

Mathematical Modeling of New Algorithms for Single-Phase Earth Faults Protection in a Compensated Electrical Network

Syvokobylenko V. F., Lysenko V. A.
Donetsk National Technical University
Pokrovsk, Ukraine

Abstract. New algorithms have been developed for selective protection against phase-to-earth faults in power supply systems of 6–35 kV. In such, due to the impact of an arc-suppressing compensating reactor (Petersen coil), the selective action of traditional protection devices is not ensured. The purpose of the work is to develop new algorithms for selective protection against phase-to-earth faults in power supply systems with Petersen coil. Mathematical modeling showed that at frequencies of 200–400 Hz, the Petersen coil practically does not reduce the capacitive current in the damaged junction when the phase is shorted to ground, unlike in the case of fundamental frequency. Therefore, to protection device current and voltage with a frequency of 300 Hz are used. This current and voltage are extracted from the current and voltage of zero-sequence using band-pass frequency filters and are used to determine the direction of reactive power. Scientific novelty comprises determining the direction of reactive power using both the current and voltage after the filters, and also their derivatives, which significantly improves the sensitivity and stability of the relay; the performance of filters being controlled depending on the instantaneous values of the zero sequence voltage amplitude, which ensures the stability of the filters; the implementation of a two-channel protection relay for receiving a constant (instead of a pulsating) signal at the output device. The effectiveness of the developed protection is confirmed by the results of the mathematical modeling, tests on a laboratory bench and the supply of full-scale signals registered by the recorders in real networks.

Keywords: power supply system, compensated power grid, mathematical model, digital filter, phase to earth fault, Petersen coil.

DOI: 10.5281/zenodo.3239135

Modelarea matematică a algoritmilor noi de protecție împotriva defectelor de pământ monofazate într-o rețea electrică compensată

Sivokobylenko Vitaly Fedorovici, Lysenko Viktor Anatolievici
Universitatea Tehnică Națională din Donetsk, Pokrovsk, Ucraina

Rezumat. Rețelele de distribuție de medie tensiune din Ucraina, ca și în multe alte țări, pentru a reduce curenții de avarie și pentru a spori fiabilitatea, funcționează în primul rând într-un mod neutru la sol rezonant. Scopul lucrării este de a elabora noi algoritmi pentru protecția selectivă împotriva defectelor fază-pământ în sistemele de alimentare cu tensiune de 6-35 kV, în care, datorită influenței unui reactor de compensare a suprimării arcului (bobina Petersen), acțiunea selectivă a dispozitivelor tradiționale de protecție nu este asigurată. Studiile folosind modelul matematic elaborat al rețelei au arătat că, la frecvențe de 200-400 Hz, bobina lui Petersen practic nu reduce curentul capacitiv în conexiunea deteriorată atunci când faza este scurtcircuitată la masă, spre deosebire de 50 Hz. Astfel, obiectivul este realizat prin utilizarea de curenți și tensiuni cu o frecvență de 300 Hz pentru a determina direcția puterii reactive. Componentele frecvenței menționate sunt separate de curenții și tensiunile secvenței zero utilizând filtre de frecvență de trecere. Noutatea științifică constă în: determinarea direcției puterii reactive nu numai cu ajutorul semnalelor de curent și tensiune după filtre, dar și a derivaților acestora, ceea ce îmbunătățește sensibilitatea și stabilitatea releului; în performanța filtrelor controlate în funcție de valorile instantanee ale amplitudinii tensiunii secvenței zero, asigurând astfel stabilitatea filtrelor; în realizarea unui releu de protecție cu două canale pentru primirea unui semnal constant, în loc de un semnal pulsatoriu, la intrarea organului de ieșire.

Cuvinte-cheie: sistem de alimentare cu energie electrică, rețea electrică compensată, model matematic, filtru digital, fază la pământ, bobină Petersen.

Математическое моделирование новых алгоритмов защиты от однофазных замыканий на землю в компенсированной электрической сети

Сивокобыленко Виталий Федорович, Лысенко Виктор Анатолиевич
Донецкий Национальный Технический Университет, Покровск, Украина

Аннотация. Распределительные сети среднего напряжения в Украине, как и во многих других странах, для уменьшения токов замыкания на землю и повышения надежности работают преимущественно в режиме резонансно заземленной нейтрали. Цель работы состоит в разработке новых алгоритмов

селективной защиты от замыканий фазы на землю в системах электроснабжения напряжением 6-35 кВ, в которых из-за влияния дугогасящего компенсирующего реактора (катушки Петерсена) не обеспечивается селективное действие традиционных устройств защиты. Исследования с помощью разработанной математической модели сети показало, что на частотах 200-400 Гц катушка Петерсена практически не уменьшает емкостный ток в поврежденном присоединении при замыкании фазы на землю, в отличие от того, как это имеет место на частоте 50 Гц. Таким образом, поставленная цель достигается путем использования токов и напряжений частотой 300 Гц для определения направления реактивной мощности. Составляющие упомянутой частоты выделяют из токов и напряжений нулевой последовательности с помощью полосовых частотных фильтров. Научная новизна заключается в определении направления реактивной мощности не только с помощью сигналов токов и напряжений после фильтров, но и их производных, что значительно улучшает чувствительность и стабильность работы реле; в исполнении фильтров управляемыми в зависимости от мгновенных значений амплитуды напряжения нулевой последовательности, за счет чего обеспечивается устойчивость фильтров; в исполнении реле защиты с двумя каналами для получения постоянного, вместо пульсирующего, сигнала на входе выходного органа. Эффективность разработанной защиты подтверждена результатами математического моделирования, испытаниями на лабораторном стенде и проверкой работы при подаче натуральных сигналов, записанных регистраторами в реальных сетях.

Ключевые слова: система электроснабжения, компенсированная электросеть, математическая модель, цифровой фильтр, замыкания фазы на землю, катушка Петерсена.

Problem and State of the Issue. In the power supply system of the Ukraine, as in many other countries, the 6--10 kV networks are mainly used. With respect to the capacitive ground currents, the network neutral is performed either isolated, resonant earthed (compensated) [1] via the inductive reactor (Petersen coil), or grounded via the parallel reactor and resistor [2]. This mode of the neutral has many advantages. However, in many cases, the sensitivity and selectivity of protection against the single-phase earth faults cannot be ensured because of the relatively low currents and complicated character of transient processes at earth faults via an arc [3].

As the disadvantages of the 6--10 kV networks, the appearance of the single phase-to-earth fault (PEF) overvoltages can also be considered, particularly, if in the location of the earth faults an unstable electric arc occurs [4]. These kinds of the PEFs often turn into interphase earth faults and require an emergency switching off of one or several connections. Such disadvantages occur to a lesser extent in a compensated 6--10 kV networks at a resonant tuning of the Petersen coil, therefore they are used more often in the energy systems [5]. The resonant grounded neutral requires the use of the tuning automatic regulator for the Petersen coil [6]. In [7], it is shown that the use of the neutral ground via resistor both increases the ground current and frequency of overvoltages compared to the resonant neutral grounding. Thus, the creation of reliable devices for protection against the single phase-to-earth faults is urgent.

