

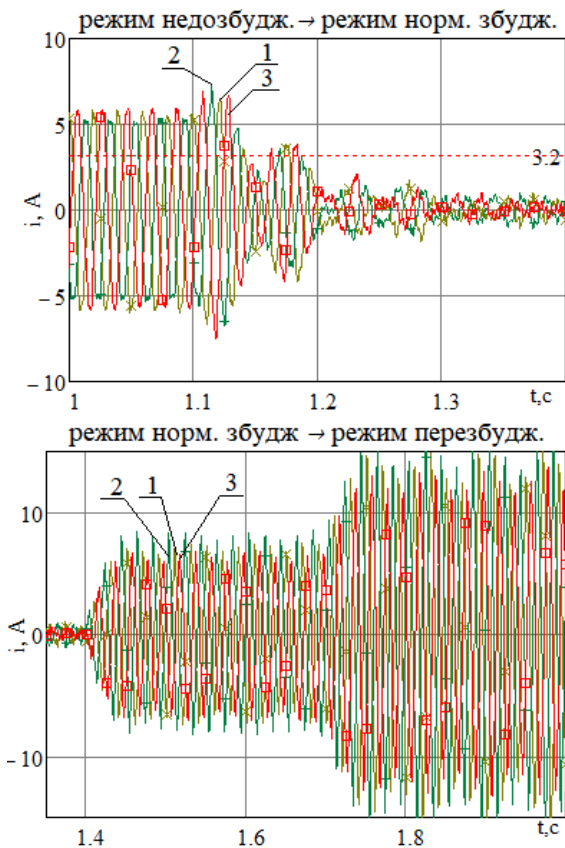


Рис. 6

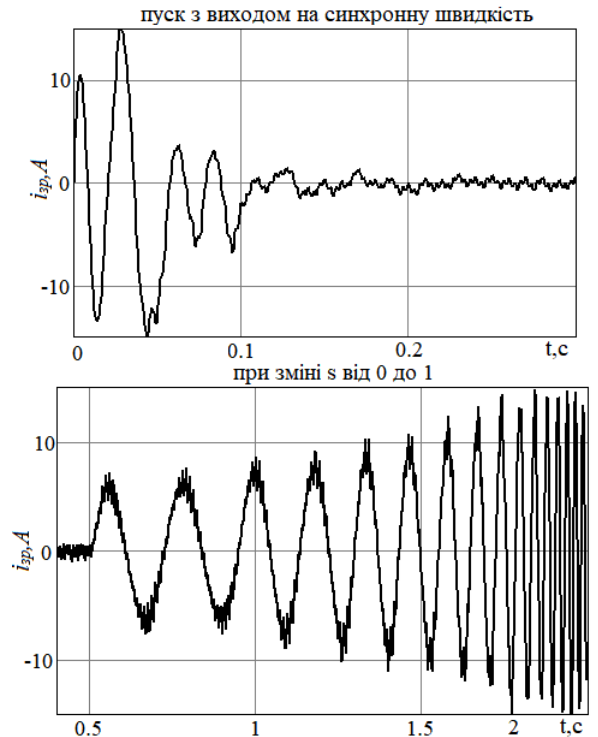


Рис. 5

режим недозбудження, режим нормального збудження та режим перезбудження.

В режимі недозбудження струм, який генерується в обмотках якоря та ротора СГ частиною АСЕМП, буде випереджати ЕРС СГ частини АСЕМП та має реактивний (ємнісний) характер. Цей струм знаходиться у протифазі реактивної (індуктивної) складової струму якоря, який утворюється АД частиною АСЕМП. Це призводить до зменшення реактивної складової результуючого струму якоря, отже його повного струму (рис. 6: 1 – фаза А, 2 – фаза В, 3 – фаза С). Повний струм якоря, який споживається з мережі, не має постійної складової від дії струму збудження, який протікає, як і зрівняльний струм (за його наявності) за контурами «0-»→А1→А2→«0+»; «0-»→В2→В1→«0+»; «0-»→С1→С2→«0+» та не впливає на мережу.

На рис. 7 наведено осцилограми струму якоря в паралельних гілках (відповідно криві 1 та 2) фази А. Струм якоря в паралельних гілках містить позитивні та від'ємні постійні складові, що обумовлено напрямом протікання струму збудження.

Через подальше зростання струму збудження $i_{зб}$ СГ частина АСЕМП переходить до режиму нормального збудження, за якого реактивна складова загального струму обмотки якоря (рис. 6) та струму в паралельних гілках обмотки якоря (рис. 7) повністю компенсуються. При цьому струм збудження в режимі нормального

збудження СГ частини АСЕМП буде дорівнювати дійсному значенню загального струму НХ його АД частини $I_{зб}=I_{НХ}$ (згідно рис. 6 – рис. 7 $I_{зб}=I_{НХ}=3,2\text{А}$).

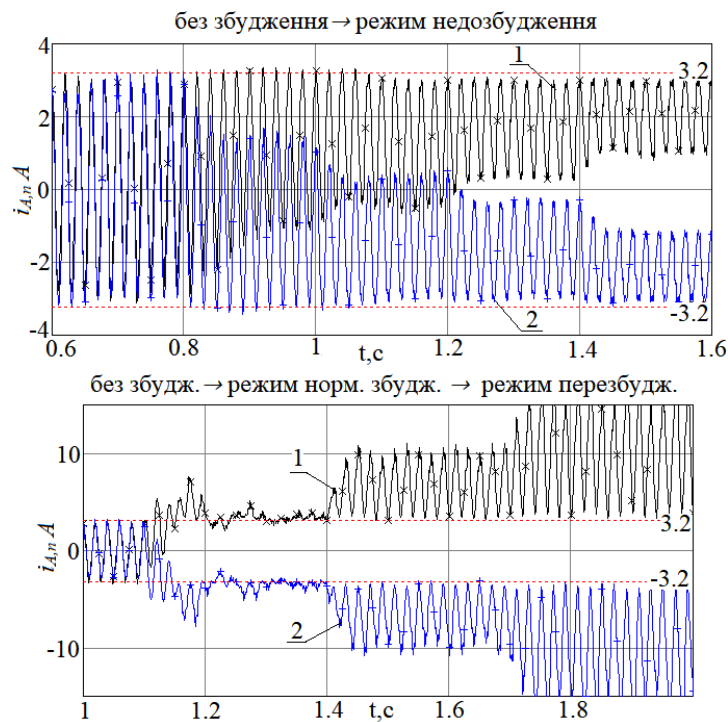


Рис. 7

частини АСЕМП відображає їхню активну складову. В такому випадку СГ частина АСЕМП працює в режимі компенсатора реактивної потужності.

У разі подальшого збільшення струму збудження $I_{зб}$ СГ частина АСЕМП переходить з режиму нормального збудження до режиму перезбудження (рис. 6, рис. 7). При цьому, в обмотці ротора та якоря АСЕМП результуючі вектори струмів будуть зміщені за фазою та відставати за векторами ЕРС СГ частини АСЕМП. Струми якоря та ротора вже будуть утворюватися переважно СГ частиною АСЕМП, де повний струм буде мати як активну, так і індуктивну складові. В даному режимі СГ частина АСЕМП працює вже не в режимі компенсації реактивної потужності, а в генераторному режимі роботи, так як значення ЕРС СГ частини АСЕМП $E_{СГ}$ перевищує значення напруги мережі U_{ϕ} ($E_{СГ} > U_{\phi}$). В такому випадку АСЕМП вже працює одразу в обох режимах – двигуновому та генераторному одночасно, а електромагнітний момент, який утворює СГ частина АСЕМ, має зустрічний напрям по

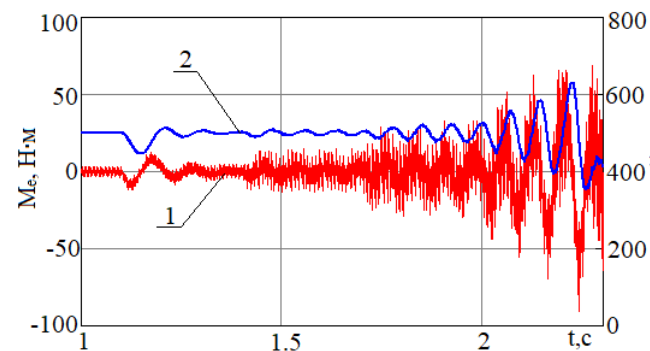


Рис. 8

супроводжуватися зростанням пульсації швидкості обертання ротора та його результуючого електромагнітного моменту з подальшим його "опрокиненням".

Експериментальне дослідження. Задля підтвердження адекватності досліджуваних електромагнітних та механічних процесів АСЕМП та точності чисельних розрахунків за запропонованою коло-польовою моделлю на базі кранового двигуна МТФ-111-6 виготовлено експериментальний зра-

Режим нормального збудження буде завжди виконуватися рівністю струмів $I_{зб}=I_{НХ}$, так як кількість витків відносно АД частини АСЕМП дорівнює кількості витків його СГ частини, тобто $w_{АД} = w_{СГ}$ незалежно від значення підведеної напруги U_{ϕ} до фазних ввідів якірної обмотки АСЕМП. Таким чином характеристики НХ АД та СГ частин АСЕМП будуть однаковими (ЕРС генератора дорівнює значенню напруги мережі $E_{СГ}=U_{\phi}$) за синхронній каскадній швидкості обертання його ротора $n_k=const$. Таким чином для АСЕМП номінальне значення струму збудження $I_{зб,н}$ буде завжди визначатися дійсним значенням струму НХ $I_{НХ,н}$ (за $U_{\phi,н}=U_{\phi,н}$).

В режимі незбудження та нормального збудження СГ частини АСЕМП реактивна складова струму ротора, як і реактивна складова струму якоря, буде компенсуватися, а залишкова наявність струмів якоря та ротора в режимі нормального збудження СГ

відношенню до електромагнітного моменту АД частини АСЕМП. При цьому будуть утворюватися автоколивальні процеси в системі фазних струмів якоря та ротора АСЕМП, що визвано почерговою перевагою двигунового та генераторного режимів роботи АСЕМП. А також це призведе до зростання пульсації результуючого електромагнітного моменту (1) та швидкості обертання ротора (2) АСЕМП (рис. 8). Таким чином, перехід до режиму перезбудження СГ частини АСЕМП під час його роботи в двигуновому режимі може визвати аварійний режим, що буде



Рис. 9

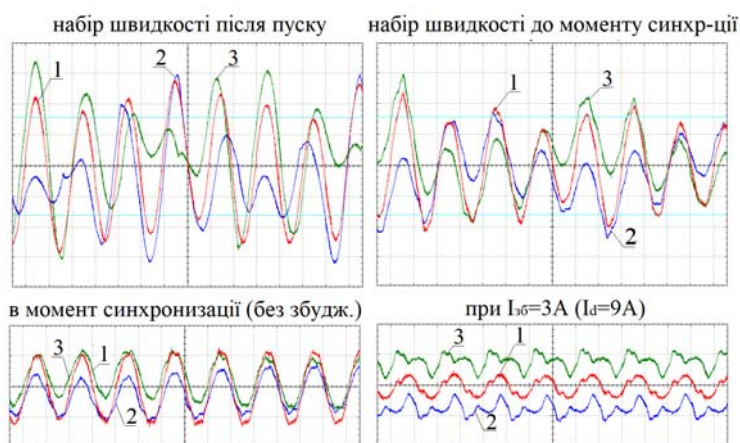


Рис. 10

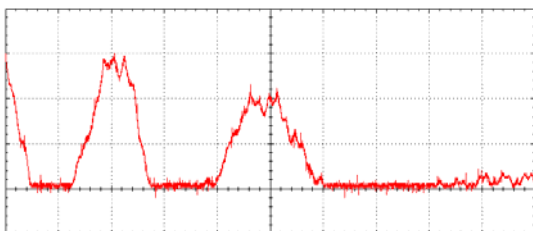


Рис. 11

який відсікає негативний півперіод i_{zp} . За появи та збільшення струму збудження $I_{зб}$ фіксується зменшення струму якоря (рис. 10, за $I_{зб}=3A$). Під час наступного збільшення $I_{зб}$ спостерігається поява пульсації швидкості обертання ротора з подальшим її зростанням, яка супроводжується вібрацією АСЕМП. Наступне збільшення $I_{зб}$ призводить до різкого зменшення швидкості з подальшим заклинюванням ротора. Проведено валідацію даних чисельного та фізичного експерименту АСЕМП. Нев'язка за амплітудними значеннями за основною гармонікою струмів якоря за фазами A, B, C в режимі НХ АСЕМП складає $\delta I_{я|A,B,C}=7,96 \div 8,61\%$, струму якоря в котушкській групі першої паралельної гілки – $\delta I_{я|A1,B1,C1}=7,89 \div 8,26\%$, другої – $\delta I_{я|A2,B2,C2}=7,89 \div 8,26\%$. Нев'язка за струмом збудження в кожній з паралельних гілок фаз A, B, C в режимі КЗ АСЕМП – $\delta I_{зб,я|A,B,C}=3,11 \div 3,31\%$. Таким чином, отримані результати дослідження підтверджуються результатами фізичного випробування експериментального зразка. Адекватність 2D коло-польової моделі та достовірність електромагнітних процесів в перехідному та усталеному режимі НХ АСЕМП підтверджується збігом кривих струмів отрима-

зок АСЕМП (рис. 9). В лабораторних умовах НУ "Запорізька політехніка" проведені фізичні випробування експериментального зразка АСЕМП (рис. 9). Під час випробування вводили якорної обмотки експериментального АСЕМП були під'єднані до вторинної обмотки регульованого автотрансформатора. Виводи трифазно-однофазної обмотки якоря (нульові точки «0-» та «0+») під'єднані до системи збудження, що представляє собою трифазний некерований випрямляч з регулюванням випрямленої напруги за допомогою ЛАТР. Для навантаження АСЕМП використовується двигун постійного струму (ДПС) типу ПЗ2 потужністю 3,2 кВт, вал якого механічно спряжено з валом АСЕМП за допомогою муфти. В режимі НХ АСЕМП спряження валу АСЕМП з ДПС відсутнє. Струми в фазах обмотки якоря, в її паралельних гілках, а також між нульовими точками вимірювалися за допомогою осцилографа типу OWON XDS3202E (рис. 9). Для фізичного зразка проведені випробування пуску АСЕМП в режимі НХ без збудження його СГ частини. Встановлена наявність асинхронного пуску АСЕМП з подальшим втягуванням ротора у синхронізм на каскадній номінальній синхронній швидкості $n=500$ об/хв. (швидкість обертання ротора

вимірювалася за допомогою безконтактного лазерного тахометра типу DT-2234C+). На рис. 10 наведені осцилограми загального струму якоря (1), струму якоря в першій (2) та другій (3) паралельних гілках котушкської групи фази A (при $U_{\phi}=54V$). На рис. 11 наведено осцилограму зрівняльного струму i_{zp} в процесі розгону та подальшого втягування ротора АСЕМП в синхронізм. Наявність тільки позитивного півперіоду i_{zp} пояснюється наявністю по контуру його замикання діодного моста,

них осцилограм за результатами чисельних розрахунків (рис. 3, рис. 5 – рис. 7) та фізичного експерименту (рис.10, рис. 11).

Висновки.

1. Запропоновано двовимірну коло-польову модель нестационарних електромагнітних та механічних процесів асинхронно-синхронного електромеханічного перетворювача, яка дає змогу встановити взаємозв'язок електромагнітних процесів у коловій та 2D польовій частинах моделі, врахувати особливості конструкції його обмоток якоря та ротора через їхню схемну реалізацію та забезпечити комутацію з елементами звичайних та напівпровідникових систем живлення. Адекватність моделі та достовірність електромагнітних процесів підтверджується результатами фізичного експерименту.