Review of the Publications and Disadvantages of the Common Solutions. In [8, 9] the

authors make the attempts to classify the common methods for the protection against the single phase-to-earth faults. In [10] the generalized approach is proposed to the analysis of information in the channels of the relay protection and the network automatics. In [3, 11, etc.], it is shown that at 6--10 kV networks using the common current and current-directed protections it is difficult, and sometimes even impossible, to ensure the protection against the PEF with a necessary sensitivity and selectivity. In [12, 13], it is proposed to use the current injection from a special source into the zero-sequence circuit of the network to simplify the search the fault location. In [14] the peculiarities of the unstable arc short circuit are studied, and, in [15], shunting of the damaged phase is suggested to be applied additionally. However, these methods need substantial modernization of the substations' equipment. In [16], the collective PEF protection is proposed. In [17], a multi-frequency distance PEF protection is proposed, since the distance protection at the frequency of the power supply network cannot operate in the networks with the resonant earthed neutral. In the PEF compensated networks with respect to the extent of the reactor compensation, the direction of the current in the damaged connection can be similar to that of the undamaged. In [18], the arc model in the fault location is studied, in [19], the attempt was made to localize the coordinate of the short-circuit using the parameters of the transient process. The application of various methods is known to analyze the ground current, with Prony's method [20] among them, on the use of a detector of single phase-to-earth faults, based on

Gilbert's transformation [21], on the use of information on the energy spectrum of the processes during the short circuit on the ground [22]. In our opinion, promising in the development of the selective protection is a further progress of the idea of selection by means of the frequency digital filters, the currents and voltages of the zero sequence, the components, with a frequency higher than industrial [23, 24]. For this, the relevant studies of the PEF transient processes are needed alongside with the development of new efficient algorithms. In addition, in this case a system approach is necessary with a simultaneous analysis of the PEF transient processes, both in the primary circuits of the network and in the protection circuits. The development of the appropriate mathematic models is the most advisable in this situation. The mathematic models of the 6--10 kV networks are described in [25], and the models of the algorithms of protection are presented in [26]. Also, in [27], a similar algorithm of protection was described using for selection the necessary frequency components of the Fourier transformation. The program complexes described in [16], to our mind, do not ensure the required flexibility and transparency of the models. Therefore, the solution of the above problems is urgent.

The Aim of the Studies. The development of new algorithms of the selective protection against the single phase-to-earth faults in compensated networks and investigations, using the mathematic models of the power supply network and protection devices.

The Results of the Investigations. To study the transient processes in the compensated networks the mathematic model of [28] is taken as a basis, and, the equations of the algorithms of protection will be added to it. For the preset scheme of the arbitrary structure, it is necessary to form vectors-columns using the parameters of the branches such as the active resistances R , inductances L , capacities C and insulation resistances Rc to the ground, phase emf $e(t)$ of the source of power, currents of branches $i(t)$, voltages of the nodes U_{uz} and on capacities $uc(t)$, equivalent counter-emf $Eekv$, and also the matrices-connections of the branches with nodes P and branches' resistances Z_p . The PEF protection is modeled according to the algorithms developed below and, it is a part of the model.

The matrix vector equations of the mathematic model during the calculations of the PEF processes using the method of the node voltages look like as follows:

$$Z_p = \text{diag} \left[R + \frac{a_0}{h} L + \frac{h \cdot Rc}{a_0 \cdot C \cdot Rc + h} \right]; \quad (1)$$

$$U_{uz} = \left[P \cdot Z_p^{-1} \cdot P^T \right]^{-1} \cdot P \cdot Z_p^{-1} \cdot (e(t) - Eekv); \quad (2)$$

$$i(t) = Z_p^{-1} (e(t) - Eekv - P^T \cdot U_{uz}); \quad (3)$$

$$\Delta uc(t) = \frac{Rc \cdot C}{a_0 \cdot Rc \cdot C + h} \sum_{s=1}^p a_s \cdot uc^{(n+1-s)};$$

$$uc(t) = \frac{h \cdot Rc \cdot i(t)}{a_0 \cdot Rc \cdot C + h} - \Delta uc(t); \quad (4)$$

$$Eekv = \frac{L}{h} \sum_{s=1}^p a_s \cdot i^{(n+1-s)} - \Delta uc(t). \quad (5)$$

To increase the numeric stability of the mathematic model the solutions of the differential equations for the currents and voltages of the branches are carried out using the implicit method of the second order ($p = 2$) with the values of polynomials' coefficients, which approximate the derivatives, being equal to $a_0 = 1,5; a_1 = -2; a_2 = 0,5$, according to [8].

Further, as an example let us consider modeling of the transient processes and the PEF protection for one of the typical schemes of the power supply shown in Fig. 1.

The scheme comprises the feeding transformer (branches 13, 14, 15), three feeders (F1, F2, F3) with the phase capacities to ground equal, correspondingly, to 2, 5 and 10 μF and integral inter-phase capacity of 10 μF of all feeders (branches 10, 11, 12), as well as the Petersen coil (branch 16) with a resonant inductance of 0,198 H.

Each phase of the cable line and transformer is presented by the branch with a longitudinally connected active resistance and inductance, and also the capacity and active resistance of the insulation paralleled and connected to the protective grounding. The insulation resistance of the feeders' branches in the pre-emergency mode was 1 Mohm, and it was (1.4 or 7)-0.1-20 Ohm at a dead PEF for the damaged branch. Arcing faults were modeled by changing the breakdown voltage of the insulation gap and resistance of earth connection to ground.

Since for the intended protection we outlined the use of the currents and voltages with a frequency higher than industrial, then according to equations (1--5), the calculations were performed of the efficient values of the reactive components of the zero-sequence currents in the network

branches (Fig. 1) at the PEF with various degree of compensation of the capacitive current, using the Petersen coil.

In this case, the vector of the power supply voltage was located along the transversal axis. Its

value equaled nominal 6 kV and frequency varied from 50 to 300 Hz. The results are shown below in Table 1.

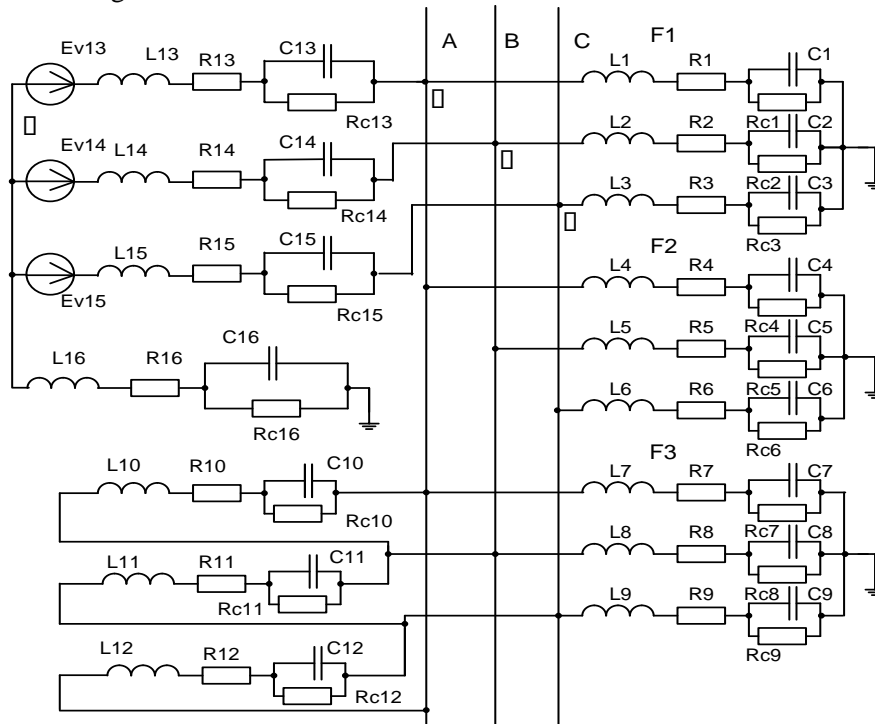


Fig. 1. Scheme of the network model.

Table 1.

Distribution of currents in the network for different frequencies of supply voltage.

Lreak, Hn	2*Lrez=0,3964 Hn				Lrez=0,1982 Hn				0,5*Lrez=0,0991 Hn			
Frequency, Hz	50	100	200	300	50	100	200	300	50	100	200	300
I _{pv} , A	22,5	92	243	512	-6,86	76,8	233	502	-65	46	214	481
Inpv1, A	-17,2	-36	-82	-165	-17,0	-35,0	-81	-163	-17	-35	-81	-161
Inpv2, A	-34,5	-72	-170	-356	-34,0	-71,0	-168	-354	-34	-71	-167	-349
I _{reak} , A	29,1	15	8,65	7,65	58,4	30	17	15,0	116	60	34	30

The data presented show that in all of the modes the currents of the undamaged connections Inpv1 (feeder 2) and Inpv2 (feeder 3) are of a capacitive type and are directed at the PEF towards bus-lines, whereas the current directions of a damaged connection I_{pv} (feeder 1) depend on the inductance value of the reactor and voltage frequency. Thus, at the resonant tuning of the reactor and at recompensating at a frequency of 50 Hz, the direction of the reactive power is the same as in the undamaged feeders. At the same time, if we take as a basis for the protection the direction of the reactive power for the components the frequencies of 200--300 Hz, then the selectivity of protection is ensured at any values of the reactor inductance. To select the currents and voltages of

the indicated frequency from the currents and voltages of the zero sequence let us use the band-pass frequency filters of the second order. Frequency of discreteness in measuring the input signals in accordance with the Kotelnikov-Shannon theorem, must not be below 1 kHz, and then the step of the discrete calculation in modeling can equal 0.001--0.0005 s. Let us accept as a basis a filter with a transmission function that looks like as follows:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{(1 - z_0 z^{-1}) \cdot (1 - \bar{z}_0 z^{-1})}{(1 - z_1 z^{-1}) \cdot (1 - \bar{z}_1 z^{-1})}; \quad (6)$$

$$\begin{aligned} z_0 &= \exp(-w_0 T); & z_1 &= \exp(-w_1 T); \\ \bar{z}_0 &= \exp(w_0 T); & \bar{z}_1 &= \exp(w_1 T), \end{aligned} \quad (7)$$

In (6), (7), z_0 and \bar{z}_0 are the associated complexes, which are the zero points on Z-plane for the components of the circular frequency $\omega_0 = 2\pi f_0$, and z_1, \bar{z}_1 are the points of the poles for the components of a higher frequency $\omega_1 = 2\pi f_1$, T is the sampling period, which equals the calculation step $T = h$.

Thus, if $f_0 = 50$ Hz, $f_1 = 300$ Hz, $h = 0,0005$ s, then from (7) we have $z_0 = 0,988 + j0,156$; $\bar{z}_0 = 0,988 - j0,156$; $z_1 = 0,588 + j0,809$; $\bar{z}_1 = 0,588 - j0,809$.

The amplitude of the output signals of filter H(z) for frequency f_0 is equal to zero, and for f_1 it is fairly large and is of the order of $3,188 \times 10^{15}$.

The block scheme of the selective relay of protection developed using the filter under study is

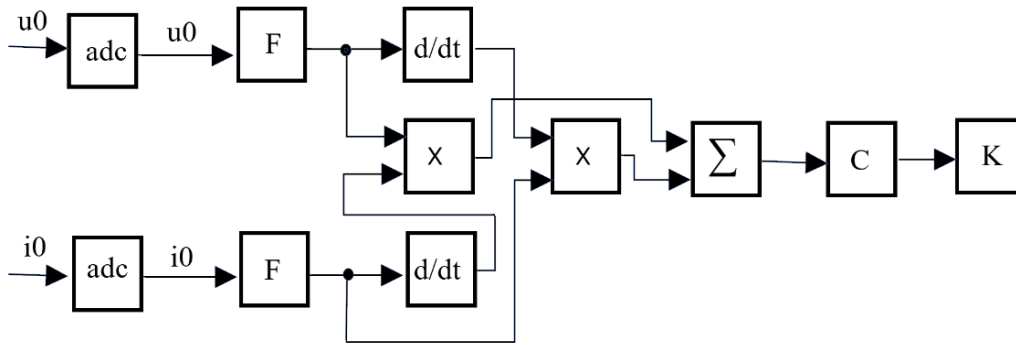


Fig. 2. Block scheme of selective relay of protection against PEF according to algorithm N1.

Let us now examine the operation of filter F in the time region. For this purpose, we shall obtain a finite-difference equation from (6) to determine a signal at filter output y with input signal x being known. This equation under the condition that z^{-1} implies the delay of signals x or y for one step, and z^{-2} for two steps, looks like as follows:

$$y_n = (z_1 + \bar{z}_1)y_{n-1} - y_{n-2} + x_n - (z_0 + \bar{z}_0)x_{n-1} + x_{n-2} \quad (8)$$

The results of the PEF modeling according to equations (1-5), (8) during the resonant tuning of the reactor are shown in Fig. 3. In the figure, the currents and voltages i_0, u_0 of the zero sequence, the currents and voltages after filters i_f, u_f at a frequency of 300 Hz, components of reactive power q_1, q_2 and their sum Q , which enters into comparator K, are shown.

shown in Fig. 2. It contains analog-to-digital converter units ADC, at the input of which in the analog form the voltage and current of the zero sequence are fed of the connections being protected. The discrete signals after the ADC are fed to F filters. After the filters, for the purpose of obtaining the 300 Hz signals of orthogonal components of voltage and current, the corresponding differentiators of $p = d/dt$ are introduced into the block scheme. In more detail, the obtaining of orthogonal components is described in [29]. These blocks change by 90 degrees the phase of the input sinusoidal signal of frequency f_1 , which allows one to determine the reactive power of connection such as $Q = u \cdot pi - pu \cdot i$.

To calculate the power the block scheme contains as well the multiplier units MU, summation unit Σ , comparator K and the output device OD. The latter responds if power Q is positive and exceeds a preset threshold value Q_{thresh} in the comparator.

The duration of the short circuit was of the order of 0.12 s, and, as is seen from Fig. 3, a precise respond of the output device of the protection relay takes place. During the PEF modeling with overcompensation and undercompensation of the capacity currents, the selective action of protection took place as well. However, certain disadvantages were also revealed. Among them were insufficient sensitivity of protection at the PEF via the resistance above 10 Ohm, alongside with a possibility of a nonselective operation of the protection owing to a self-excitation of the filters accepted as a basis with a continuous pulse characteristic.

Let us consider the reasons for the disadvantages and the ways of their removal.

One reason for the nonselective protective operation was that in the filters after disappearing of the input signal, the self-generation of the output

signal occurs, which results in erroneous nonselective operation of the protection in the presence

of the repeated instantaneous short-circuit to ground in the network.