2. Вперше проведено дослідження електромагнітних та механічних процесів в режимі НХ за спільної взаємодії АД та СГ частин АСЕМП в двигуновому режимі його роботи. Встановлено, що АСЕМП мають самосинхронізуючі властивості, які забезпечують асинхронний пуск з подальшим втягуванням його ротора у синхронізм в режимі НХ без збудження його СГ частини. Незалежно від режимів роботи АСЕМП та швидкості обертання ротора, електромагнітні поля якоря та ротора обертаються за номінальною каскадною синхронною швидкістю, що забезпечується рівністю частоти струмів якоря та ротора $f_1=f_2$, а також кількістю їх фаз $m_1=m_2$. У випадках обертання ротора АСЕМП не на синхронній швидкості в обмотці якоря утворюється зрівняльний струм з частотою залежною від ковзання ротора $f_{зр.с.} = f_1 \cdot s$, наявність якого відображає розсинхронізацію ротора АСЕМП.

3. Вперше досліджено роботу СГ частини АСЕМП в режимах недозбудження, нормального збудження та перезбудження. Встановлено, що режим недозбудження СГ частини АСЕМП забезпечується за умови $I_{зб} < I_{НХ}$ (струм збудження не перевищує струм НХ), режим нормального збудження – за $I_{зб} = I_{НХ}$ (струм збудження дорівнює струму НХ), а режим перезбудження – за $I_{зб} > I_{НХ}$ (струм збудження перевищує струм НХ). В режимах недозбудження та нормального збудження СГ частина АСЕМП працює як синхронний компенсатор, а в режимі перезбудження – як генератор. Режим перезбудження СГ частини під час роботи АСЕМП в двигуновому режимі роботи є аварійним.

1. Попов В.И. Электромашинные совмещенные преобразователи частоты. М.: Энергия, 1980. 176 с.
2. Луцик В.Д. Суміщені електричні машини та апарати. К.: Техніка, 1993. 203 с.
3. Загрядцкий В.И. Совмещенные электрические машины. Основы теории. Кишинев: Картя Молдовеняскэ, 1971. 164 с.
4. Караваев В.Т. Бесконтактный совмещенный синхронный генератор. *Электричество*. 1990. № 11. С. 17-25.
5. Луцик В.Д., Іваненко В.С. Багатополюсні каскадні синхронні машини. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2011. Вип. 2. С. 121-123.
6. Луцик В.Д., Іваненко В.С., Борзів В.Л. Синхронний каскадний двигун з суміщеними обмотками. *Електротехніка і електромеханіка*. 2011. № 1. С. 31-32.
7. Луцик В.Д. Асинхронні двигуни з фазними роторами з каскадними властивостями при пуску. *Електротехніка і електромеханіка*. 2005. № 2. С. 39-41.
8. Луцик В.Д., Семенов В.В. Новый тип тихоходного асинхронно-синхронного двигателя. *Уголь України*. 2008. № 9. С.39-41.
9. Луцик В.Д. Перспективні напрямки удосконалення електричних машин: монографія. К.: ПрАТ Миронівська друкарня, 2015. 264 с.
10. Kotsur M., Yarymbash D., Kotsur I., Yarymbash S. Improving efficiency in determining the inductance for the active part of an electric machine's armature by methods of field modeling. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2019. Vol. 6. No 5 (102). Pp. 39-47. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.185136>.
11. Васильковський Ю.М., Гайденок Ю.А. Дослідження електромагнітних процесів у синхронних машинах із постійними магнітами на основі коло-польових математичних моделей. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 2. С. 47-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2018.02.047>.
12. Sadowski N., Lefevre Y., Lajoie-Mazenc M., Cros J. Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1992. Vol. 28. No 2. Pp. 1410-1413. DOI: <https://doi.org/10.1109/20.123957>.
13. Skalka M., Ondrůšek Č., Schreier L., Michailidis P. Torque components identification of induction machine by FEM. Proc. International Aegean Conference on *Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion*. Istanbul, Turkey, 08-10 September 2011. Vol. 1. Pp. 185-189. DOI: <https://doi.org/10.1109/АСЕМР.2011.6490592>.
14. Міліх В.І., Тимін М.Г. Порівняльний аналіз параметрів індуктора обертового магнітного поля при використанні концентричної і петльової обмоток. *Електротехніка і електромеханіка*. 2021. № 4. С. 12-18. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.4.02>.

STUDY OF ELECTROMAGNETIC AND MECHANICAL PROCESSES OF AN INDUCTION-SYNCHRONOUS ELECTROMECHANICAL CONVERTER IN IDLE MODE

M.I. Kotsur

National University "Zaporizhzhia Polytechnic",
Zhykovski str., 64, Zaporizhzhia, 69063, Ukraine.

E-mail: kotsur_m@ukr.net.

A two-dimensional circuit-field model of non-stationary electromagnetic and mechanical processes of an induction-synchronous electromechanical converter has been developed. It allows establishing the relationship between electromagnetic processes in the circuit and 2D-field parts of the model, taking into account the features of the construction of its armature and rotor windings through their schematic implementation, and ensuring switching with elements of conventional and semiconductor power systems. Electromagnetic and mechanical processes in idle mode have been investigated using numerical modeling methods, considering the combined interaction of the coupled induction and synchronous parts in a single active part of the electromechanical converters. The presence of self-synchronization properties for induction -synchronous electromechanical converters has been demonstrated, wherein asynchronous starting is provided with subsequent synchronization of its rotor into synchronism in idle mode without excitation, and the conditions for their occurrence are explained. The relationships between the idle current and excitation current have been established, determining the operation of the synchronous part of the induction-synchronous electromechanical converter in underexcited, normally excited, and overexcited modes. It has been proven that in underexcited and normally excited modes, its synchronous part operates as a reactive power compensator, while in the overexcited mode, it operates as a generator. Experimental studies confirm the adequacy and accuracy of numerical implementation, as well as the correspondence to electromagnetic processes during the operation of the induction-synchronous electromechanical converter in idle mode. References 14, figures 11.

Keywords: model, electromechanical converter, mode, synchronism, excitation current.

1. Popov V.I. Electric machine combined frequency converters. Moskva: Enerhiia, 1980. 176 p. (Rus)
2. Luschyk V.D. Combined electric machines. Basic theory. Kyiv: Tekhnika, 1993. 203 p. (Ukr)
3. Zahriadtskyi V.I. Combined electric machines. Fundamentals of the theory. Kyshynev: Kartia Moldoveniaske, 1971. 164 p. (Rus)
4. Karavaev V.T. Contactless combined synchronous generator. *Elektrychestvo*. 1990. No 11. Pp. 17-25. (Rus)
5. Luschyk V.D., Ivanenko V.S. Multipole cascade synchronous machines. *Elektromekhanichni i energozberigayuchi systemy*. 2011. Vol 2. Pp. 121-123. (Ukr)
6. Lushchyk V.D., Ivanenko V.S., Borzik V.L. Synchronous cascade motor with combined windings. *Elektrotekhnika i elektromekhanika*. 2011. No 1. Pp. 31-32. (Ukr)
7. Luschyk V.D. Asynchronous motors with phase rotors with cascade properties at start-up. *Elektrotekhnika i elektromekhanika*. 2005. No 2. Pp. 39-41. (Ukr)
8. Luschyk V.D., Semenov V.V. A new type of low-speed asynchronous-synchronous motor. *Ugol Ukrainy*. 2008. No 9. Pp. 39-41. (Ukr)
9. Luschyk V.D. Prospective directions for improving electric machines: monograph. Kyiv: PrAT Mironivska drukarnia, 2015. 264 p. (Ukr)
10. Kotsur M., Yarymbash D., Kotsur I., Yarymbash S. Improving efficiency in determining the inductance for the active part of an electric machine's armature by methods of field modeling. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2019. Vol. 6. No 5 (102). Pp. 39-47. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.185136>.
11. Vaskovskiy Ju.M., Haydenko Ju.A. Research of electromagnetic processes in permanent magnet synchronous motors based on a "electric circuit - magnetic field" mathematical model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 2. Pp. 47-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.047>.
12. Sadowski N., Lefevre Y., Lajoie-Mazenc M., Cros J. Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1992. Vol. 28. No 2. Pp. 1410-1413. DOI: <https://doi.org/10.1109/20.123957>.
13. Skalka M., Ondrůšek Č., Schreier L., Michailidis P. Torque components identification of induction machine by FEM. Proc. International Aegean Conference on *Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion*. Istanbul, Turkey, 08-10 September 2011. Vol. 1. Pp. 185-189. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACEMP.2011.6490592>.
14. Milykh V.I., Tymin M.G. A comparative analysis of the parameters of a rotating magnetic field inductor when using concentric and loop windings. *Elektrotekhnika i Elektrichestvo*. 2021. No 4. Pp. 12-18. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.4.02>.

Надійшла 28.01.2024
Остаточний варіант 15.03.2024

**КОМП'ЮТЕРНА СИСТЕМА МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ ЦІНОУТВОРЕННЯ
НА ОПТОВОМУ РИНКУ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ**

В.А. Євдокімов^{1*}, канд. наук з держ. упр., **З.Х. Борукаєв**^{1**}, докт. техн. наук,
К.Б. Остапченко^{2***}, канд. техн. наук

¹ Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України,
вул. генерала Наумова, 15, Київ, 03164, Україна.

E-mail: jevdokimov40@gmail.com, zelimh1948@gmail.com.

² НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
просп. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.

E-mail: okb2003@ukr.net.

Широкомасштабне впровадження у традиційні енергетичні системи генеруючих об'єктів і устаткування, які використовують відновлювані джерела енергії у рамках реалізації стратегії декарбонізації енергетики, призводить до зміни у структурі виробництва та споживання електроенергії, стрімкого зростання числа учасників торговельно-економічних відносин на ринку електроенергії. Це обумовлює необхідність проведення досліджень у напрямку створення простих у використанні, функціональних за призначенням об'єктно-орієнтованих комп'ютерних систем моделювання процесів конкурентного ринку в частині управління ціноутворенням задля підвищення продуктивності та результативності рішень, які приймаються учасниками ринку. В статті формулюються принципи, функціональність та вимоги до побудови такого класу комп'ютерних систем моделювання. На основі їхнього застосування визначається орієнтовний склад функціональних модулів комп'ютерної системи моделювання процесів ціноутворення з єдиним уніфікованим середовищем інформаційних ресурсів та комп'ютерних моделей. Подано визначальну алгоритмічну модель аналізу динаміки розподілу обсягів купівлі-продажу (попиту) електроенергії на сегментах оптового ринку у складі середовища комп'ютерних моделей комп'ютерної системи моделювання процесів ціноутворення. Наведено результати проведених модельних розрахунків для оцінки динаміки попиту на сегментах ринку, які отримано з використанням інформаційних ресурсів і модулів подання та візуалізації даних побудованої комп'ютерної системи моделювання. Бібл. 22, рис. 2, табл. 1.

Ключові слова: алгоритмічна модель, комп'ютерна модель, комп'ютерна система моделювання, ринок електричної енергії, профіль показників, процеси ціноутворення.

Вступ. Згідно із Законом України від 13 квітня 2017 року №2019-VIII «Про ринок електричної енергії» в Україні з 01.07.2019 року почав функціонувати новий ринок електричної енергії, побудований з дотриманням вимог Директиви 2009/72/ЄС про спільні правила внутрішнього ринку електричної енергії [1]. Відповідно до цього закону створюється більш складна система взаємовідносин за новою моделлю лібералізованого багатосегментного оптового та роздрібного ринків. Але при цьому дається можливість всім учасникам цих ринків реально конкурувати між собою, а також вільно обирати як постачальника, так і виробника електричної енергії. В результаті споживач (за винятком побутових споживачів) отримує право і реальну можливість купувати електричну енергію на рівні з постачальниками у її виробників. Проте для ефективної роботи на зазначених сегментах ринку його активним учасникам необхідний інструментарій у вигляді об'єктно-орієнтованої комп'ютерної системи моделювання, яку побудовано на базі сучасних програмно-апаратних та інформаційно-телекомунікаційних засобів, що забезпечують формування інформаційних ресурсів для розробки та використання комп'ютерних моделей, призначених для вирішення практичних завдань підтримки прийняття рішень щодо управління процесом ціноутворення. Застосування такої системи дасть можливість учасникам сегментів ринку здійснювати необхідні моделюючі розрахунки для аналізу динаміки зміни цін та обсягів, визначення ризиків та пошуку ефективних стратегій поведінки на цих сегментах.

© Євдокімов В.А., Борукаєв З.Х., Остапченко К.Б., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-9497-4030>; ** <https://orcid.org/0000-0003-1290-6451>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-6957-8180>

Метою статті є визначення складу функціональних модулів комп'ютерної системи моделювання процесів ціноутворення з єдиним уніфікованим середовищем інформаційних ресурсів та комп'ютерних моделей як компоненти системи організаційного управління суб'єктами оптового ринку електроенергії.

1. Аналіз проблеми і останніх досліджень. Аналіз останніх досліджень показує, що питання створення математичних моделей роботи існуючого ринку електричної енергії має широкий інтерес серед учасників ринку та національного регулятора. Так, в роботах [2-4] описано моделі, які дають змогу не тільки визначати обсяги та ціни на відповідних сегментах ринку, але ще враховувати особливості об'єднання українського ринку з відповідними європейськими ринками. В [5] представлено моделі рівноважного стану електроенергетики в ринкових умовах, що дає можливість враховувати не тільки поведінку учасника ринку, але технологічні й системні обмеження, в яких вони працюють. Таким чином, постає питання створення відповідного програмного комп'ютерного інструментарію для використання математичних моделей. Як визначено у роботі [6], практично всі відомі великі світові виробники програмних та програмно-апаратних платформ, такі як: SAP, ORACLE, IBM, Siemens [7-10] та інші, поставляють комплексні рішення та засоби для побудови комп'ютерних систем організаційного управління енергетичними ринками. Серед цих рішень найбільш відомими є NEMS, GEMS, GEMINI (США); PRIMES, PLEXOS, AURORA (ЄС); NEMSIM (Австралія) [11-13]. Проте, всі ці програмні комплекси в переважній більшості орієнтовані на моделювання енергетики в цілому та використовуються національними регулюючими органами для аналізу стратегій розвитку енергетичних комплексів. Але на даний час у зв'язку із розвитком і впровадженням в енергетичні системи генеруючих об'єктів і устаткування, що використовують відновлювані джерела енергії, а також з утворенням нових Мікроринків і застосуванням технологій Smart Grid (Розумна мережа) та Demand Response (Управління попитом) у світі почали формуватися конкурентні ринки електроенергії з активною участю не тільки великих гравців, але й з постійно зростаючою кількістю учасників із невеликими обсягами виробництва електроенергії та обмеженими можливостями залучення інвестиційних коштів. В результаті, застосування «великих» коштовних багатофункціональних комп'ютерних систем для широкого загалу «маленьких» гравців задля агрегування наявної інформації про процеси функціонування енергоринків, моделювання і відтворення стадій процесу вироблення і прийняття управлінських рішень, стосовно формування стратегії їхньої власної поведінки на різних сегментах ринків, може бути витратним і, внаслідок цього, недоцільним.

Тому постає актуальною проблема розробки та впровадження зручної у використанні комп'ютерної системи моделювання, призначеної для вирішення задач аналізу процесів ціноутворення на ринку електричної енергії як складової системи організаційного управління енергопідприємств. Тобто такого інформаційно-технологічного та модельного середовища, яке складається із інформаційних ресурсів з масивами даних із актуальною і ретроспективною інформацією та модельного інструментарію, що може інтегруватися з іншими централізованими організаційно-технічними системами суб'єктів ринку як інформаційно-моделююча система інформаційно-аналітичного забезпечення підтримки прийняття рішень.