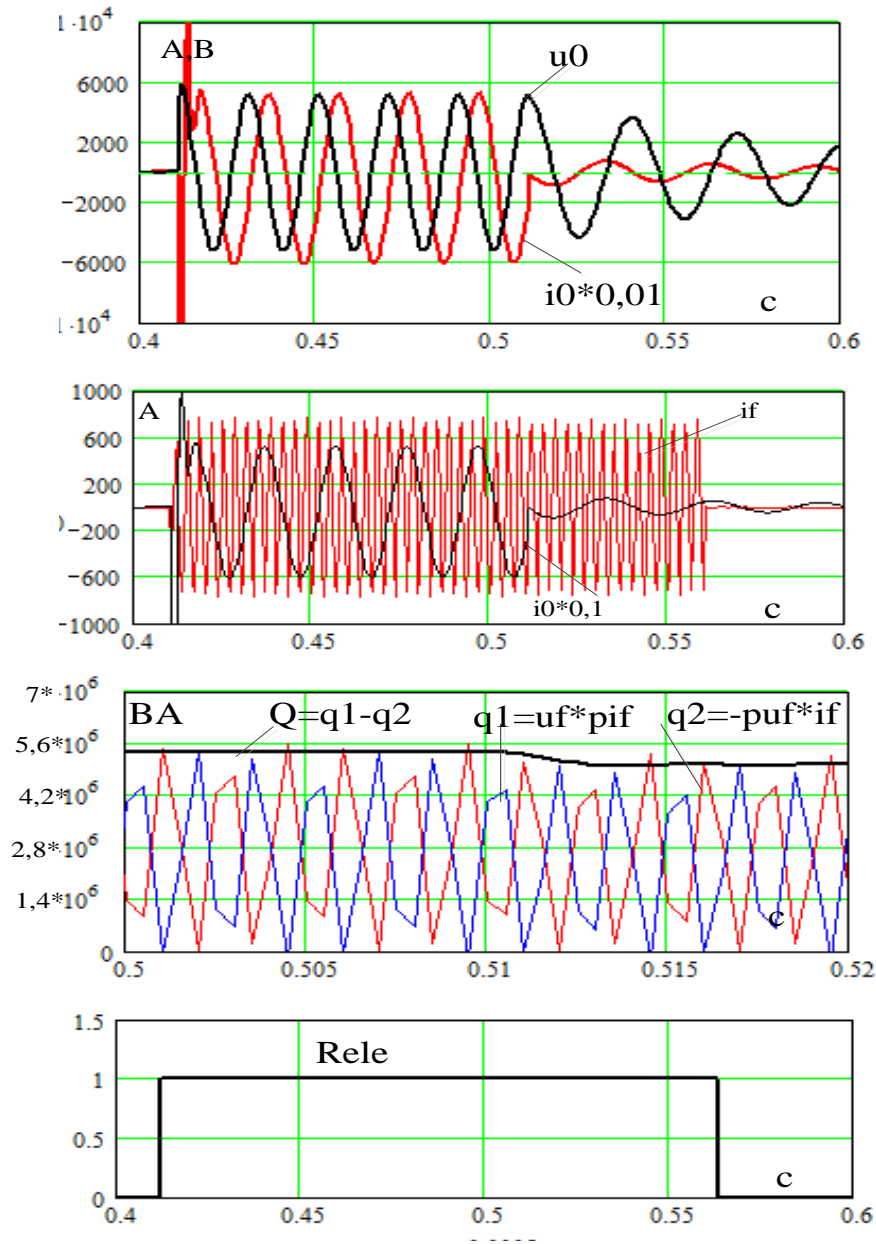


Fig. 3. Waveforms during the earth fault modeling on resonant compensated system (algorithm №1).

The failure in the stable operation of the filters is caused by the fact that the module of the pole and the point of the pole are at a unit circle of Z-plane. The common methods for the removal of this disadvantage by changing the filter coefficients cause the abrupt decrease in the coefficient of amplification and necessity of taking into account the decay time of the output signal.

We proposed to use the controlled filters. As a control signal, the discrete value of the amplitude (of the module) of the zero-sequence voltage must be used, which is calculated by its orthogonal

components determined by means of three selections of the instantaneous values:

$$Um = \sqrt{u_n^2 + \left[\frac{3u_n - 4u_{n-1} + u_{n-2}}{2h \cdot w_0} \right]^2} \quad (9)$$

If the voltage amplitude exceeds the threshold value (set value), this should be considered as the PEF presence. If the voltage amplitude is below the threshold value, the filter operation is being blocked (the output signal becomes zero), if it is higher, the filter operation is permissible. The set value is selected from the tuning out condition

from the imbalance voltage in the normal mode and is about 12-15% of the nominal voltage.

To solve the problem of improving the protection sensibility and the relay characteristics the protection algorithm N2 was developed and studied. The peculiarity of this algorithm consists in that the blocks of the derivatives are absent in it, and instead, two filters of a secondary order, F1 and F2, are used with different phase-frequency characteristics. The latter ensure the phase shift of their output signals by 90 degrees when similar signals are fed into the input.

The reactive power here is calculated as follows:

$$Q_n = Q1_n - Q2_n = i1_{out}^{(n)} \cdot u2_{out}^{(n)} - i2_{out}^{(n)} \cdot u1_{out}^{(n)} \quad (10)$$

The transfer functions of F1, F2 filters consist of transfer function of $H(z)$, (6), and to ensure the angle phase shift by 90 degrees the first of them $H1(z)$ is multiplied additionally by $1 + z^{-1}$, and the second $H2(z)$ by $1 - z^{-1}$. The obtained transfer functions and their finite-difference equations look like as follows:

$$H1(z) = (1 + z^{-1}) \frac{(1 - z_0 z^{-1}) \cdot (1 - \bar{z}_0 z^{-1})}{(1 - z_1 z^{-1}) \cdot (1 - \bar{z}_1 z^{-1})}; \quad (11) \quad H2(z) = (1 - z^{-1}) \frac{(1 - z_0 z^{-1}) \cdot (1 - \bar{z}_0 z^{-1})}{(1 - z_1 z^{-1}) \cdot (1 - \bar{z}_1 z^{-1})}; \quad (12)$$

$$y1_n = -y1_{n-2} + (z_1 + \bar{z}_1) \cdot y1_{n-1} - x_{n-3} + (z_0 + \bar{z}_0 + 1) \cdot x_{n-2} - (z_0 + \bar{z}_0 + 1)x_{n-1} + x_n, \quad (13)$$

$$y2_n = -y2_{n-2} + (z_1 + \bar{z}_1) \cdot y2_{n-1} + x_{n-3} - (z_0 + \bar{z}_0 - 1) \cdot x_{n-2} + (z_0 + \bar{z}_0 - 1) \cdot x_{n-1}. \quad (14)$$

The results of modeling the operation of the first and second variants of protection confirmed their correct functioning for the networks with different parameters of their elements and the values of capacitive currents. While being compared, the protection variants showed that the first variant has a certain advantage, since the filters used in it are one-type, and the distinction in their characteristics impacts less the protection operation.

Based on the analysis of the operation of both variants, to improve the protection characteristics the ultimate hybride variant of protection (HVP) was developed, which joined the blocks of structural schemes of the first and second variants into one (Fig. 4).

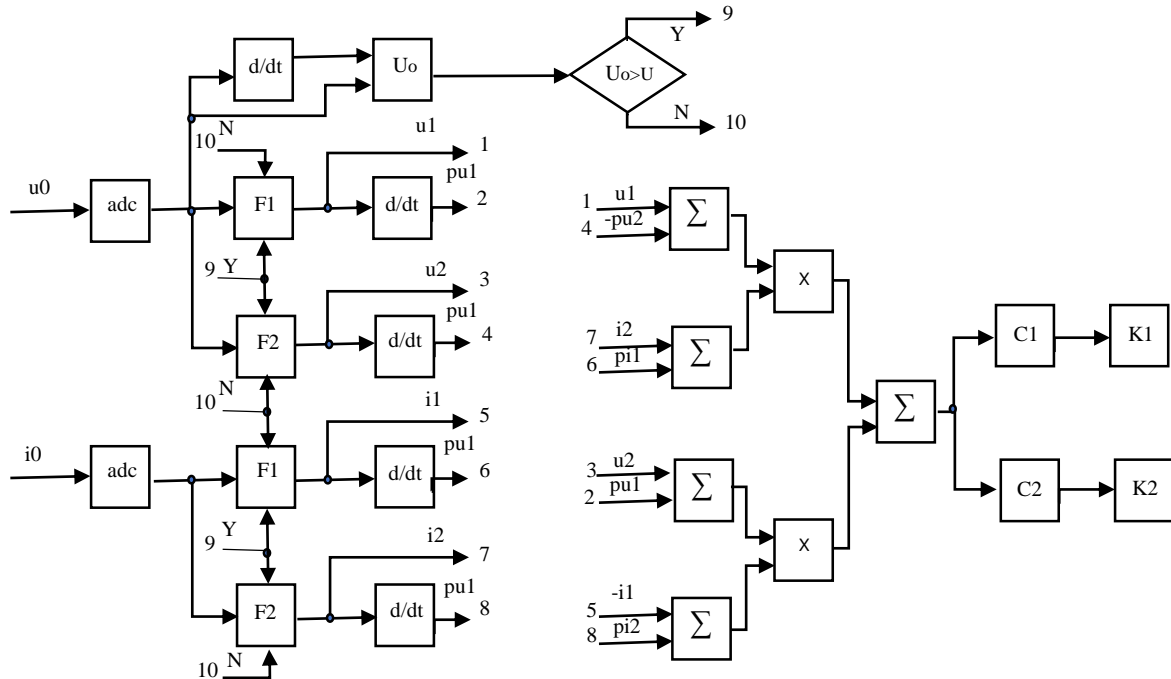


Fig. 4. Structural scheme of final form of hybrid variant of protection relay (HVP).

In this scheme, in each channel of current and voltage measurement after the ADC two filters, F1 and F2, were connected in parallel. Signals from the output of each filter via the block of differentiation are fed to one of the inputs of the sumator, to the other input of which the signal from the output of the relevant filter is fed. The output signals from the sumators are fed to the multiplier units. In this variant, the relay responds both to the output signals of the filters and to their derivatives, which increases substantially their PEF protection sensitivity. For the transparency, in the scheme of Fig. 4, ten output and ten input contact clips are shown, which should be connected between each other with similar numbers. As is seen from the scheme, to the input of each sumator an output signal is fed after the first or the second filter and the derivative of the signal after the second or the first filter. These signals are in phase, that is why after multiplying them in the MU we obtain a reactive power in the form of a unipolar pulsating signal. Since there are two channels of the kind in the relay, their total power will not have already a pulsating character. It will be increased and improve as a whole the operation of the relay.

The reactive power at the input of the comparators is calculated according to the following expression:

$$Q = (u1 - pu2) \cdot (i2 + pi1) + (u2 + pu1) \cdot (-i1 + pi2)$$

In the scheme of the HVP relay, the same as in the previous variants, to ensure the stability of filters they are performed to be controlled with respect to the amplitude of the input voltage: two output devices register the PEF both in the zone of protection, and beyond the zone and, in addition, they ensure the relay diagnostics. The results of the mathematic modeling of the PEF in the branched compensated networks supported the correctness of the relay operation.

Sensitivity of the final algorithm is by 15-20 times higher than that of the previous ones.

Figure 5 shows a few digital schemes for the signals at the inputs and outputs of the main units of the HVP relay that were obtained using the mathematic model in modeling the network PEF (Fig. 1) during the reactor resonant tuning

Figure 6 shows voltage 3U and currents 3I of the zero sequence of frequency of 50 Hz, and also the results of their transformation after the filters and differentiators at a frequency of 300 Hz. The resulting reactive power lacks the discrete signal; however, the output relay has a clearly defined response.

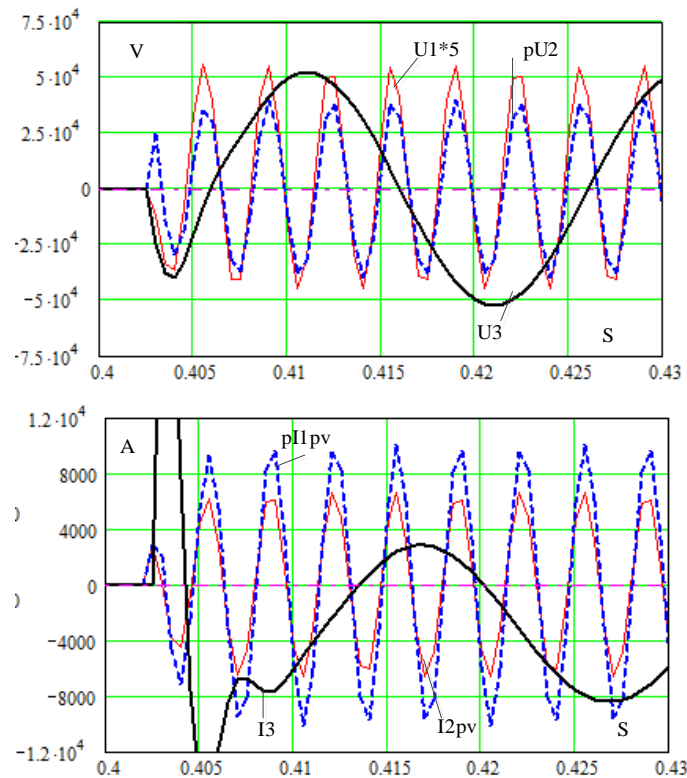


Fig. 5. Modeling of HVP relay operation.

Authenticity of the developed relay is supported as well by the results of the study of the test sample at a physical model. The physical model was constructed according to the equivalent circuit (Fig. 1), which was fed by voltage of 0.4 kV, it contained TZLM real transformers of the zero sequence current. The test sample for the protection was realized following a program using an STM32F4 Discovery demoplata.

The testing of the HVP relay was carried out similarly using the emergency files that were obtained in the operational 6 kV networks with the

help of digital registers during the real faults on ground (Fig. 6). This testing was performed according to a Mathcad program. The results obtained allow suggesting the developed relay algorithms to be implemented into the real operating devices.

Further investigations are worthwhile to be directed for the supplementation of the mathematic model with measuring transformers and for modeling the transmission circuits of the analog signals of the protection up to the analog-digital converters.