2. Призначення комп'ютерної системи моделювання. Основним завданням впровадження комп'ютерних систем у галузі енергетики є забезпечення фахівців необхідними даними для правильного (якісного та обґрунтованого) ухвалення рішень, які ґрунтуються на використанні достовірної інформації про динаміку змін ключових показників функціонування ринку та забезпечують певною мірою мінімізацію (нівелювання) ризиків впливу зовнішніх факторів на формування цін на ринку. Правильне прийняття рішень на різних рівнях управління забезпечує надійне та економічне функціонування енергопідприємств виробників електроенергії, активних споживачів та інших учасників ринку – постачальників енергії та допоміжних послуг, споживачів. Процес створення системи комп'ютерного моделювання вимагає критичного та аргументованого вибору програмних платформ і апаратних засобів з урахуванням перспектив удосконалення застосовуваних обчислювальних процедур під час проведення моделюючих, аналітичних розрахунків, в умовах зростання обсягів даних, що використовуються, розвитку обчислювальних потужностей і засобів зберігання даних [14].

Як визначено в роботах [15, 16], суб'єкти електроенергетики за встановлених правил роботи ринку економічно зацікавлені у вдосконаленні методів і засобів подання змін ключових параметрів функціонування ринку та моделювання процесів ціноутворення на ньому. Отже, в цілях

реалізації положень Закону про ринок електричної енергії України та створення ефективних умов функціонування енергопідприємств – учасників лібералізованого ринку електричної енергії – доцільне запровадження спеціалізованої об'єктно-орієнтованої комп'ютерної системи моделювання (КСМ) у систему організаційного управління учасників ринку, яка дасть можливість здійснювати оперативний порівняльний аналіз їхньої поведінки з іншими гравцями на ринку електричної енергії у процесі ціноутворення. Це допоможе визначити ризики, які зумовлені впливом ринкових факторів конкурентного характеру та факторів зовнішнього середовища існування, з урахуванням яких необхідно формувати оптимальні стратегії учасників на різних сегментах ринку.

Використання КСМ, яка в попередніх публікаціях отримала назву Еквант (Equant), надасть учасникам ринку можливість визначення оцінки діапазону мінімально та максимально можливих цін і тарифів, виходячи з результатів моделювання процесів ціноутворення на ринку електричної енергії.

3. Принципи і вимоги, на яких побудована комп'ютерна система. КСМ процесів ціноутворення є складовою у структурно-функціональній схемі побудови системи підтримки прийняття рішень щодо організаційного управління суб'єктами ринку [6, 17].

Об'єктом автоматизації КСМ є технологічні процеси підготовки та змістовної переробки необхідної інформації для участі в роботі користувачів відповідних сегментів оптового ринку – двосторонніх договорів, «на добу наперед», внутрішньодобового та балансуєчого ринку, у тій частині, яка стосується функцій проведення моделюючих розрахунків з утворення цінкових та тарифних показників діяльності.

КСМ забезпечує автоматизацію інформаційних процесів, пов'язаних з:

- організацією підготовки вхідних та формування вихідних даних про результати розрахунків з моделювання процесів функціонування суб'єктів і сегментів ринку;
- проведенням моделюючих розрахунків для визначення складових системи показників результативності діяльності суб'єктів ринку і сегментів його в цілому;
- складанням звітності та організацією статистичного обліку оперативної і ретроспективної інформації;
- оперативним контролем за станом розвитку функціонування ринку на основі аналітичної обробки даних.

КСМ слугує системою колективного користування та включає сукупність організаційних, інформаційних, програмних і технічних засобів, що дає змогу оперативно виконувати функції інформаційно-технологічного забезпечення прийняття рішень у реальному масштабі часу.

Розробка КСМ та її складових здійснено з дотриманням таких принципів:

- використання засобів обчислювальної техніки й устаткування передачі даних, які мають достатній горизонт використання та перспективу розвитку;
- використання промислової системи управління базою даних;
- компонентна архітектура програмного забезпечення;
- забезпечення захисту інформації від несанкціонованого доступу;
- уніфікація технологічних процесів оброблення даних та подання інформації;
- накопичення ретроспективних даних з необхідною глибиною зберігання.

Якщо класифікувати та ідентифікувати місце комп'ютерної системи моделювання в складі комплексу систем інформаційно-технологічного забезпечення процесів прийняття рішень в електроенергетиці, то вона є середовищем комп'ютерних моделей процесів функціонування енергетичних об'єктів ринкової структури, яке включає:

- засоби математичного формального опису досліджуваних складних об'єктів та процесів взаємодії їхніх складових структурних елементів між собою та із зовнішнім середовищем;
- єдиний інформаційний простір, що поєднує засоби концептуального та інформаційного моделювання процесів взаємодії складових структурних елементів між собою та із зовнішнім середовищем;
- уніфіковану систему класифікаторів і довідників, адаптивну структуру зберігання даних, єдину систему протоколів та інтерфейсів;
- сукупність програмно-технічних засобів, що забезпечують функціонування системи як єдиного комплексу та масштабованість її функціоналу на достатній період застосування.

У процесі побудови КСМ дотримувалися наступних загальносистемних вимог:

- системність, яка відтворюється в раціональній декомпозиції системи, у тому числі на складові компоненти, модулі та підсистеми, що надає можливість автономної розробки та

впровадження складових частин на основі єдиної технічної політики і забезпечує цілісність системи за її взаємодії зі змінним зовнішнім середовищем;

- відкритість, яка полягає у здатності системи до розширення складу наданих послуг інформаційного забезпечення та збільшення кількості джерел інформації і користувачів без порушення її внутрішнього функціонування та погіршення експлуатаційних характеристик;

- стандартизація, яка полягає у раціональному застосуванні міжнародних стандартів в електроенергетиці, а також типових, уніфікованих проектних рішень та технологій, внутрішніх і зовнішніх інтерфейсів і протоколів, що закладає фундамент для блокової, модульної побудови компонентів і підсистем системи в цілому;

- узгодженість, яка відтворює взаємозалежність між собою процесів проектування та поетапної модернізації структурних складових системи, що забезпечують взаємопов'язаність її складових та постійну адаптацію до вимог користувачів і зовнішнього середовища, що змінюються.

Крім перелічених загальносистемних вимог враховувалися ще й спеціальні вимоги до інформаційної складової КСМ, які визначають її функціональність: повнота інформації; ієрархічність (підпорядкованість) інформації; семантична єдність; переносимість системи; комплексна інформаційна безпека.

Із врахуванням наведених вимог сформовано наступний склад компонентів та модулів КСМ, які мають відмінні особливості функціональності, а саме:

1) компонент єдиного сховища даних, що призначений для накопичення та зберігання інформації з різних джерел, необхідної для вирішення завдань моніторингу і прогнозування ключових параметрів функціонування суб'єктів і сегментів ринку;

2) модулі збору та завантаження даних у сховище даних, що забезпечують можливість автоматизованого та ручного введення даних з різних джерел;

3) модуль аналізу динаміки попиту на електроенергію на ціноутворюючих сегментах оптового ринку на основі даних оперативної та ретроспективної інформації про параметри функціонування суб'єктів ринку;

4) модуль прогнозування, що призначений для побудови сценарних прогнозів поведінки суб'єктів ринку на основі даних оперативної та ретроспективної інформації;

5) засоби подання, візуалізації даних та результатів розрахунків у табличному, графічному та картографічному вигляді і публікації їх в мережі Інтернет;

6) модуль адміністрування, що забезпечує виконання операцій ведення баз даних (БД), управління обліковими записами користувачів та розмежування прав доступу до ресурсів системи.

Прикладне програмне забезпечення КСМ подається як комплекс програм, який реалізовує функції системи за інформаційною технологією "клієнт-сервер" і спирається у роботі на інструментальні засоби обробки запитів і даних, що надходять до системи із зовнішнього по відношенню до структуроутворюючих систему компонентів Internet-середовища, де знаходяться клієнти-користувачі КСМ. В результаті до архітектури КСМ включені наступні інструментальні компоненти: проксі-сервер обробки запитів, веб-сервер відтворення інформації, сервер обробки даних, сервер БД.

Слід відзначити наступну особливість структури БД для створення єдиного інформаційного середовища КСМ. Вона передбачає наявність множини таблиць, які окрім зберігання даних про енергетичні об'єкти та результатів моделювання забезпечують роботу механізмів авторизації та автентифікації користувачів, збереження сесійних даних тощо. Задля забезпечення семантичної єдності цих структур застосовується підхід подання показників функціонування суб'єктів ринку, безпосередньо пов'язаних із обробкою даних, що забезпечує адаптованість структури бази до можливих змін у структурі суб'єктів ринку і особливостей їхнього функціонування в майбутньому. Цей підхід побудований на механізмі опису мета-даних через створення класифікаторів показників, їхніх зв'язків та сховища даних. Повну структуру БД КСМ наведено у роботі [18]. Прикладом реалізації КСМ на визначених принципах і встановлених вимогах є інтерфейс системи Equant, опису якої присвячено роботу [19].

4. Алгоритмічна модель аналізу динаміки попиту електроенергії на сегментах оптового ринку. Функція моделювання комп'ютерної системи обумовлює необхідність аналітичної обробки вхідних оперативних і ретроспективних даних функціонування суб'єктів і сегментів ринку з наступною підготовкою інформації для процесів оцінки та прогнозування показників діяльності. Однією із важливих комп'ютерних моделей оцінки процесів функціонування ринку є модель аналізу динаміки попиту на електроенергію на ціноутворюючих сегментах оптового ринку. Розглянемо

процес утворення моделі, який починається з визначення вхідних і вихідних змінних величин і параметрів моделі та формалізації критеріїв оцінки попиту. Відповідно до Правил ринку визначено наступні часові інтервали в організації процесу купівлі-продажу електроенергії: доба постачання – доба, в якій відбувається фізичне постачання обсягів електричної енергії, визначених за результатами торгів; розрахунковий період – мінімальний відрізок часу доби постачання (година), щодо якого визначено результати торгів (ціна та обсяги) на сегменті ринку. Вихідними даними аналізу динаміки розподілу купівлі-продажу електроенергії для оцінки попиту на оптовому ринку в розрізі часток сегментів ринку є наступні погодинні вхідні величини, для яких введемо такі позначення:

1) $q^{\text{РДД},k}(i,j)$ – обсяги продажу електроенергії в об'єднаній енергетичній системі (ОЕС) України та Енергетичному острові «Бурштинська ТЕС» (БуТЕС) на ринку двосторонніх договорів (РДД);

2) $q^{\text{РДН},k}(i,j)$ – акцептовані обсяги купівлі-продажу в ОЕС та БуТЕС на ринку «на добу наперед» (РДН);

3) $q^{\text{ВДР},k}(i,j)$ – акцептовані обсяги купівлі-продажу в ОЕС та БуТЕС на внутрішньодобовому ринку (ВДР);

4) $q^{\text{БР},k}(i,j)$ – обсяги балансуєної енергії «вгору» та «вниз» в ОЕС та БуТЕС на балансуєному ринку (БР);

5) $p^{\text{РДН},k}(i,j)$ – маржинальна ціна в ОЕС та БуТЕС на РДН.

Введені позначення змінних обсягів і ціни інтерпретуються наступним чином:

а) $q^{s,k}(i,j)$ – обсяг продажу на сегменті $s \in \{\text{РДД}, \text{РДН}, \text{ВДР}, \text{БР}\}$ у системі $k \in \{\text{ОЕС}, \text{БуТЕС}\}$, що склався на аукціоні у розрахункову годину $j \in (1,24)$ доби постачання $i \in (01.01, \dots, 31.12)$;

б) $p^{\text{РДН},k}(i,j) p^{s,k}(i,j)$ – ціна продажу на сегменті s у системі k , що склалася у годину j доби i .

Вважатимемо, що розглядається тільки маржинальна ціна на РДН у системі ОЕС як визначальна (індикативна), за якою обчислюються всі цінові показники про витрати на допоміжні послуги у процесі виробництва, постачання і розподілу електроенергії у ОЕС.

Показниками оцінки попиту на оптовому ринку будемо вважати наступні вихідні величини, які позначимо як:

1) $\{v^s(n,j) | j = \overline{1,24}, s \in (\text{РДД}, \text{РДН}, \text{ВДР}, \text{БР})\}$ – погодинні профілі середніх обсягів продажу електроенергії на сегментах ринку s за період постачання (сезонною ознакою) $n \in (\text{рік}, \text{кліматичний період}, \text{місяць})$;

2) $\{w^s(n,j) | j = \overline{1,24}, s \in (\text{РДД}, \text{РДН}, \text{ВДР}, \text{БР})\}$ – погодинні профілі відсотків (часток) середніх обсягів продажу електроенергії на сегментах ринку s за період постачання n ;

3) $\{v^s(n) | n \in (\text{рік}, \text{кліматичний період}, \text{місяць}), s \in (\text{РДД}, \text{РДН}, \text{ВДР}, \text{БР})\}$ – інтервальні (сезонні) профілі середніх (середньогодинних, середньодобових) обсягів продажу електроенергії на сегментах ринку s ;

4) $\{w^s(n) | n \in (\text{рік}, \text{кліматичний період}, \text{місяць}), s \in (\text{РДД}, \text{РДН}, \text{ВДР}, \text{БР})\}$ – інтервальні (сезонні) профілі відсотків (часток) середніх обсягів продажу електроенергії на сегментах ринку s ;

5) $\{z^{\text{РДН}}(n,j) | j = \overline{1,24}\}$ – погодинні профілі середньої (середньозваженої) ціни продажу електроенергії на РДН за сезонною ознакою n ;

6) $\{z^{\text{РДН}}(n) | n \in (\text{рік}, \text{кліматичний період}, \text{місяць})\}$ – інтервальні (сезонні) профілі середньої (середньозваженої) ціни продажу електроенергії на РДН.

Для оцінки попиту розрахунок профілів визначається наступними алгоритмами:

$$v^s(n,j) = \frac{1}{K(n)} \sum_{i \in S(n)} (q^{s,\text{ОЕС}}(i,j) + q^{s,\text{БуТЕС}}(i,j)); w^s(n,j) = \frac{v^s(n,j)}{\sum_s v^s(n,j)}; v^s(n) = \sum_{j=1}^{24} v^s(n,j);$$

$$w^s(n) = \frac{v^s(n)}{\sum_s v^s(n)}; z^{\text{РДН}}(n, j) = \frac{\sum_{i \in S(n)} p^{\text{РДН, ОЕС}}(i, j) \times q^{\text{РДН, ОЕС}}(i, j)}{\sum_{i \in S(n)} q^{\text{РДН, ОЕС}}(i, j)}; z^{\text{РДН}}(n) = \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} z^{\text{РДН}}(n, j),$$

де $S(n)$ – множина одиниць часу, що належать до інтервалу сезонності n (рік, зима, весна, літо, осінь, місяць), $K(n) = |S(n)|$ – кількість одиниць часу інтервалу.

В результаті використання алгоритмічної моделі надається можливість визначати наступні залежності: ціни купівлі-продажу (погодинну, інтервальну) від структури продажу електроенергії; загального обсягу (погодинного, інтервального) від структури продажу електроенергії.

Інтегрованим критерієм оцінки динаміки попиту в наведеній моделі визначено загальну (середньодобову) ціну електроенергії з урахуванням ціни на РДН, яка визначається за формулами

$$Z(n) = \sum_s \sum_{j=1}^{24} p^{\text{РДН, ОЕС}}(i, j) \times (q^{s, \text{ОЕС}}(i, j) + q^{s, \text{БутЕС}}(i, j)), \quad \tilde{Z}(n) = \frac{1}{K(n)} Z(n).$$

5. Приклади експериментальних розрахунків моделі. Для аналізу динаміки змін обсягів попиту на електроенергію на відповідних сегментах ринку та ціни на РДН використано модельні профілі та побудовано їхні графічні діаграми за період з 2020 по 2021 роки. А саме: погодинні середні обсяги і ціна продажу (рис. 1); посезонні середньогодинні обсяги і ціна продажу (рис. 2); річний середньогодинний обсяг і ціна продажу електричної енергії на сегментах ринку. Інформацію для аналізу було отримано за допомогою інформаційного ресурсу КСМ Equant, сформованого на основі ретроспективних даних Оператора системи передачі [20], Оператора ринку [21] та Української енергетичної біржі [22].

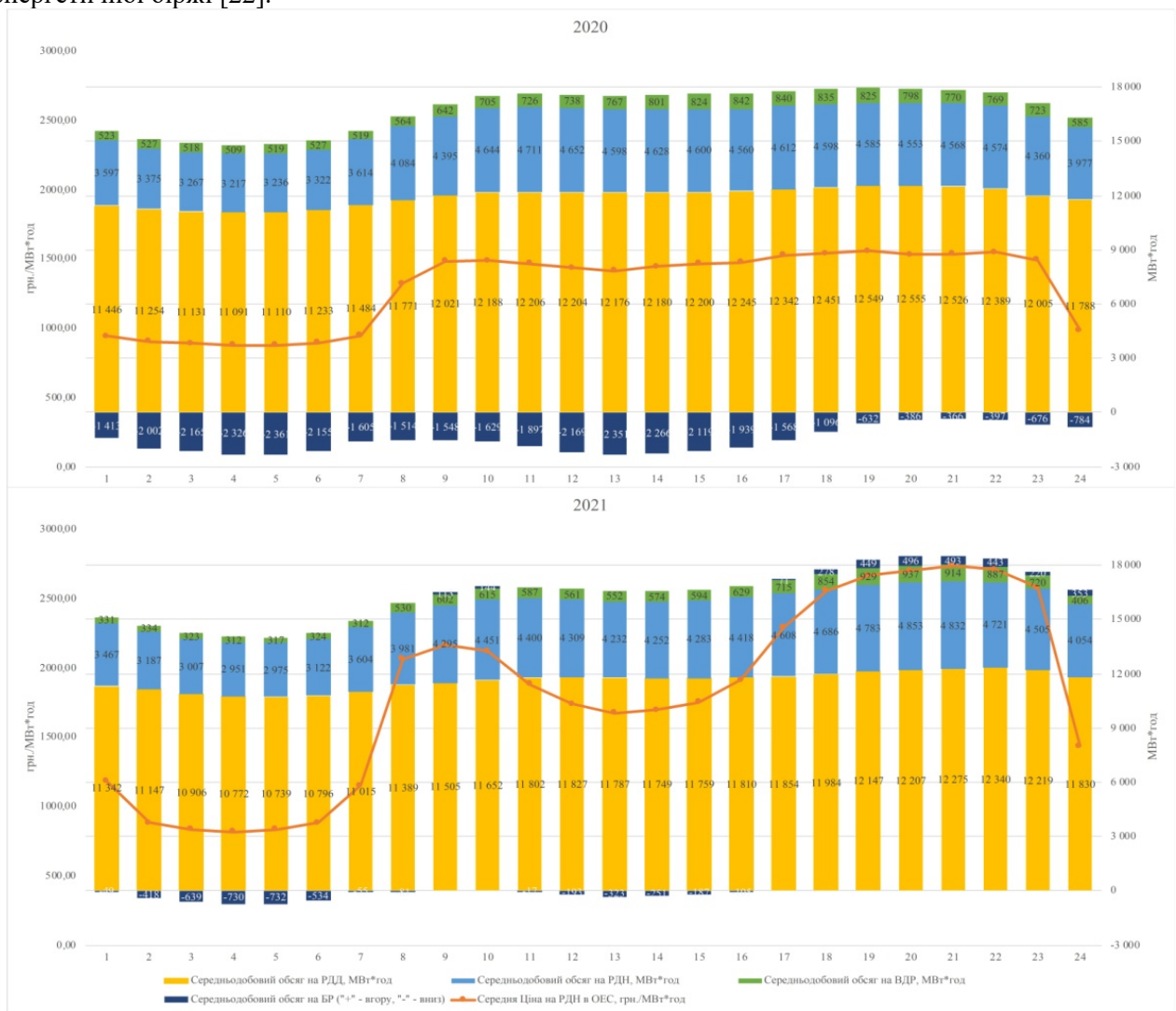


Рис. 1

На рис. 1 відображено графічну інформацію щодо динаміки погодинного профілю середніх обсягів і ціни продажу, яка підтверджує суттєву нестационарність у часі процесу ціноутворення та дає можливість зробити відповідні висновки про наявність якісної залежності середньої ціни РДН від зміни структури обсягів акцептованої електричної енергії на відповідних сегментах ринку.

Аналогічну залежність можна спостерігати на рис. 2, а саме посезонному профілю середньогодинних обсягів продажу електричної енергії за 2020-2021 роки.

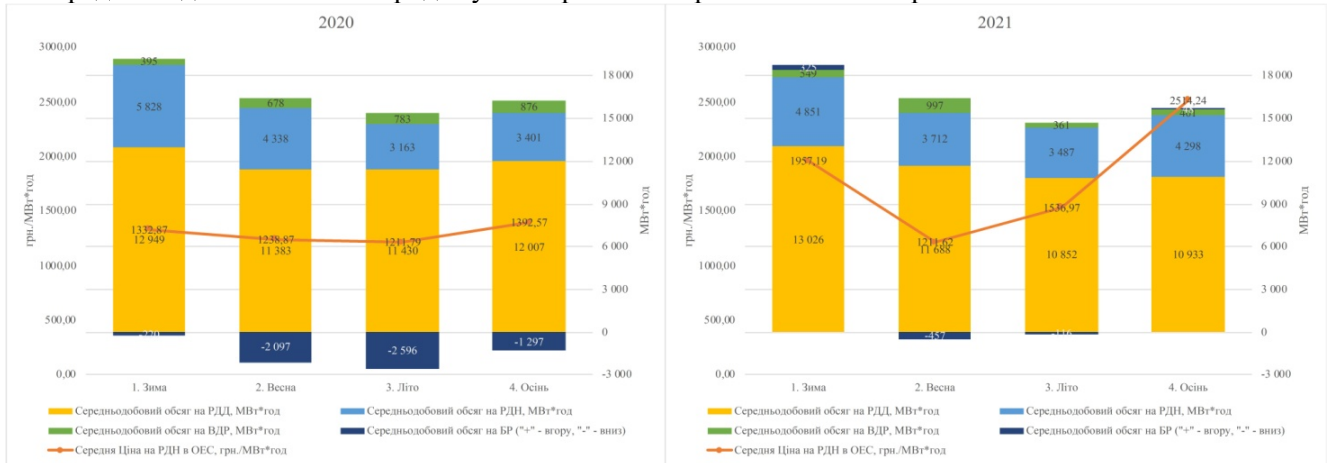


Рис. 2

Як відомо, в ОЕС України визначено режими роботи енергетичного устаткування, за яких Оператор системи передачі задля балансування генерації і попиту на ринку електроенергії (активного навантаження) здійснює розвантаження (вниз) або завантаження (вгору) енергоблоків, тому що енергетична система не може в часі не реагувати на зміну фактичного попиту електроенергії шляхом корекції її виробництва. Тобто знаходиться у дефіцитному режимі, коли на ринку існує непокритий попит, або у профіцитному режимі, коли на ринку є надлишок пропозицій. Наведені на рис. 1 та рис. 2 результати розрахунків профілів зміни обсягів реалізації електроенергії та ціни її продажу на БР підтверджують, що за профіцитного режиму роботи енергосистеми ціна на продаж електричної енергії зменшується і навпаки – за дефіцитному режимі ціна збільшується.

У таблиці наведено результати розрахунків відсоткових річних, сезонних профілів динаміки попиту на електроенергію, яка визначає структуру продажу та приріст ціни і обсягів для якісної оцінки залежностей цих основних показників функціонування оптового ринку.

Профіль	Період постачання		Відсоток					
	Рік	Інтервал (сезон, година)	Обсяг РДД	Обсяг РДН	Обсяг ВДР	Обсяг БР	Приріст ціни	Приріст обсягу
Річний середньогодинний	2020		78,3%	27,4%	4,5%	-10,2%		
	2021		71,6%	25,2%	3,6%	-0,3%	39,3%	6,4%
Посезонний середньогодинний	2020	Зима	68,3%	30,8%	2,1%	-1,2%		
		Весна	79,6%	30,3%	4,7%	-14,7%	-7,1%	-24,5%
		Літо	89,4%	24,7%	6,1%	-20,3%	-2,2%	-10,6%
		Осінь	80,1%	22,7%	5,8%	-8,7%	14,9%	17,3%
	2021	Зима	69,5%	25,9%	2,9%	1,7%	40,6%	25,1%
		Весна	73,3%	23,3%	6,3%	-2,9%	-38,1%	-15,0%
		Літо	74,4%	23,9%	2,5%	-0,8%	26,9%	-8,5%
		Осінь	69,7%	27,4%	2,6%	0,3%	63,6%	7,5%

За річними, сезонними профілями можна встановити наступні тенденції у зміні структури продажу електроенергії на оптовому ринку: постійними компонентами є РДД – до 70-75%, РДН – до 25-30%, ВДР – до 5%, а змінною (непостійною) компонентною є БР.

Прирости ціни та обсягу у цих профілях мають певну залежність у динаміці напряму зміни. Так, напрями зміни обсягу і ціни у поточному розрахунковому періоді постачання в цілому збігаються, але сповільнення спаду ціни поточного періоду (літо 2020 р. у -2%) обумовлює зростання обсягу наступного періоду (осінь 2020 р. у 17%), а пришвидшення зростання ціни поточного періоду (зима 2021 р. у 40%) обумовлює спадання обсягу наступного періоду (весна 2021 р. у -15%). Наведені в таблиці результати ґрунтуються на погодинних значеннях шуканих величин. Їхній короткий аналіз оціночно показав, що за погодинним профілем середніх обсягів у 2020 році для годин 1-16 частка БР складає 10-20%, що є орієнтовно половиною від частки РДН у 25-30%. Це може вказувати на «не ефективну» участь частини учасників аукціону РДН внаслідок недостатньо якісного прогнозування тенденцій на ринку або наявність «коаліційної гри» деяких учасників ринку, що було враховано у 2021 році. Тоді частка БР у погодинному розрізі вже склала 1-4%.

Висновки. Запропонований склад функціональних компонентів і модулів КСМ забезпечує створення об'єктно-орієнтованого середовища та єдиного сховища даних для подальшої інтеграції існуючих і розроблюваних програмних комплексів суб'єктів ринку електроенергії.

База даних КСМ, яка семантично узгоджена із пов'язаними модулями обробки даних системи, забезпечує адаптованість до можливих змін у структурі суб'єктів ринку і особливостей їхнього функціонування та дає змогу підвищити оперативність і якість вирішення завдань управління процесами ціноутворення на ринку електроенергії.

Наведено приклад модельних розрахунків, який демонструє практичні можливості застосування побудованої КСМ для якісної оцінки динаміки розподілу обсягів купівлі-продажу (попиту) електроенергії на сегментах оптового ринку. А результати розрахунків створюють основу для побудови комп'ютерних імітаційних моделей, які відображають залежності взаємопов'язаних динамічних потокорозподілів: обсягів та фінансів на всіх стадіях технологічного процесу виробництва, передачі і розподілу електроенергії.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Теоретико-ігрові моделі та методи мінімізації ризиків для систем підтримки прийняття рішень з управління попитом на ринку електроенергії (ПОТЕНЦІАЛ), КПКВК 6541030.

1. Директива Європейського парламенту та Ради від 13 липня 2009 року про спільні правила внутрішнього ринку електроенергії: Директива від 13.07.2009 р. № 2009/72/ЄС. URL: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/ALL/?uri=celex%3A32009L0072> (дата звернення 23.02.2024).
2. Блінов І.В., Парус Є.В. Врахування мережевих обмежень та мінімізація різниці цін між ринками електроенергії. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 4. С. 81–88.
3. Кириленко О.В., Блінов І.В., Парус Є.В., Іванов Г.А. Імітаційна модель ринку електричної енергії «на добу наперед» з неявним урахуванням мережевих обмежень енергетичних систем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 60–67. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.060>.
4. Ivanov H., Blinov I., Parus Ye. Simulation model of new electricity market in Ukraine. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 339–342. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>.
5. Саух С.Є., Борисенко А.В. Математичне моделювання електроенергетичних систем в ринкових умовах: монографія. К.: Три К, 2020. 340 с.
6. Остапченко К.Б., Лісовиченко О.І., Євдокімов В.А., Борукаєв З.Х. Створення інформаційно-моделюючої системи аналізу процесів ціноутворення на ринку електричної енергії. *Електронне моделювання*. 2021. Т. 43. № 4. С. 51–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.43.04.051>.
7. Innovative solutions for the oil, gas, and energy industry from SAP and our partners. URL: <https://www.sap.com/ukraine/industries/oil-gas.html#products> (дата звернення 23.02.2024).
8. Oracle Utilities Management Solutions for Energy and Water. URL: <https://www.oracle.com/utilities/> (дата звернення 23.02.2024).
9. Transformative energy and utilities solutions from IBM. URL: <https://www.ibm.com/industries/energy?lnk=flatitem> (дата звернення 23.02.2024).
10. Siemens Global Products&Services: Energy. URL: <https://www.siemens.com/global/en/products/energy.html> (дата звернення 23.02.2024).
11. The National Energy Modeling System: An Overview 2018. URL: <https://www.eia.gov/outlooks/aeo/nems/documentation/> (дата звернення 23.02.2024).
12. Plexos market simulation software. URL: <https://energyexemplar.com/solutions/plexos/> (дата звернення 23.02.2024).

13. Aurora electric modeling, forecasting and analysis software. URL: <https://energyexemplar.com/solutions/aurora/> (дата звернення 23.02.2024).
14. Макоклюев Б.И., Антонов А.В., Набиев Р.Ф. Информационная структура и программные средства обработки и хранения данных технологического оборудования и режимных параметров. *Электрические станции*. 2004. № 6. С. 48–52.
15. Ostapchenko K.B., Lisovychenko O.I., Borukaiev Z.Kh. Hybrid approach to the forecasting of electric consumption time series for organizational management in the wholesale market. *Адаптивні системи автоматичного управління*. 2019. Т. 1. № 34. С. 42–52. DOI: <https://doi.org/10.20535/1560-8956.1.2019.178228>.
16. Борукаєв З.Х., Остапченко К.Б., Лисовиченко О.И. Способ построения неформализованой гибридной модели прогнозирования электропотребления на оптовом рынке. *Зб. наук. пр. ІПМЕ ім. Г.Є. Пухова НАН України*. 2019. Вип. 89. С. 157–166. DOI: <https://doi.org/10.5281/zenodo.3860762>.
17. Borukaiev Z., Ostapchenko K., Chemerys O., Evdokimov V. Information Technology Platform for Automation of Decision-Making Processes by the Organizational Management System. In: *Power Systems Research and Operation: Selected Problems II. Studies in Systems, Decision and Control*. Ed. by O. Kyrylenko, S. Denysiuk, D. Derevianko, I. Blinov, I. Zaitsev, A. Zaporozhets. Cham: Springer. 2023. Vol. 220. Pp. 257–279. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-031-17554-1_12.
18. Остапченко К.Б., Євдокімов В.А., Борукаєв З.Х. Сховище оперативних даних системи підтримки прийняття рішень для організаційного управління ринком електроенергії. *Електронне моделювання*. 2022. Т. 44. № 3. С. 101–112. DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.44.03.101>.
19. Євдокімов В.А. Функціональна організація інтерфейсу користувача програмно-апаратної комп'ютерної системи Equant Cloud. *Електронне моделювання*. 2023. Т. 45. № 2. С. 83–94. DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.45.02.083>.
20. Балансуючий ринок та врегулювання небалансів: Національна енергетична компанія «Укренерго». URL: https://ua.energy/uchasnikam_rinku/rezultaty-balansuyuchogo-rynku-2/ (дата звернення 23.02.2024).
21. Результати торгів: Оператор ринку. URL: https://www.oree.com.ua/index.php/control/results_mo/DAM (дата звернення 23.02.2024).
22. Біржові котирування, індекси базового навантаження електричної енергії: Українська енергетична біржа. URL: <https://www.ueex.com.ua/exchange-quotations/electric-power/indexes/> (дата звернення 23.02.2024).