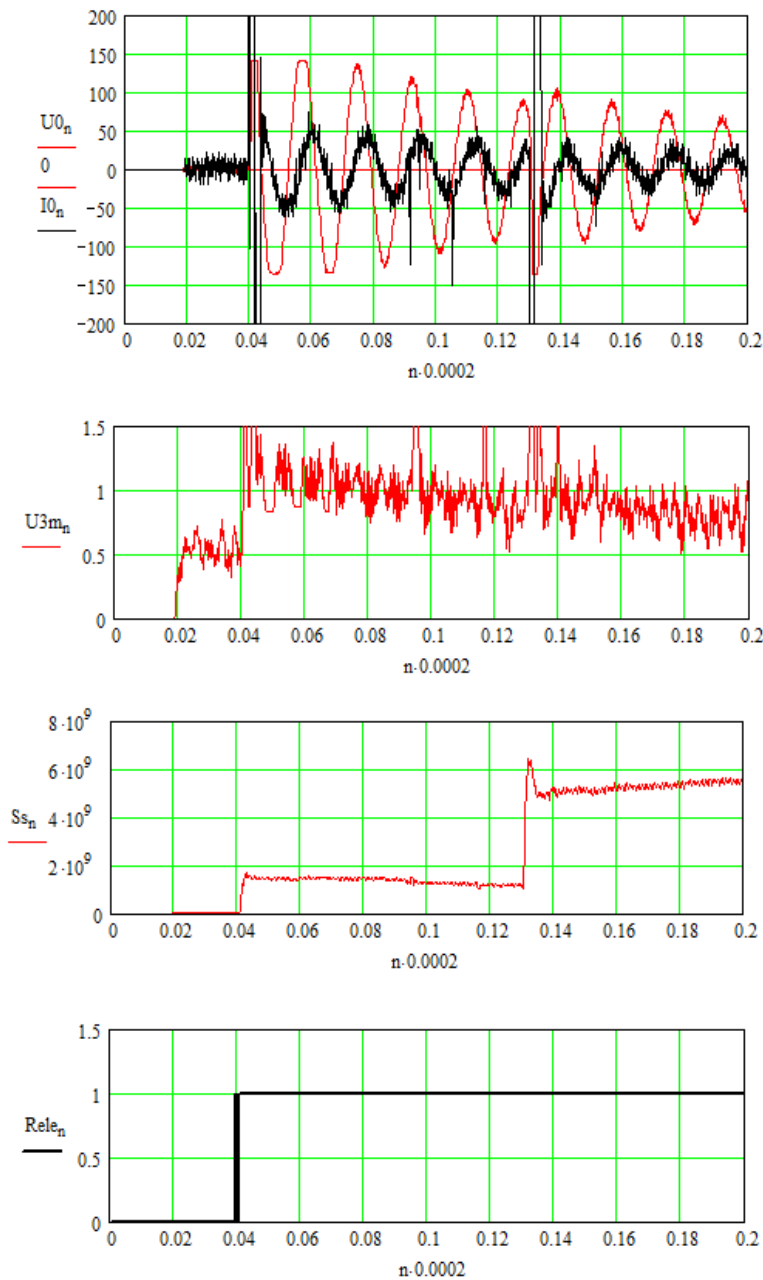


Fig. 6. Results of verifying HVP relay operation using natural emergency files registered during PEF in real network.

Conclusions.

1. The operation principal and new algorithms of a selective microposeession protection against the PEF are developed, in which the feature of the reactive power at the PEF is determined according to the currents and voltages of 300 Hz, that are obtained using the band-pass frequency filters from the currents and voltages of the zero sequence of the industrial frequency.

2. To ensure the stability in operation of the filters they are suggested to be performed being controlled according to the amplitude of the zero sequence voltage, and for increasing sensitivity,

the protection is performed two-channelled with two filters being used in each channel. Each of the two filters has different phase-frequency characteristics and units for definition of the derivatives after the filters' signals.

3. The efficiency of the protection is confirmed by the results of the mathematic modeling, laboratory tests of the natural sample and correctness of operation during the use of the signals that are registered by the digital recorders at the moment of the phase-to-earth faults in real networks.

References

- [1] Dolník B., Kurimský J. Contribution to earth fault current compensation in middle voltage distribution networks *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, 2011, vol. 2011, no. 2, pp. 220-224.
- [2] Pravyla ulashtuvannja elektroustanovok. [Rules for the electrical installations]. Ministry of Energy and Coal of Ukraine, Kyiv 2017. –617 p. (In Ukrainian).
- [3] Hanninen S Single phase earth faults in high impedance grounded networks/Characteristics, indication and location. Dissertation for the degree of Doctor of Technology. Espoo, Finland, 2001, 78 p. + app. 61 p.
- [4] Cerretti A., Gatta F., Geri A., Lauria S., Maccioni M., Valtorta G. [Temporary overvoltages due to ground faults in MV networks] 2009 IEEE Power Tech Conference Bucharest 2009.
- [5] Figueiredo C., Mello G., Silveira M. [Resonant Grounding Applied in Brazil] 24-th International Conference on Electricity Distribution Glasgow, 2017 Paper 1250.
- [6] Lysenko V. [Feedback on Installed Experience with Digital Signal Processing Petersen Coil Regulator] IEEE Conference on Modern Electrical and Energy Systems Kremenchuk, Ukraine, 2017.
- [7] Calone R., Cerretti A., Gatta F., Geri A., Lauria S., Maccioni M., Valtorta G. [Abnormal Ground Fault Overvoltages in Mv Networks: Analyses and Experimental Tests] 21-st International Conference on Electricity Distribution Frankfurt, 2011 Paper 0511.
- [8] Roberts J., Altuve H., Hou D. [Review of ground fault protection methods for grounded, ungrounded and compensated distribution systems] IEEE Power and Energy Society General Meeting—Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2001.
- [9] Chen K., Huang C., He J. Fault detection, classification and location for transmission lines and distribution systems: a review on the methods. *High Volt.*, 2016, Vol. 1, iss. 1, pp. 25–33
- [10] Nikiforov A. Application of The Theorem of 'About the Unity of the Structural Description of RPA Devices' for the Simulation of a Power Network Smart-Grid. *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, 2017, Vol. 9, No. 1-5, pp. 39-48,
- [11] Zhang W., He M., Ren J., Wen Y., Zhang Z, Pu Z, Zhang R. [SLG (Single-Line-to-Ground) Fault Location in NUGS (Neutral Un-effectively Grounded System)] MATEC Web of Conferences Volume 160, article 01009 (2018) International Conference on Electrical Engineering, Control and Robotics (EECR 2018) doi: 10.1051/matec-conf/201816001009.
- [12] Dan A., Raisz D. [Fault Location and compensation of the Harmonic Content of the Residual Fault Current during Single-Phase to Ground Faults in Compensated Networks] International Conference on Renewable Energies and Power Quality Granada (Spain), 2010.
- [13] Druml G., Raunig C., Schegner P., Fickert L. [Fast Selective Earth Fault Localization Using the New Fast Pulse Detection Method] 22-nd International Conference on Electricity Distribution Stockholm, 2013 Paper 1092.
- [14] Druml G., Seiert O., Marketz M. [Directional Detection of Restriking Earthfaults in Compensated Networks] 21-st International Conference on Electricity Distribution Frankfurt, 2011 Paper 0612.
- [15] Druml G., Schegner P., Fickert L., Schlömmner M. [Advantages of the New Combination: Petersen-Coil and Faulty-Phase-Earthing] 24-th International Conference on Electricity Distribution Glasgow, 2017 Paper 1450.
- [16] Balcerek P., Fulczyk M., Izykowski J., Rosolowski E., and Pierz P. [Centralized Substation Level Protection for Determination of Faulty Feeder in Distribution Network] Power and Energy Society General Meeting IEEE, San Diego, CA, USA 2012.
- [17] Altonen J., Wahlroos A., Vähäkuopus S. [Application of Multi-Frequency Admittance-Based Fault Passage Indication in Practical Compensated Mv-Network] 24-th International Conference on