COMPUTER SIMULATION SYSTEM OF PRICE-FORMATION PROCESSES IN THE WHOLESALE ELECTRICITY MARKET

V.A. Evdokimov¹, Z.Kh. Borukaiev¹, K.B. Ostapchenko²

¹ G.E. Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering National Academy of Sciences of Ukraine, General Naumov Str., 15, Kyiv, 03164, Ukraine.

E-mail: ievdokimov40@gmail.com, zelimh1948@gmail.com.

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

E-mail: okb2003@ukr.net.

The large-scale introduction into traditional energy systems of generating facilities and equipment that use renewable energy sources as part of the implementation of the energy decarbonization strategy leads to a change in the structure of electricity production and consumption, a rapid increase in the number of participants in trade and economic relations on the electricity market. This determines the need for conducting research in the direction of creating easy-to-use, functional object-oriented computer systems for modeling competitive market processes in terms of pricing management in order to increase the productivity and effectiveness of decisions made by market participants. The article formulates the principles, functionality and requirements for building such a class of computer modeling systems. Based on their application, the approximate composition of the functional modules of the computer system for modeling pricing processes with a single unified environment of information resources and computer models is determined. A deterministic algorithmic model is presented for the analysis of the dynamics of the volume distribution of electricity purchase and sale (demand) in the wholesale market segments as part of the computer models environment of the computer simulation system of price formation processes. The results of model calculations are presented for assessing the dynamics of demand in market segments, which are obtained using information resources and data presentation and visualization modules of the constructed computer simulation system. References 22, figures 2, table 1.

Keywords: algorithmic model, computer model, computer simulation system, electricity market, indicator profile, pricing processes.

1. Directive of the European Parliament and of the Council of 13 July 2009 concerning common rules for the internal market in electricity: Directive 13.07.2009 p. No 2009/72/EC. URL: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/ALL/?uri=celex%3A32009L0072> (accessed at 23.02.2024).
2. Blinov I.V., Parus Ye.V. Congestion management and minimization of price difference between coupled electricity markets. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 81 – 88. (Ukr).
3. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus Ye.V., Ivanov G.A. Simulation model of the day-ahead electricity market with implicit consideration of power systems network constraints. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 60–67. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.060>.
4. Ivanov H., Blinov I., Parus Ye. Simulation model of new electricity market in Ukraine. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 339–342. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>.
5. Saukh S.E., Borysenko A.V. Mathematical modeling of electric power systems in market conditions: monograph. Kyiv: Tri K, 2020. 340 p. (Ukr).
6. Ostapchenko K.B., Lisovychenko O.I., Borukaiev Z.Kh., Evdokimov V.A. Creation of information modeling system for analysis of pricing processes in the electricity market. *Elektronne Modeliuvannia*. 2021. Vol. 43. No 4. Pp. 51–68. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.43.04.051>.
7. Innovative solutions for the oil, gas, and energy industry from SAP and our partners. URL: <https://www.sap.com/ukraine/industries/oil-gas.html#products> (accessed at 23.02.2024).
8. Oracle Utilities Management Solutions for Energy and Water. URL: <https://www.oracle.com/utilities/> (accessed at 23.02.2024).
9. Transformative energy and utilities solutions from IBM. URL: <https://www.ibm.com/industries/energy?lnk=flatitem> (accessed at 23.02.2024).
10. Siemens Global Products&Services: Energy. URL: <https://www.siemens.com/global/en/products/energy.html> (accessed at 23.02.2024).
11. The National Energy Modeling System: An Overview 2018. URL: <https://www.eia.gov/outlooks/aeo/nems/documentation/> (accessed at 23.02.2024).
12. Plexos market simulation software. URL: <https://energyexemplar.com/solutions/plexos/> (accessed at 23.02.2024).
13. Aurora electric modeling, forecasting and analysis software. URL: <https://energyexemplar.com/solutions/aurora/> (accessed at 23.02.2024).
14. Makokliuev B.I., Antonov A.V., Nabiev R.F. Information structure and software for processing and storing data of technological equipment and operating parameters. *Elektricheskie stantsii*. 2004. No 6. Pp. 48–52. (Rus).
15. Ostapchenko K.B., Lisovychenko O.I., Borukaiev Z.Kh. Hybrid approach to the forecasting of electric consumption time series for organizational management in the wholesale market. *Adaptivni systemy avtomatichnoho upravlinnia*. 2019. Vol. 1. No 34. Pp. 42–52. DOI: <https://doi.org/10.20535/1560-8956.1.2019.178228>.
16. Borukaiev Z.Kh., Ostapchenko K.B., Lisovychenko O.I. A method for constructing an informal hybrid model for forecasting electricity consumption in the wholesale market. *Zbirnyk naukovykh prats Instytutu Problem Modeliuvannia v enerhetytsi Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2019. No 89. Pp. 157–166. (Rus). DOI: <http://doi.org/10.5281/zenodo.3860762>.
17. Borukaiev Z., Ostapchenko K., Chemerys O., Evdokimov V. Information Technology Platform for Automation of Decision-Making Processes by the Organizational Management System. In: *Power Systems Research and Operation: Selected Problems II. Studies in Systems, Decision and Control*. Ed. by O. Kyrylenko, S. Denysiuk, D. Derevianko, I. Blinov, I. Zaitsev, A. Zaporozhets. Cham: Springer. 2023. Vol. 220. Pp. 257–279. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-031-17554-1_12.
18. Ostapchenko K.B., Evdokimov V.A., Borukaiev Z.Kh. Operational data warehouse of the decision support system for organizational management of the electricity market. *Elektronne Modeliuvannia*. 2022. Vol. 44. No 3. Pp. 101–112. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.44.03.101>.
19. Evdokimov V.A. Functional organization of the user interface of the hardware and software computer system Equant Cloud. *Elektronne Modeliuvannia*. 2023. Vol. 45. No 2. Pp. 83–94. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.45.02.083>.
20. Balancing Market and Settlement of Imbalances: National power company "Ukrenergo". URL: https://ua.energy/uchasnikam_rinku/rezultaty-balansuyuchogo-ryнку-2/ (accessed at 23.02.2024). (Ukr).
21. Trading results: Market Operator. URL: https://www.oree.com.ua/index.php/control/results_mo/DAM (accessed at 23.02.2024). (Ukr).
22. Exchange quotations, Base load index of electric power: Ukrainian Energy Exchange. URL: <https://www.uexc.com.ua/exchange-quotations/electric-power/indexes/> (accessed at 23.02.2024). (Ukr).

Надійшла 28.02.2024
Остаточний варіант 19.03.2024

АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ НЕОДНОРІДНОСТІ МЕРЕЖІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

М.В. Гребченко*, докт. техн. наук, **М.Ф. Сопель****, докт. техн. наук, **О.В. Сподинський*****

* НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,
e-mail: grebchenko.mykola@iit.kpi.ua.

** Мале приватне підприємство «АНГЕР»,
вул. Гарматна, 2, Київ, 03067, Україна.

*** Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

Досліджено режими обриву однієї лінії ділянок мережі, що мають паралельні лінії, в електричних розподільних мережах електропостачання споживачів електричного транспорту постійного струму. Проведено аналіз експериментальних даних, результати якого вказують на наявність залежності значення змінної складової у випростованому струмі від відстані до пошкодженої ділянки. Проведено математичне моделювання режиму обриву однієї з ділянок лінії в мережі з послідовним з'єднанням трьох ділянок, кожна з яких має паралельні лінії. Отримані результати математичного моделювання режимів роботи мережі постійного струму з неоднорідністю різних ділянок також вказують на можливість використання шостої гармоніки струму для визначення виникнення неоднорідності й ділянки з цією неоднорідністю. Задля зниження впливу зміни навантаження під час визначення неоднорідної ділянки запропоновано додатково контролювати вхідний опір мережі на частоті 300 Гц. Встановлено, що у цих режимах найбільше змінюється кут опору. Запропоновано метод визначення виникнення локального пошкодження лінії постійного струму й відстані до місця пошкодження, що заснований на контролі значення струму лінії та вхідного опору лінії на частоті 300 Гц. Бібл. 7, рис. 4, табл. 2.

Ключові слова: обрив лінії, експеримент, моделювання, визначення відстані.

Одним із заходів забезпечення надійності електропостачання споживачів електричного транспорту є виконання лінії електропередавання на двоколійних ділянках окремими лініями, тобто кожна колія має свою лінію, а між собою ці лінії включаються паралельно. Таким чином, мережа живлення вздовж колії може мати декілька неоднорідних ділянок з паралельним з'єднанням ліній. Зазвичай лінії кожної колії отримують живлення від окремого джерела живлення. Така схема забезпечує надійне живлення лінії кожної колії навіть у разі обриву однієї паралельної лінії з однієї сторони. Але у разі такого пошкодження зникає частина неоднорідності мережі і виникає перевантаження паралельної лінії, що залишилася у роботі.

Відомий метод виявлення обриву проводу лінії або ділянки тягової мережі, у якому контролюють наявність струму від спеціального джерела оперативного струму непромислової частоти, що проходить скрізь справний провід і спеціально встановлену в кінці ділянки ємність. У разі виникнення обриву проходження струму припиняється [1]. Недоліками методу є необхідність встановлення додаткового обладнання, а також те, що може знадобитися додаткове налаштування у мережах складної конфігурації.

Метод визначення місця розташування пошкодження [2] заснований на оцінці часів приходу хвиль, що біжать, викликаних пошкодженням і поширюються вздовж лінії від точки порушення до точки вимірювання, розташованої на одному кінці лінії, і порівнянні вимірюного часу з базою даних еталонних схем хвиль, що біжать. Метод є складним і більше орієнтований на визначення коротких замикань.

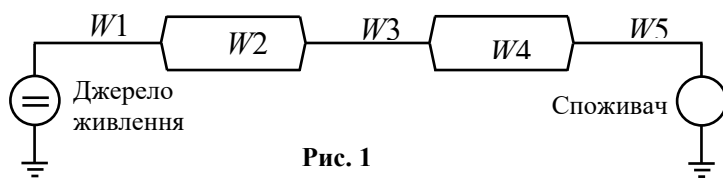
Разом із розвитком методів визначення параметрів пошкоджень проводиться робота, що дає можливість знижувати кількість відмов мережі, у тому числі й обриви проводів на підставі діагностування [3].

Мета роботи – розробка методу визначення виникнення локального пошкодження лінії постійного струму й відстані до цього місця пошкодження на підставі вимірювання параметрів режиму реальної електричної мережі.

© Гребченко М.В., Сопель М.Ф., Сподинський О.В., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-0055-9042>; ** <https://orcid.org/0000-0002-3438-5848>;

*** <https://orcid.org/0009-0002-3947-2534>



На рис. 1 наведено один із варіантів спрощеної схеми мережі живлення споживачів електричного транспорту з ділянками переходу однієї колії в дві колії [4]. Лінії $W1$, $W3$ та $W5$ є лініями одноколієних ділянок, а лінії $W2$ та $W4$ – лініями двоколійних ділянок транспорту.

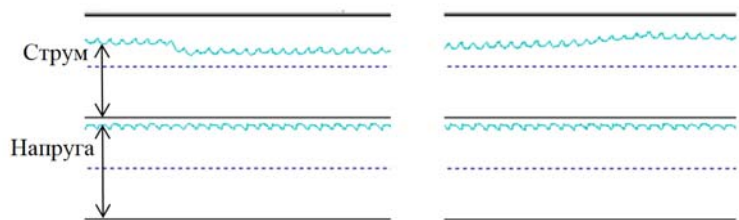
В схемі мережі (рис. 1) споживач умовно розташований у кінці лінії, а також не вказані інші можливі джерела живлення мережі. Встановлено, що випростована напруга тягових підстанцій міського електричного транспорту має дві складові: постійну та змінну [5].

Обрив одного проводу або лінії на одній із послідовно з'єднаних ділянок мережі (рис. 1) не перериває електропостачання споживача але знижує якісні показники режиму, а також виникає перевантаження пошкодженої ділянки. Таким чином виникає проблема пошуку місця обриву лінії.

На трифазних повітряних та кабельних лініях, а також на комп'ютерних та телекомунікаційних мережах задля визначення неоднорідності у мережі (у тому числі й обриви) використовують рефлектометри [6]. Налаштування та використання рефлектометрів є складним процесом й вимагає багато часу для забезпечення точності визначення відстані.

Враховуючи те, що в мережі випростованого постійного струму присутня у струмі та напрузі ліній незначна змінна складова частотою 300 Гц (шоста гармоніка), авторами було прийнято рішення про використання цієї складової для моніторингу стану мережі.

Експериментальні дослідження обриву ліній на різних ділянках проведено в реальній мережі електропостачання споживачів електричного транспорту. На рис. 2 наведено результати реєстрації зміни постійного струму та напруги мережі у разі виникнення неоднорідності (обрив паралельної лінії) і її усунення.



У разі виникнення дефекту лінії (неоднорідність) змінюються індуктивний опір та ємнісна провідність ділянки з дефектом. Зміна цих параметрів обумовлює зміну значення 6-ї гармоніки у струмі лінії. Але, якщо дефект створений розмиканням тільки з одного боку, то ємнісна провідність не змінюється, а шлях проходження ємнісного струму буде залежати від того з якого кінця лінії виник обрив.

Під час проведення досліджень в умовах діючої мережі постійного струму створювалася неоднорідність за рахунок обриву проводу певної довжини. В цих режимах реєструвалися струм та напруга фази у разі появи або зникнення обриву. На жаль, причина зміни навантаження лінії у різних дослідках, а також наявність додаткового живлення вздовж лінії не ідентифікувалися. Для зниження впливу цих факторів на результати досліджень визначалися відносні значення струмів та напруг.

У табл. 1 наведено результати аналізу експериментальних даних дослідів обриву паралельних ліній на різній відстані від початку лінії, які показують зростання амплітуди струму частотою 300 Гц у залежності від відстані до пошкодженої ділянки.

Таблиця 1

Час проведення досліджу	Струм лінії до виникнення дефекту, кА	Відстань до дефекту на лінії, км	Відношення значення струму шостої гармоніки до значення нульової гармоніки, %		
			Без дефекту	З дефектом	Зміна через виникнення дефекту
10:26:14	0,415	2	2,964	3,418	0,454
12:30:08	0,1354	10	1,625	2,208	0,583
15:25:18	0,1082	18	8,78	14,979	6,199

Результати табл. 1 у вигляді залежності значення струму шостої гармоніки I_6 по відношенню до значення нульової гармоніки I_0 від відстані до місця пошкодження наведено на рис. 3.

На підставі отриманих результатів встановлено, що амплітуда струму I_{300} залежить від режиму (з дефектом чи без нього) й від відстані до місця виникнення дефекту (в проведених дослідках

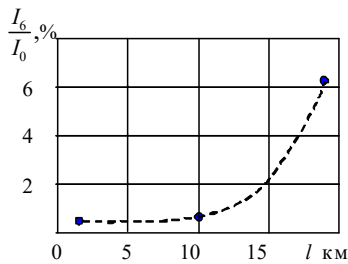


Рис. 3

створювався однаковий дефект). Характерна особливість зміни значення струму I_{300} полягає у тому, що, не зважаючи на зменшення загального струму у разі виникнення дефекту, значення цього струму збільшується.

Попередні розрахунки вказують на залежність не тільки амплітуди, але й наявність залежності кута між струмом і напругою шостої гармоніки від режиму (з дефектом чи без дефекту).

Математичне моделювання дає змогу провести аналіз зміни параметрів режиму мережі незалежно від режиму роботи навантаження та розташування джерел живлення мережі.

Математичне моделювання режимів роботи мережі постійного струму з неоднорідністю різних ділянок проведено за допомогою моделі з послідовно включеними трьома лініями.

Задля проведення досліджень на підставі методу накладання [7] створена окрема схема тільки для змінного струму частотою 300 Гц (рис. 4). Кожна лінія представлена П-подібною схемою заміщення. Активні опори ізоляції не враховувалися. Задано різні довжини ліній: перша 2 км, друга – 4 км, третя – 6 км. Моделювання обривів ліній виконувалося шляхом зміни параметрів пошкодженої лінії.

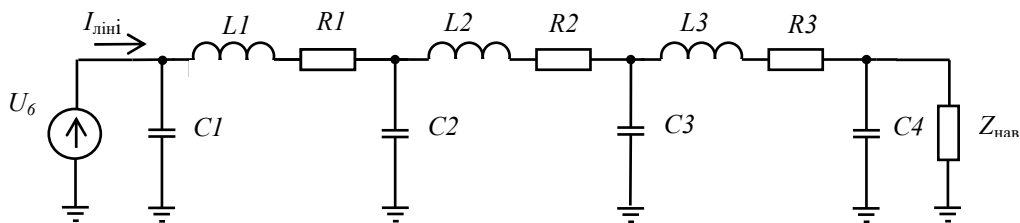


Рис. 4

У трьох дослідах визначені наступні зміни розрахункового опору мережі за результатами вимірювання струмів та напруг шостої гармоніки (табл. 2). Вхідний опір мережі із сторони джерела живлення визначався за формулою

$$Z_{\text{роз}} = \frac{U_6}{I_6} = \frac{U(\text{кВ}) \cdot U_6(\text{в.о.})}{I(\text{кА}) \cdot I_6(\text{в.о.})}$$

Таблиця 2

Режим мережі	6-та гармоніка струму лінії			Вхідний опір мережі із сторони джерела живлення		
	Комплексне значення, А	Модуль,	Кут, град.	Комплексне значення, Ом	Модуль, Ом	Кут, град.
Нормальний робочий	9,518 - j1,493	9,634	- 8,92	10,247+j1,527	10,360	8,47
Обрив одного проводу на 1-й ділянці (2 км)	9,116 - j2,159	9,368	- 13,33	10,380+j2,378	10,649	12,91
Обрив одного проводу на 2-й ділянці (4 км)	9,325 - j1,841	9,505	- 11,17	10,314+j1,956	10,498	10,74
Обрив одного проводу на 3-й ділянці (6 км)	9,390 - j1,731	9,548	- 10,01	10,293+j1,817	10,452	10,01

У процесі проведення моделювання враховувалися наступні залежності. У разі обриву одного провідника ділянки відбувається зростання струму у 2 рази в проводі, що залишився в роботі. Збільшення струму приведе до зростання температури робочого провідника й його активного опору. Зростання опору ділянки, на якій виник обрив одного проводу, оцінювалося за відомою формулою

$$r_{\theta} = r_{20} [1 + \alpha_{\theta} (\theta - 20^{\circ})]$$

У разі зміни температури проводу через його нагрів, наприклад, від 76⁰С градусів до 245⁰С опір проводу збільшиться в 1,54 рази. Тобто опір збільшиться миттєво у два рази через обрив паралельного провідника, а далі поступово з нагрівом зросте ще в 1,54 рази.

Вплив зміни активного опору пошкодженої ділянки на загальний опір лінії з навантаженням $Z_{\text{МЕР}}$ залежить від того, в якій схемі заміщення проводиться аналіз. Схема заміщення постійного стру-

му складається тільки з активних опорів ділянок (рис. 4). Тому зміна опору пошкодженої ділянки (через обрив одного проводу опір ділянки зростає у 2 рази, а через підвищення температури – до 1,5 рази) спричиняє зростання загального активного опору мережі $R_{\text{МЕР}}$.

В схемі заміщення змінного струму значення індуктивного опору ділянок значно більші за значення активного опору цих ділянок. Тому зміна активного опору $R_{\text{МЕР}}$ мало впливає на загальний вхідний опір мережі

$$Z_{\text{МЕР}} = R_{\text{МЕР}} + jX_{\text{МЕР}}.$$

В схемі заміщення змінного струму мережі суттєво впливає на зміну загального опору мережі індуктивний опір ділянок. У разі обриву одного паралельного проводу ділянки індуктивний опір цієї ділянки зменшується майже в два рази.

Також в схемі заміщення змінного струму мережі суттєво впливає на зміну загального опору мережі ємнісна провідність ділянки по відношенню до землі. Але ємнісна провідність впливає на зміну загального опору мережі тільки у разі обриву проводу з двох сторін ділянки: на початку й у кінці. Якщо обрив проводу з однієї сторони, то обірваний провід залишається під напругою й через ємність проводу продовжує проходити доаварійний струм.

Таким чином, значення змінного струму лінії визначається активним, індуктивним і ємнісним опором мережі. Завдяки тому, що у конфігурації схеми заміщення є не тільки послідовно з'єднані елементи, а й поперечні елементи, параметри вектору струму лінії залежать від відстані і розмірів пошкодження проводів лінії.

Задля реалізації методу визначення виникнення локального пошкодження лінії постійного струму й відстані до цього місця пошкодження проведена апроксимація результатів (рис. 3). Зміна відношення значення струму шостої гармоніки до значення нульової гармоніки у залежності від відстані l до дефекту

$$I_6^* = 0,45 + 0,00025 \cdot l^{3,5}.$$

За наявності більшої кількості експериментальних даних можна підвищити точність цього співвідношення.

До основних операцій алгоритму визначення відстані до дефекту лінії відносяться визначення реального значення струму I_6^* й його порівняння із значенням апроксимованого струму. За результатами визначається відстань. Якщо довжина обриву проводу обумовлена конструктивними особливостями лінії (послідовно декілька ділянок однакової довжини), то її можна вважати у всіх випадках обриву відомою й однаковою. Якщо довжина обриву ділянки лінії невідома, то необхідно використовувати аналогічні залежності струму I_6^* від відстані для ділянок обриву з іншими довжинами.

Висновки.

1. На основі аналізу результатів експериментальних досліджень виявлена залежність значення змінної складової у випростованому струмі живлення від відстані до пошкодженої ділянки (неоднорідності) мережі постійного струму. Встановлено, що факт виникнення неоднорідності й ділянки з цією неоднорідністю визначається на підставі контролю шостої гармоніки струму лінії.

2. Експериментально встановлено, що залежність відношення значення струму шостої гармоніки до значення нульової гармоніки від відстані до дефекту має нелінійний характер (збільшується у разі збільшення відстані до дефекту).

3. Математичне моделювання режимів роботи мережі постійного струму з неоднорідністю різних ділянок вказує на доцільність використання струму шостої гармоніки струму для визначення виникнення неоднорідності й ділянки з цією неоднорідністю. Задля зниження впливу зміни навантаження під час визначення неоднорідної ділянки запропоновано додатково контролювати вхідний опір мережі на частоті 300 Гц. Встановлено, що у цих режимах найбільше змінюється кут опору ніж значення опору.

1. Шкрабец Ф. П., Остапчук А. В., Гребенюк А. Н. Защитное отключение при обрыве контактного провода в системе электроснабжения железнодорожного транспорта. *Наука и прогресс транспорта. Вестник Днепропетровского национального горного университета Украины*. 2008. № 20. С. 76-77. DOI: <https://doi.org/10.15802/stp2008/16490>.

2. Burek A., Balcerek P., Bjorklund H., Rezmer J., Sikorski T. New single ended fault locator for HVDC lines. *IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, Palermo, Italy, 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/EEEIC.2018.8493737>.

3. Wojciechowski Jerzy, Syc Józef, Perzyński Tomasz, Łukasik Zbigniew Kazimierz Pulaski. Diagnostics of the 3 Kv DC Traction Power Network. *International Journal of Engineering & Technology*. 2018. No (4.3). Pp. 201-205. DOI: <https://doi.org/10.14419/ijet.v7i4.3.19735>.
4. Павленко Т. П., Лукашова Н. П. Електропостачання транспорту. Харків: ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2021. 216 с.
5. Паянок О. А. Дослідження гармонічного складу напруг в контактній мережі постійного струму тягових підстанцій міста. *Енергетика та електротехніка. Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2008. № 1. С. 84-88.
6. Лежнюк П. Д., Кутіна М. В. Методи і засоби захисту від обриву проводу та пошук місця пошкодження в розподільній мережі зі складною топологією напругою 6–35 кВ. Вінниця: ВНТУ, 2014. 152 с.
7. Булашенко А.В. Теорія електричних та магнітних кіл: конспект лекцій у 5-ти частинах. Суми: СумДУ, 2010. Ч. 4. 181 с.

ANALYSIS OF THE RESULTS OF EXPERIMENTAL RESEARCH ON THE INHOMOGENITY OF THE DIRECT CURRENT NETWORK

N.V. Grebchenko*, M.F. Sopol**, O.V. Spodynskyi***

*National Technical University of Ukraine Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Beresteiskyi Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: grebchenko.mykola@ill.kpi.ua, <https://orcid.org/0000-0003-0055-9042>.

**Private enterprise «ANIGER»,

Harmatna str., 2, Kyiv, 03056, Ukraine,

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

The modes of breakage of one line of network sections with parallel lines in electrical distribution networks of power supply to consumers of direct current electric transport have been studied. An analysis of the experimental data was carried out, the results of which indicate the presence of a dependence of the value of the variable component in the rectified current on the distance to the damaged area. Mathematical modeling of the breakage mode of one of the line sections in the network with a serial connection of three sections, each of which has parallel lines, has been carried out. The obtained results of mathematical modeling of the modes of operation of a direct current network with heterogeneity of different sections also indicate the possibility of using the sixth harmonic of the current to determine the occurrence of heterogeneity and the section with this heterogeneity. To reduce the influence of load changes when determining an inhomogeneous section, it is proposed to control the input impedance of the network at a frequency of 300 Hz. It has been established that in these regimes the resistance angle changes the most. A method for determining the occurrence of local damage to a direct current line and the distance to this damage location is proposed, which is based on monitoring the value of the line current and the input resistance of the line at a frequency of 300 Hz. References 7, Figures 4, Tables 2.

Keywords: line break, experiment, simulation, distance determination.

1. Shkrabets F.P., Ostapchuk A.V., Grebenyuk A.N. Protective shutdown when a contact wire breaks in the power supply system of railway transport. *Science and progress of transport. Bulletin of the Dnepropetrovsk National Mining University of Ukraine*. 2008. No. 20. Pp. 76-77. DOI: <https://doi.org/10.15802/stp2008/16490>. (Rus)
2. Burek A., Balcerak P., Bjorklund H., Rezmer J., Sikorski T. New single ended fault locator for HVDC lines. IEEE International Conference on *Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*. Palermo, Italy, 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/EEEIC.2018.8493737>.
3. Wojciechowski Jerzy, Syc Józef, Perzyński Tomasz, Łukasik Zbigniew Kazimierz Pulaski. Diagnostics of the 3 Kv DC Traction Power Network. *International Journal of Engineering & Technology*. 2018. No (4.3). Pp. 201-205. DOI: <https://doi.org/10.14419/ijet.v7i4.3.19735>.
4. Pavlenko T.P., Lukashova N.P. Power supply of transport, Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv. Kharkiv: Beketov NUUEKh, 2021. 216 p. (Ukr)
5. Payanok O.A. Study of the harmonic composition of voltages in the direct current catenary network of traction substations of the city. *Enerhetyka ta elektrotekhnika*. VPI. 2008. No 1. Pp. 84-88. (Ukr)
6. Lezhniuk P.D., Kutina M.V. Methods and means of protection against wire breakage and finding the place of damage in a distribution network with a complex topology of voltage 6–35 kV. Vinnytsia: VNTU, 2014. 152 p. (Ukr)
7. Bulashenko A.V. Theory of electric and magnetic circuits: a summary of lectures in 5 parts. Sumy: SumDU, 2010. Part 4. 181p. (Ukr)

Надійшла 05.01.2024

Остаточний варіант 27.02.2024

ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В ЕЛЕКТРИЧНОМУ КОЛІ З СВІТЛОДІОДАМИ

В.А. Андрійчук*, докт. техн. наук, Л.М. Костик**, канд. техн. наук, Я.О. Філюк***, канд. техн. наук, М.С. Наконечний****, канд. техн. наук

Тернопільський Національний технічний університет імені І. Пулюя,

вул. Микулинецька, 46, Тернопіль, 46005, Україна.

E-mail: AndriyChukva31410@gmail.com;

kostykm1968@gmail.com; filuk.slavik.91@gmail.com, nakmiron1984@gmail.com.

В роботі представлені результати теоретичних та експериментальних досліджень перехідних процесів в електричних колах з окремо взятим світлодіодом та їх послідовним, паралельним та змішаним з'єднанням. Показано, що динаміка наростання струму в колі із світлодіодом дуже мало змінюється при переході від окремо взятого СД до паралельного та послідовного їхнього з'єднання. Крім того, час наростання струму значно більший, ніж час його спадання. Порівнюючи динаміку спадання струму в колі і напруги, прикладеної до світлодіода, видно, що вони співпадають. Запропонована еквівалентна схема світлодіода, що представлена паралельною ланкою конденсатора C_d та опору R_d , з'єднаною з послідовним опором R_s , добре узгоджується з теоретичними розрахунками перехідних процесів та з отриманими експериментальними результатами. Основну роль у величині постійної часу τ перехідного процесу відіграє ємність конденсатора C_d , яка визначається дифузною ємністю гетеропереходу. На основі отриманих результатів визначено, що максимальна частота імпульсного живлення світлодіодних світлових приладів $8 \cdot 10^5$ Гц. Бібл. 11, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: світлодіод, гетероперехід, перехідний процес, час наростання, еквівалентна схема.

Вступ. Серед штучних джерел світла найбільшого поширення набувають світлодіодні джерела (СД) завдяки їхній високій світловій віддачі – понад 120 лм/Вт, що значно перевищує цей показник для традиційних джерел загального освітлення. Причому споживачам немає потреби повністю перебудувувати освітлювальну систему. Світлодіоди легко збираються в матрицю потрібної форми і вбудовуються в стандартні корпуси, аналогічно лампам розжарювання, галогенним та люмінесцентним. Задля підвищення електричної та світлової потужності освітлювальних систем використовують модулі з паралельно та послідовно з'єднаними SMD або COB світлодіодними стрічками. Такі світлодіодні лампи оснащені драйверами постійного струму або імпульсними драйверами з широтною модуляцією імпульсів (ШІМ). ШІМ-драйвери добре узгоджуються з уже існуючою системою керування освітленням, тому вони знаходять широке використання. В зв'язку з цим залишається актуальним розробка енергоефективних, довговічних імпульсних джерел живлення для потужних світлотехнічних систем. Один із шляхів їхнього удосконалення базується на дослідженнях динаміки наростання та спадання імпульсів сили струму в електричному колі з СД. На даний час є недостатньо інформації про перехідні процеси в електричних колах з такими модулями. Завданням, яке ставилося перед авторами даної роботи, було проведення теоретичних та експериментальних досліджень перехідних процесів в електричних колах з окремо взятим СД та з паралельними і послідовними їхніми з'єднаннями, а також визначення частотного діапазону ШІМ-драйверів без зайвих втрат енергії.