- Electricity Distribution Glasgow, 2017 Paper 0967.
- [18] Ravlić S, Marušić A, Havelka J. An Improved Method for High Impedance Fault Detection in Medium Voltage Networks. *Technical Gazette* 2017, vol. 24, no.2, pp.391-396 doi: 10.17559/TV-20151012082303.
- [19] Dzienis C., Jurisch A. [Accurate Localization of Ground Faults in Non-Solidly Earthed Networks Based on Transients Analysis] 24-th International Conference on Electricity Distribution Glasgow, 2017 Paper 0759.
- [20] Chaari O., Bastard P., Meunier M. [Prony's method: an efficient tool for the analysis of earth fault currents in Petersen-coil-protected networks] in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1234-1241, July 1995. doi: 10.1109/61.400901
- [21] Cui T., Dong X., Bo Z., Juszczak A. [Hilbert-Transform-Based Transient/Intermittent Earth Fault Detection in Noneffectively Grounded Distribution Systems] *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 143-151, Jan. 2011. doi: 10.1109/TPWRD.2010.2068578
- [22] Wang X., Song G., Chang Z., Luo J., Gao J., Wei X., Wei Y. Faulty Feeder Detection Based on Mixed Atom Dictionary and Energy Spectrum Energy for Distribution Network. *IET Generation, Transmission & Distribution*. 2017, vol.12. doi:10.1049/iet-gtd.2017.1250.
- [23] Ha H, Subramanian S. [Transient earth fault detection on compensated earthed system], 22th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution, Stockholm, 2013, Paper No 0119.
- [24] Venkataraman K, Kirby B, Ha H, Newman P. [Transient Earth Fault Detection on Compensated Earthed System] 12th IET International Conference on Developments in Power System Protection (DPSP 2014) 2014, Copenhagen, Denmark.
- [25] Kyrlylenko O. V., Seheda M. S., Butkevych O. F., Mazur T. A. Matematychni modeliuvannia v elektroenerhetytsi. Pidruchnyk [Mathematical modeling in electric power engineering. Manual] Lviv, 2013. 608 p. (In Ukrainian).
- [26] Pitot F., Venkataraman k., Vassilevsky N., Teon C. P. [Wattmetric earth fault protection – innovation for compensated distribution networks] 23rd International Conference on Electricity Distribution, Lyon, 2015 Paper 0963.
- [27] Syvokobylenko V.F. and Lysenko V.A. [Use of the Fourier transform algorithm for improving phase to the earth fault protection in distribution electric networks] *Naukovi pratsi Donetskoho natsionalnoho tekhnichnoho universytetu. Serii «Elektrotekhnika i enerhetyka»*. No 10 (180), 2018. pp.153 – 161 (In Ukrainian).
- [28] Syvokobylenko V.F. and Lysenko V.A. [Micro-processor Selective Protection from the Phase to the Earth Fault in Electric Networks with Petersen Coil in Neutral] *Tekhnichna elektrodynamika Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine* No 2, 2019 (March/April) pp.54 – 62 (In Russian).
- [29] Syvokobylenko V.F. and Derkachev S.V. [Equivalent sinusoids method for digital measuring devices of relay protection] *Naukovi pratsi Donetskoho natsionalnoho tekhnichnoho universytetu. Serii « Obchysliualna tekhnika ta avtomatyzatsiia»*. No 1 (28), 2015. pp.215 – 221 (In Russian).

Information about authors.



Syvokobylenko Vitalii Fedorovich, Dr. of Eng. Sc, Prof. of Electrical Engineering Department. Donetsk National Technical University, Pokrovsk, Ukraine. Scientific interests are: relay protection, power supply systems. E-mail: svf1934@gmail.com



Lysenko Viktor Anatolievich, PhD in Technical Sciences, Assoc. Prof. of Electrical Engineering Department. Donetsk National Technical University, Pokrovsk, Ukraine. Scientific interests are: relay protection, power supply systems. E-mail: viktor.lysenko@donntu.edu.ua

Simulation of the Initial Stability of the Floating Dock for the List and Trim Stabilization Tasks

Kondratenko Y.P.¹, Topalov A.M.², Kozlov O.V.²

¹Petro Mohyla Black Sea National University, Mykolaiv, Ukraine

²Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine

Abstract. The aim of this work is the development and study of a mathematical model of the floating dock initial stability for solving problems of list and trim stabilization. The proposed model allows calculating the change of the parameters of the initial stability of the floating dock (with and without a vessel) for different values of the draft. The initial stability of the real floating dock of the middle class with a carrying capacity of 8500 tons is studied using the simulation model developed by the authors in the FREE!SHIP Plus. With the help of this computational model, the operation of immersion of the floating dock is considered. At each stage of immersion at a certain draft, the parameters of the initial stability of the floating dock are calculated, namely, the values: transverse and longitudinal metacentric heights, centers of buoyancy, centers of gravity, and mass displacement. Corrections of transverse and longitudinal metacentric heights due to changes in the mass of liquid in ballast tanks and the influence of its free surface are also taken into account. Based on the obtained modeling results, the following dependences are calculated: a) moments from list and trim angles at different values of draft, b) moments of list and trim from draft at various values of list and trim, c) angles of list and trim from the fill level of the respective tanks. These dependences can be used for further development of the list and trim stabilization system for the given floating dock.

Keywords: floating dock; initial stability; list; trim; simulation.

DOI: 10.5281/zenodo.3239200

Simularea stabilității inițiale a unui doc plutitor pentru probleme de stabilizare a unghiului de tăiere și înclinației

Kondratenko Yu.P.¹, Topalov A.N.², Kozlov A.V.²

¹ Universitatea Națională „Petru Moșhila” din Marea Neagră, Nicolaev, Ucraina

²Universitatea Națională de Construcții Navale numită după amiralul Makarov, Nicolaev, Ucraina

Rezumat. Scopul lucrării este de a elabora și studia un model matematic al stabilității inițiale a unui doc plutitor pentru rezolvarea problemelor de stabilizare a unghiului de tăiere și înclinației. Acest obiectiv este realizat prin dezvoltarea unui model care permite calcularea variației parametrilor stabilității inițiale a docului plutitor (cu și fără navă) pentru diferite valori ale pescajului. Noutatea lucrării constă în studierea stabilității inițiale a unui doc plutitor real, folosind modelul de simulare dezvoltat de autori în pachetul software FREE! SHIP Plus conceput pentru a simula conturul structurilor plutitoare și a navelor care utilizează tehnologia NURBS pentru a determina statica, propulsia și alți parametri ai hidrodinamicii. Pe baza unui model de simulare care ține cont de dimensiunile reale și de nelinearitatea suprafețelor docului plutitor și a vasului, se ia în considerare o operațiune de scufundare a docului plutitor. În fiecare etapă de imersiune la o anumită scufundare se calculează parametrii stabilității inițiale a docului plutitor, adică valorile: înălțimi metacentrice transversale și longitudinale, centrele de greutate, centrele de greutate, deplasarea maselor. Se iau în considerare și corecțiile înălțimilor metacentrice transversale și longitudinale datorate schimbărilor în masa fluidului în rezervoarele de balast și influența suprafeței sale libere. Pe baza rezultatelor obținute la simulare, se calculează dependențele: a) momentele față de unghiul de tăiere pentru diferite valori ale scufundării, b) momentele unghiului de tăiere pentru diferite valori ale acestora, c) unghiurile de tăiere și scufundare funcție de nivelul umplerii rezervoarelor respective.

Cuvinte-cheie: docuri plutitoare; stabilitate inițială; unghi de tăiere; scufundare; simulare pe calculator.