Теоретичні дослідження. Для теоретичних досліджень перехідних процесів в електричному колі з світлодіодами будемо користуватися його еквівалентною електричною схемою. На сьогоднішній день для дослідження поведінки світлодіода як нелінійного елемента в електричному колі використовують еквівалентні схеми, що базуються на рівнянні вольт-амперної характеристики Шоткі для p - n переходу. Вони реалізовані двома способами:

– на основі числового розв'язку системи фундаментальних рівнянь розподілу електричного поля $E(x)$ і потенціалу $\phi(x)$ для одновимірного випадку в дифузійно-дрейфовому наближенні за допомогою програми моделювання Sentaurus отримання параметрів для базових елементів еквівалентної схеми [1, 2];

– на основі експериментально отриманих вольт-амперних, вольт-фарадних та температурних характеристик. Така модель містить коефіцієнти, які не пов'язані з реальною структурою гетеропереходу напівпровідникового приладу [3, 4].

Задля розрахунку параметрів електричного кола з СД використана еквівалентна схема, яка базується на теоретичних розрахунках гомогенних та експериментальних дослідженнях гетерогенних p - n переходів і знайшла підтримку в роботах [5-9]. Еквівалентну схему електричного кола із світлодіодом зображено на рис. 1. Тут СД представлений паралельною ланкою, що складається з опору R_d , який визначається опором активної області гетеропереходу, та конденсатора C_d , ємність якого дорівнює дифузній ємності p - n переходу. Послідовно їм приєднаний опір R_s , що включає опір пасивних областей СД, а також опір провідникових елементів електричного кола живлення. Додатково на даній схемі також зображено R_0 – внутрішній опір джерела та K – ключ, який під'єднує його до СД. Така схема заміщення добре узгоджується з експериментальними даними за слабого збудження p - n переходу [5]. У випадку сильного збудження ємність C_d та опір R_d , вже не можна вважати постійними [6].

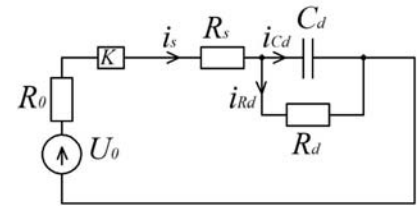


Рис. 1

Для опису перехідного процесу в електричному колі із світлодіодом використаємо операторний метод. Еквівалентна електрична схема світлодіода залишається без змін, лише опір конденсатора буде дорівнювати $1/pC_d$, а ЕРС джерела – U_0/p , де p – комплексний оператор.

Запишемо в операторній формі опір електричного кола еквівалентного СД

$$Z(p) = R_s + R_0 + \frac{R_d}{R_d C_d p + 1}. \quad (1)$$

Рівняння операторного струму у цьому колі

$$i_s(p) = \frac{U_0 (R_d C_d p + 1)}{p((R_s + R_0) R_d C_d p + R_s + R_0 + R_d)}. \quad (2)$$

Здійснимо перехід від операторного струму $i_s(p)$ до оригіналу $i_s(t)$, використовуючи теорему розкладання. В кінцевому варіанті отримуємо рівняння, яке описує зміну струму в електричному колі із світлодіодом у разі подачі імпульсу постійної напруги

$$i(t) = \frac{U_0}{R_s + R_0 + R_d} \left(1 + \frac{R_d}{R_s + R_0} e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right), \quad (3)$$

$$\tau_1 = \frac{(R_s + R_0) R_d C_d}{R_s + R_0 + R_d} = \frac{R_d C_d}{1 + \frac{R_d}{R_s + R_0}}, \quad (4)$$

де τ_1 – постійна часу за експоненціального закону наростання струму в колі.

Поряд із постійною часу τ_1 часто використовують час наростання і спадання струму або напруги τ_r , який визначається інтервалом часу між моментами, що становлять 10% і 90% від усталеного значення. За експоненціального закону динаміки сигналу $\tau_r \approx 2,2 \tau_1$ [8].

Тепер розглянемо випадок, коли маємо n однакових СД, які з'єднанні послідовно, як це показано на схемі операторного кола, представленого еквівалентною схемою з послідовно з'єднаними світлодіодами рис. 2, а.

Запишемо в операторній формі опір електричного кола, зображеного на даному рисунку. Використаємо раніше визначений опір окремої ланки (1). Загальний опір у разі послідовного їхнього з'єднання буде дорівнювати

$$Z(p) = R_0 + n \left(R_s + \frac{R_d}{R_d C_d p + 1} \right) = \frac{R_0 (R_d C_d p + 1) + n (R_s + R_d + R_s R_d C_d p)}{R_d C_d p + 1}. \quad (5)$$

Операторний струм в даному колі

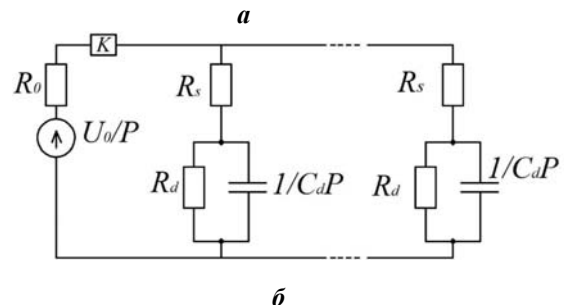
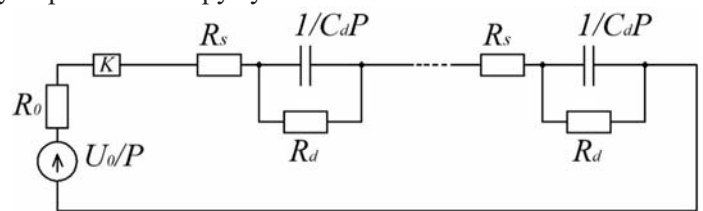


Рис. 2

$$i(p) = \frac{U_0(R_d C_d p + 1)}{p(R_0(R_d C_d p + 1) + n(R_s R_d C_d p + R_s + R_d))} \quad (6)$$

Рівняння, яке описує зміну струму в електричному колі з n послідовно з'єднаними світлодіодами у разі подачі імпульсу постійної напруги

$$i(t) = \frac{U_0}{R_0 + n(R_s + R_d)} \left(1 + \frac{nR_d}{R_0 + nR_s} e^{-\frac{t}{\tau'}} \right), \quad (7)$$

де

$$\tau' = \frac{(R_0 + nR_s)R_d C_d}{R_0 + n(R_s + R_d)} = \frac{R_d C_d}{1 + \frac{nR_d}{nR_s + R_0}}. \quad (8)$$

Розглянемо випадок, коли в електричному колі паралельно з'єднано n СД, представлені еквівалентною схемою з паралельно з'єднаними світлодіодами рис. 2, б.

Запишемо в операторній формі провідність електричного кола, використавши провідність еквівалентної схеми світлодіода,

$$G(p) = \frac{R_d C_d p + 1}{R_s R_d C_d p + R_s + R_d}, \quad (9)$$

$$G''(p) = nG(p) = \frac{n(R_d C_d p + 1)}{R_s R_d C_d p + R_s + R_d}. \quad (10)$$

Загальний операторний опір електричного кола (рис. 3) з джерелом живлення U_0/p та внутрішнім опором R_0 буде дорівнювати

$$Z(p) = \frac{1}{G''(p)} + R_0 = \frac{R_s R_d C_d p + R_s + R_d + nR_0(1 + R_d C_d p)}{n(R_d C_d p + 1)}. \quad (11)$$

Операторний струм в даному колі

$$i(p) = \frac{U_0}{p} \cdot \frac{1}{Z(p)} = \frac{U_0}{p} \cdot \frac{n(R_d C_d p + 1)}{R_s R_d C_d p + R_s + R_d + nR_0(1 + R_d C_d p)}. \quad (12)$$

Наростання струму в колі з n паралельно з'єднаними світлодіодами у разі подачі імпульсу напруги

$$i(t) = \frac{nU_0}{R_s + R_d + nR_0} \left(1 + \frac{R_d}{R_s + nR_0} e^{-\frac{t}{\tau''}} \right), \quad (13)$$

де

$$\tau'' = \frac{(R_s + nR_0)R_d C_d}{R_s + R_d + nR_0} = \frac{R_d C_d}{1 + \frac{R_d}{R_s + nR_0}}. \quad (14)$$

Перейдемо до аналізу перехідних процесів, коли вимикається джерело ЕРС, і струм в електричному колі починає спадати. Операторна схема електричного кола із світлодіодом у разі відключення джерела напруги зображена на рис. 3. При розмиканні ключа K перехідний процес зосереджений в електричному контурі 1-2-3 і визначається динамікою струму i_{Cd} , а спадання струму i_1 буде визначатися параметрами ключа K , з'єднувальних елементів та джерела U_0 .

Рівняння електричної рівноваги у виділеному контурі

$$i_{Cd}(p) \left(\frac{1}{C_d p} + R_d \right) = \frac{U_{Cd}(0)R_d}{p(R_0 + R_s + R_d)}, \quad (15)$$

де
$$U_{Cd}(0) = U_{Cd}(-0) = \frac{U_0 \cdot R_d}{p(R_0 + R_s + R_d)}. \quad (16)$$

Корінь характеристичного рівняння $p = -(R_d C_d)^{-1}$ і, відповідно, постійна часу спадання струму в контурі $\tau = R_d C_d$.

Рівняння спадання струму в електричному колі із світлодіодом у разі відключення джерела напруги або по задньому фронту імпульсу струму

$$i_{Cd}(t) = \frac{U_0}{R_0 + R_s + R_d} e^{-\frac{t}{R_d C_d}}. \quad (17)$$

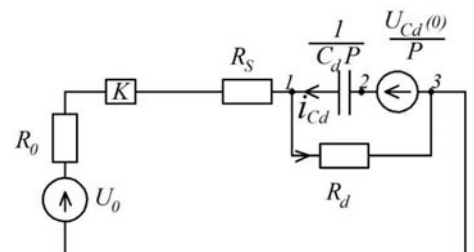


Рис. 3

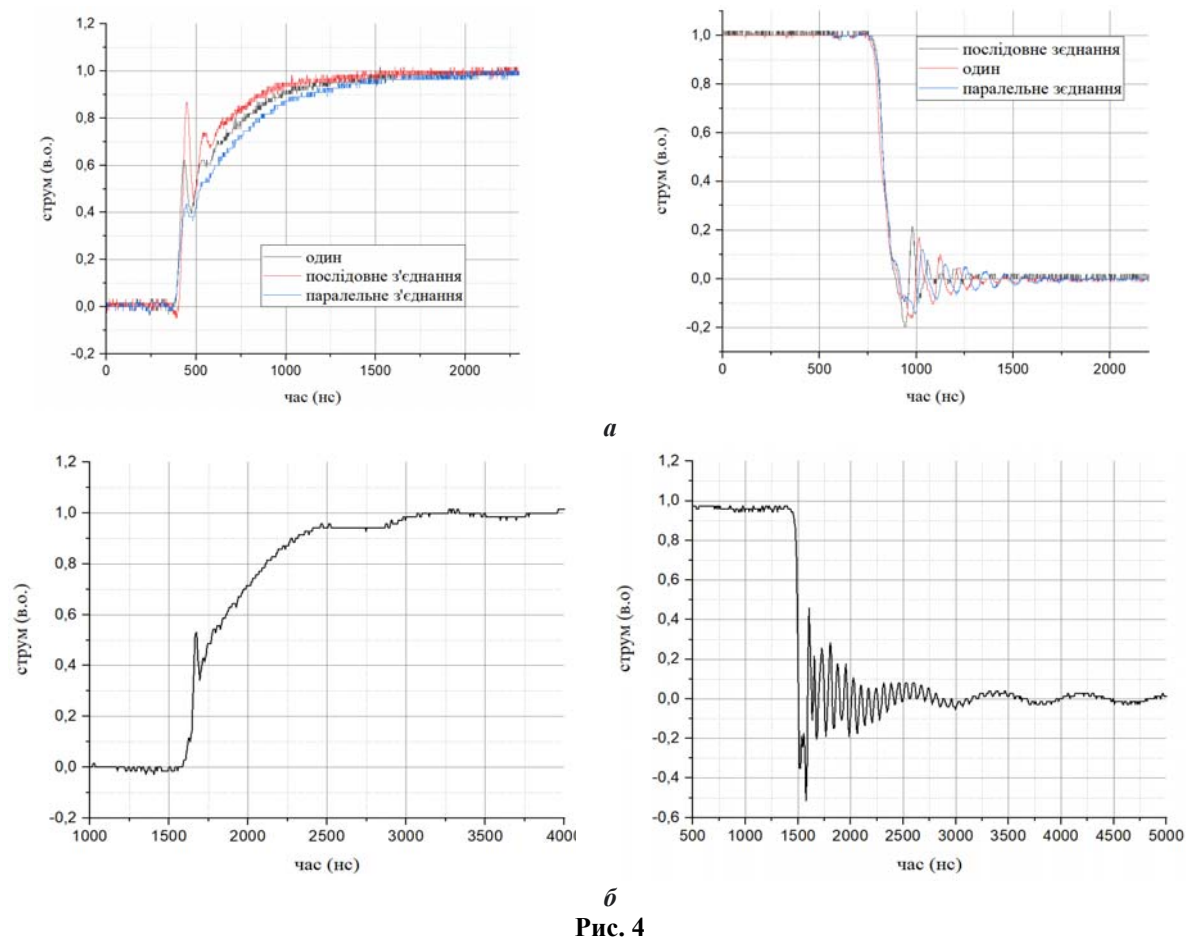
Аналогічна картина перехідного процесу буде спостерігатися і в електричних колах з послідовним або паралельним з'єднанням світлодіодних джерел світла.

Експериментальні дослідження. Для експериментальних вимірювань взято два типи світлодіодів: FYL-3014 і ARPb L-1W червоного, зеленого, синього та білого свічення електричною потужністю 0,1, 1 та 3 Вт, світлодіодний модуль із збірних однокорпусних СД матриць (10 Вт) та світловий прилад (СП) ДО73У виробництва ВАТ Ватра із змішаним їх з'єднанням. Світлодіоди FYL-3014 потужністю 0,1 живилися від генератора SIGLENT SDG 1050 П-подібними імпульсами, частота яких змінювалася в межах 1-500 кГц і заповнення 30-95%. Для живлення СД FYL-3014 і ARPb L-1W 1 та 3 Вт, а також СП додатково використовували електронний ключ, схема якого приведена в роботі [10]. Зміна струму в колі визначалася по спаду напруги на послідовно включеному опорі R , який разом із внутрішнім опором джерела не перевищував 5 Ом. Результати експериментів записувалися на персональному комп'ютері. Більш детальний опис установки та схема електронного ключа зроблено в [10].

На рис. 4 наведено осцилограми переднього та заднього фронту імпульсу струму: *a* – для одного та трьох паралельно і послідовно з'єднаних СД FYL-3014 білого свічення; *б* – для СП ДО73У із послідовно-паралельним їхнім з'єднанням.

Аналізуючи динаміку наростання та спадання струму в колі з СД, було встановлено, що в переважній більшості випадків вона має дві складові, які описуються експоненціальною залежністю. Задля її характеристики використали інтервали часу між моментами, що становлять 10% і 90% від усталеного значення, і позначили їх $\tau_{\text{нар}}$ та $\tau_{\text{спад}}$. В таблиці приведені їхні числові значення.

Слід відмітити, що час наростання струму в колі із світлодіодами значно більший, ніж час його спадання, і вони мало змінюються за послідовного, паралельного та змішаного з'єднанні.



	наростання	спадання
	$\tau_{rнар}$	$\tau_{rспад}$
Білий		
один	600	27
послідовно	450	
паралельно	750	
Зелений		
один	550	26
послідовно	400	
паралельно	650	
Синій		
один	550	26
послідовно	430	
паралельно	600	
Червоний		
один	530	35
послідовно	520	
паралельно	510	
СП ДО73У	660	55
СД матриця 10 Вт	680	51

Також були проведені вимірювання динаміки світлового потоку як для окремих СД, так і для їхнього послідовного, паралельного та змішаного з'єднань. На рис. 5 показано осцилограми наростання та спадання світлового потоку для СП ДО73У і збірних однокорпусних СД матриць (10 Вт). Постійна наростання світлового потоку для СД матриць і СП ДО73У дорівнює 500 та 630 нс, відповідно. Спадання світлового потоку має дві складових: швидку – 100 нс і повільну – 600 нс. Динаміка світлових імпульсів добре узгоджується з перехідними процесами струму в колі з даними джерелами світла, а їх невелику різницю можна пояснити особливостями рекомбінаційних процесів в активній області гетеропереходу.

Аналізуючи отримані експериментальні результати, можна вважати, що динаміка наростання струму в колі із світлодіодом та їх світлового потоку мало змінюється під час переходу від окремо взятого СД до паралельного та послідовного їхнього з'єднання. Крім того, час наростання імпульсу значно більший, ніж час його спадання. Порівнюючи динаміку спадання струму і напруги, прикладеної до світлодіода, видно, що вони співпадають. Це свідчить про те, що перехідний процес в колі із світлодіодом у разі припинення подачі напруги протікає в замкнутому контурі 1-2-3 (рис. 3). Тобто, задній фронт імпульсу струму повторює задній фронт імпульсу напруги, постійна часу якого значно менша, ніж переднього фронту струму. Це добре узгоджується із запропонованою еквівалентною схемою світлодіода та результатами розрахунку перехідних процесів в даному колі, що є важливо під час розрахунку електричних кіл з СД. Отримані експериментальні результати показують, що часові характеристики перехідних процесів в електричному колі із світлодіодами, які використовуються у освітлювальних мережах, суттєво відрізняються від характеристик для точкових СД [8, 9].

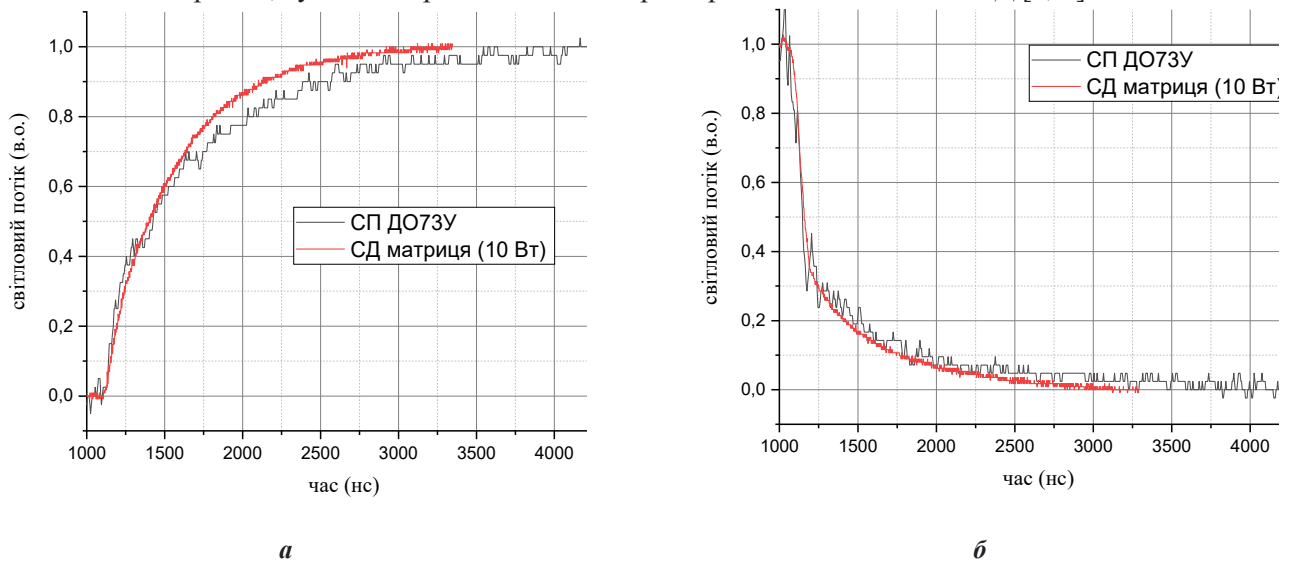


Рис. 5

Це свідчить про те, що основну роль у величині τ відіграє ємність конденсатора C_d , яка визначається дифузною ємністю гетеропереходу. В СД, які використовуються в світлових приладах, площа $p-n$ переходу велика, іноді сягає розміру всього світлодіодного кристалу, наприклад, (250×250) мкм. Крім того, такі СД будуються на гетеропереходах з декількома квантовими ямами, що також буде збільшувати C_d за рахунок накопичення в них заряду. Отже, такі світлодіоди мають ємність, яка може сягати 200-300 нФ і більше [8, 9].

Проаналізуємо вплив опорів R_s , R_d та R_0 на динаміку перехідного процесу. У разі прямого зміщення напруга джерела спадає не тільки на опорі гетеропереходу R_d , але і на опорі базових напівпровідників R_s . При цьому $R_s \ll R_d$ [9]. Це також впливає із ВАХ світлодіодів [8]. Внутрішній опір джерела напруги R_0 складає десятки долі Ома, тому $R_0 \ll R_s$.

Повернемося до постійної часу наростання струму в колі з одним СД (див. формула 4).

Враховуючи, що $(R_s + R_0) \ll R_d$, в знаменнику ним можна знехтувати і, скоротивши R_d , отримаємо

$$\tau_1 = (R_s + R_0)C_d. \quad (18)$$

Аналогічно поступимо з часом наростання струму в колі з послідовним з'єднанням СД (рівняння 8). Оскільки $(R_0 + nR_s) \ll nR_d$, в знаменнику ним можна знехтувати і, скоротивши R_d , отримаємо

$$\tau' = (R_s + \frac{R_0}{n})C_d. \quad (19)$$

Для паралельного з'єднання, якщо врахувати в рівнянні (14), що $R_s + nR_0 \ll R_d$, постійна наростання струму в такому колі

$$\tau'' = (R_s + nR_0)C_d. \quad (20)$$

З рівнянь (18)–(20) видно, що час наростання струму в колі з послідовним з'єднанням менший, ніж в колі з окремо взятим СД, а за паралельного їхнього з'єднання він більший: $\tau' < \tau_1 < \tau''$. Різниця ця є невеликою, тому за імпульсного живлення з широтною модуляцією імпульсів спосіб з'єднання СД не буде впливати на ефективність їхнього частотного живлення.

На основі отриманих результатів визначили максимальну частоту імпульсного живлення світлових приладів на основі даних типів СД

$$f = \frac{1}{\tau_{\text{нар}} + \tau_{\text{спад}}} = \frac{1}{1250} 10^9 = 8 \cdot 10^5 \text{ Гц}. \quad (21)$$

Таким чином, для частотного живлення світлових приладів із СД джерелами світла можна використовувати драйвери з максимальною частотою імпульсів $8 \cdot 10^5$ Гц. Що до мінімальної або вибору оптимальної частоти, то слід мати на увазі, що енергетична ефективність світлових приладів за частоти нижче максимальної не змінюється [10], тому під час вибору частотного діапазону драйверів з широтною модуляцією потрібно враховувати лише вплив пульсації світлового потоку на фоторецептори сітківки очей людини [11].

Висновки.

1. Представлено результати теоретичних та експериментальних досліджень перехідних процесів в електричних колах з окремо взятим світлодіодом та їхнім послідовним, паралельним та змішаним з'єднанням.

2. Показано, що постійна часу наростання струму, яка визначається інтервалом між моментами, що становлять 10% і 90% від усталеного значення, змінюється в межах 400 – 680 нс під час переходу від одиничного СД до світлових приладів із змішаним з'єднанням.

3. Постійна часу спадання струму в електричному колі із світлодіодом лежить в межах 25 – 35 нс, що набагато менше від постійної часу наростання.

4. На основі результатів дослідження динаміки перехідних процесів в електричних колах із світлодіодами визначено максимальну частоту драйвера $8 \cdot 10^5$ Гц.

5. Запропонована еквівалентна схема світлодіода та представлені теоретичні розрахунки перехідних процесів в електричному колі з нею добре узгоджуються з отриманими експериментальними результатами.

1. Lee G. W., Kim H., Park J., Shim J.-I., Shin D.-S. Investigation of Luminance Degradation in Organic Light-Emitting Diodes by Impedance Spectroscopy. *IEEE Photonics Technology Letters*. 2018. Vol. 30. Pp. 1183–1185. DOI: <https://doi.org/10.1109/lpt.2018.2838099>.

2. Ewert T. Advanced TCAD simulations and characterization of semiconductor devices: diss of Dr. Ph. Acta Universitatis Upsaliensis. Uppsala. 2006. 182 p.

3. Górecki K., Ptak P. Compact Modelling of Electrical, Optical and Thermal Properties of Multi-Colour Power LEDs Operating on a Common PCB. *Energies*. 2021. Vol. 14. No 5. P. 1286. DOI: <https://doi.org/10.3390/en14051286>.

4. Poppe A., Farkas G., Gaál L., Hantos G., Hegedüs J., Rencz M. Multi-Domain Modelling of LEDs for Supporting Virtual Prototyping of Luminaires. *Energies*. 2019. Vol. 12. No 10. P. 1909. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12101909>.

5. Shi D., Li J., Liu Y., Shi L., Huang Y., Wang Z., Zhang X., Vladimirescu A. Effect of Illumination Intensity on LED Based Visible Light Communication System. *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*. Paris, France, 27-29 October 2020. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/BMSB49480.2020.9379384>.

6. Perlaza J.S.B., Torres J.C., Morales M., Martínez-Sarriegui I., Valle C. del I., Sánchez Pena J.M. Characterization of high-power white leds for VLC applications. In: *Measurement: Sensors. Proceedings of XXIII IMEKO World Congress*. Yokohama, Japan, 30 August – 03 September 2021. Vol. 18. ID: 100215. 5 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.measen.2021.100215>.

7. Бондаренко Д.В. Моделювання оптоелектронного навантаження, яке живиться від фотоелемента та акумулятора. *Відновлювана енергетика*. 2020. № 2. С. 28-33.

8. Schubert E.F. Light-Emitting Diodes. E. Fred Schubert, 2018. 672 p.
9. Борисов О. В. Основи твердотільної електроніки: навч. посіб. К.: Освіта України, 2011. 462 с.
10. Андрійчук В.А., Наконечний М.С., Осадца Я.М., Філюк Я.О. Дослідження світлодіодних джерел світла при імпульсному живленні. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 1. С. 68-72. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.01.068>.
11. Бондаревський С.Л., Данилейко О.К., Рожненко Ж.Г. Експериментальне дослідження коефіцієнта пульсації світлового потоку джерел штучного освітлення. *Технологічний аудит та резерви виробництва*. 2016. № 5/1(31). С. 45–50. DOI: <https://doi.org/10.15587/2312-8372.2016.79727>.

RESEARCH OF TRANSIENT PROCESSES IN AN ELECTRIC CIRCUIT WITH A LED

V.A. Andriychuk, L.M. Kostyk, Y.O. Filiuk, M.S. Nakonechnyi
Ternopil I. Puluj National Technical University,
Mykulynetska Str. 46, Ternopil, 46005, Ukraine.

E-mail: Andriychukva31410@gmail.com; kostykm1968@gmail.com; filuk.slavik.91@gmail.com;
nakmiron1984@gmail.com.

The following documents presents the culmination of theoretical and innovative studies of transient processes in electric technology with a separate LED and their serial, parallel and varied connection. It becomes apparent that the dynamics of current growth in a circuit with an LED has no significant changes when switching from a single LED to their parallel and series connection. Furthermore, the rise time of the current is much longer than the time of its fall. Comparing the dynamics of the current drop in the circuit and the voltage applied to the LED, is shown that they intersect. The suggested equivalent circuit of the LED, represented by the parallel link of the capacitor C_d and resistance R_d connected to the series resistance R_s , is in good concurrent with theoretical calculations of transient processes and with the obtained innovative outcomes. The main task in the value of the time constant τ of the transient process is played by the capacitance of the capacitor C_d , which is ascertained by the diffuse capacitance of the heterojunction. Based upon obtained results, it was established that the maximum pulse power frequency of LED lighting devices is $8 \cdot 10^5$ Hz. References 11, figures 5, table 1.

Keywords: LED, heterojunction, transition process, rise time, equivalent circuit.

1. Lee G. W., Kim H., Park J., Shim J.-I., Shin D.-S. Investigation of Luminance Degradation in Organic Light-Emitting Diodes by Impedance Spectroscopy. *IEEE Photonics Technology Letters*. 2018. Vol. 30. Pp. 1183–1185. DOI: <https://doi.org/10.1109/lpt.2018.2838099>.
2. Ewert T. Advanced TCAD simulations and characterization of semiconductor devices: diss of Dr. Ph. Acta Universitatis Upsaliensis. Uppsala. 2006. 182 p.
3. Górecki K., Ptak P. Compact Modelling of Electrical, Optical and Thermal Properties of Multi-Colour Power LEDs Operating on a Common PCB. *Energies*. 2021. Vol. 14. No 5. P. 1286. DOI: <https://doi.org/10.3390/en14051286>.
4. Poppe A., Farkas G., Gaál L., Hantos G., Hegedüs J., Rencz M. Multi-Domain Modelling of LEDs for Supporting Virtual Prototyping of Luminaires. *Energies*. 2019. Vol. 12. No 10. P. 1909. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12101909>.
5. Shi D., Li J., Liu Y., Shi L., Huang Y., Wang Z., Zhang X., Vladimirescu A. Effect of Illumination Intensity on LED Based Visible Light Communication System. IEEE International Symposium on *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*. Paris, France, 27-29 October 2020. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/BMSB49480.2020.9379384>.
6. Perlaza J.S.B., Torres J.C., Morales M., Martínez-Sarriegui I., Valle C. del I., Sánchez Pena J.M. Characterization of high-power white leds for VLC applications. In: Measurement: Sensors. Proceedings of XXIII IMEKO World Congress. Yokohama, Japan, 30 August – 03 September 2021. Vol. 18. ID: 100215. 5 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.measen.2021.100215>.
7. Bondarenko D.V. Modeling an optoelectronic load powered by a photovoltaic cell and a battery. *Vidnovliuvana enerhetyka*. 2020. No 2. Pp. 28-33. (Ukr)
8. Schubert E.F. Light-Emitting Diodes. E. Fred Schubert, 2018. 672 p.
9. Borysov O.V. Fundamentals of solid-state electronics: teaching manual. Kyiv: Osvita Ukrainy, 2011. 462 p. (Ukr)
10. Andriychuk V.A., Nakonechnyi M.S., Osadtsa Ya.M., Filiuk Y.O. Study of LED light sources with pulse power supply. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. Vol. 1. Pp. 68-72. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.01.068>. (Ukr)
11. Bondarevskiy S.L., Danyleiko O.K., Rozhnenko Zh.H. Experimental study of luminous flux flicker coefficient of artificial light sources. *Tekhnolohichniy audit ta rezervy vyrobnystva*. 2016. No 5/1 (31). Pp. 45–50. DOI: <https://doi.org/10.15587/2312-8372.2016.79727> (Ukr)

Надійшла 14.12.2023
Остаточний варіант 22.02.2024