Моделирование начальной остойчивости плавучего дока для задач стабилизации крена и дифферента

Кондратенко Ю.П.¹, Топалов А.Н.², Козлов А.В.²

¹ Черноморский национальный университет имени Петра Могилы, Николаев, Украина

²Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, Николаев, Украина

Аннотация. Целью работы является разработка и исследование математической модели начальной остойчивости плавучего дока для решения задач стабилизации крена и дифферента. Поставленная цель достигается благодаря разработке модели, которая позволяет рассчитывать изменение параметров начальной

остойчивости плавучего дока (с судном и без) при различных значениях осадки. Новизна работы состоит в исследовании начальной устойчивости реального плавучего дока с помощью разработанной авторами имитационной модели в программном комплексе FREE!SHIP Plus, предназначенном для моделирования обводов плавучих сооружений и судов по технологии NURBS с целью определения показателей статике, ходкости и других параметров гидродинамики. На основе имитационной модели, учитывающей реальные размеры и нелинейность поверхностей плавучего дока и судна, рассматривается операция погружения плавучего дока. На каждом этапе погружения при определённой осадке рассчитываются параметры начальной устойчивости плавучего дока, а именно значения: поперечной и продольной метацентрических высот, центры величины, центры тяжести, массовое водоизмещение. Также учтены поправки поперечной и продольной метацентрических высот вследствие изменения массы жидкости в балластных танках и влияния её свободной поверхности. На основе полученных результатов моделирования рассчитаны зависимости: а) моментов от угла крена и дифферента при различных значениях осадки, б) моментов крена и дифферента от осадки при различных значениях крена и дифферента, в) углов крена и дифферента от уровня заполнения соответствующих танков. Значимость результатов состоит в том, что полученные зависимости могут быть использованы для дальнейшей разработки системы стабилизации крена и дифферента приведенного плавучего дока путем учета перераспределения жидкости среди балластных отсеков. Разработанную математическую модель начальной устойчивости целесообразно использовать в дальнейших исследованиях при проектировании и настройке высокоэффективных систем стабилизации крена и дифферента плавучих доков различных классов.

Ключевые слова: плавучий док; начальная устойчивость; крен; дифферент; компьютерное моделирование.

ВВЕДЕНИЕ

Плавучий док представляет собой сложное инженерное сооружение, предназначенное главным образом для подъема и спуска судна. В плавучем доке проводят технический осмотр, обслуживание, текущий и аварийный ремонт подводной части корпуса судна и винто-рулевого комплекса [1].

При доковании судна плавучий док сталкивается с проблемами равновесия [1,2]. Как правило, собственный вес судна передается через киль-блоки палубе понтона, в результате могут произойти наклоны и нарушения прочности плавучего дока. Поэтому прогиб, перегиб и углы наклона (крен и дифферент) плавучего дока должны быть ограничены в пределах допустимого диапазона, чтобы обеспечить безопасность эксплуатации судоподъемного сооружения.

Для устранения критической деформации плавучего дока и нежелательных наклонов перед докованием судна проводят расчеты балластировки дока. Эти расчеты, прежде всего, определяют подбор балласта в понтонах плавучего дока, причем цель расчетов – получение такого распределения балласта, при котором крен и дифферент дока равны нулю, а момент, изгибающий систему док-судно, меньше допустимого значения для данного плавучего дока. Необходимо иметь в виду, что при большом запасе грузоподъемности дока, выгибающие моменты, которые действуют на систему док-судно, можно полностью устранить путем

выравнивания нагрузки на каждый понтон за счет жидкого балласта.

Для обеспечения высокой эффективности и безопасности выполнения операций погружения и всплытия плавучего дока необходимо на стадии проектирования системы стабилизации углов крена и дифферента провести исследования параметров начальной устойчивости плавучего дока с помощью математического моделирования [2]. В научно-технической литературе имеется определенное количество публикаций в области моделирования различных морских объектов [3-8]. Математическое описание плавучих сооружений и судов различных классов подробно рассмотрено в работах [4, 5, 7]. В частности, в [7] приведены результаты математического моделирования движения морских объектов, а также рассмотрены задачи статике и динамики. В свою очередь, в работах [9-11] представлены расчеты гидродинамики и прочности корпусов плавучих доков и сооружений, а в [12-15] получены результаты моделирования доковых операций погружения и всплытия с постановкой судна в док. Также, в работах [16-23] представлены математические и имитационные модели различных компонентов систем автоматического управления осадкой, креном и дифферентом плавучих доков. При этом исследователями активно применяются методы компьютерного моделирования [24] в программных приложениях Multisurf, Maxsurf, AutoShip,

NavCAD, что обусловлено достаточно высокой точностью расчетов параметров морских объектов, имеющих криволинейные поверхности.

Компьютерное моделирование морских объектов позволяет значительно сократить количество экспериментальных исследований и время, необходимое на их проведение, что делает его эффективным и низкостоимостным инструментом. Поэтому разработка эффективных технологий компьютерного моделирования для расчета параметров начальной остойчивости плавучего дока во время его погружения и всплытия является актуальной задачей.

Моделирование плавучего дока (на основе расчетной модели) с детальной проработкой всех поверхностей и надстроек требует неоправданно больших затрат времени и вычислительных ресурсов. Поэтому решение задач моделирования требует применения специальных подходов, позволяющих упростить исходную модель и в то же время учесть все необходимые особенности плавучего дока с достаточной для практических целей точностью.

Целью данной работы является разработка и исследование математической модели начальной остойчивости плавучего дока для решения задачи стабилизации крена и дифферента.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НАЧАЛЬНОЙ ОСТОЙЧИВОСТИ ПЛАВУЧЕГО ДОКА С СУДНОМ

Остойчивость обусловлена способностью плавучего дока, выведенного внешними воздействиями из равновесия, возвращаться в исходное состояние после завершения этого влияния. Основной характеристикой остойчивости является восстанавливающий момент, который должен быть достаточным для того, чтобы плавучий док противодействовал моментам крена и дифферента. Различают поперечную остойчивость, соответствующую наклону в поперечной плоскости (крен), и продольную остойчивость, соответствующую наклону плавучего дока в продольной плоскости (дифферент).

Практикой эксплуатации плавучих доков установлено, что крен плавучего дока в любой момент погружения или всплытия не должен превышать 2 градуса, а дифферент – 1 градус. Более значительные наклоны могут привести

к аварийным смещениям установленного в доке судна. Соскальзывание судна с кильблоковой дорожки не может произойти раньше, чем крен достигнет $6,5^\circ$. При доковании по-мальтийски (в случае наклона плавучего дока в $2,5^\circ$ - 3°) ослабевшие распорные могут начать выпадать и дальнейший рост крена создаст опасность падения судна на стапель-палубу.

При доковании поставленного в док судна небольшие значения крена являются некритическими, и при крене в пределах $0,5^\circ$ передоковывать судно нецелесообразно. Но если во время откачки балласта судно после посадки на кильблоковую дорожку начнет существенно крениться (крен превысит $0,5^\circ$), то следует принять соответствующие меры – заново погрузить док до всплытия судна.

Основными внешними воздействиями, которые способны вызвать крен или дифферент плавучего дока являются: силы, возникающие при постановке судна в док, когда их диаметральные плоскости не совпадают; неправильная загрузка судна при его постановке в док; силы давления ветра. Действие сил этих трех групп можно избежать при правильном доковании судна.

На рис. 1 приведены положения плавучего дока с судном при крене и дифференте. При незначительном крене (вызванном моментом крена $M_{кр}$) положение центра тяжести G не меняется, а центр величины вследствие изменения формы объема подводной части перемещается из точки C в точку C_1 . Вес системы док-судно и сила поддержки создают определенный момент, направленный против момента крена. Этот момент называется восстановительным моментом M_θ . Аналогичным образом при дифференте плавучего дока (вызванном моментом дифферента M_d) создается восстановительный момент M_ψ .

Под действием момента крена $M_{кр}$ (или дифферента M_d) плавучий док наклоняется с увеличением (вместе с углом наклона Θ или Ψ) соответствующего восстановительного момента M_θ (M_ψ) до значения, которое уравнивает воздействие приложенного момента крена (дифферента).

Под действием двух различных и противоположно направленных моментов плавучий док будет иметь некоторый угол наклона. Как только действие момента крена или дифферента прекращается, восстановительный момент вернет плавучий док в первоочередное положение равновесия.

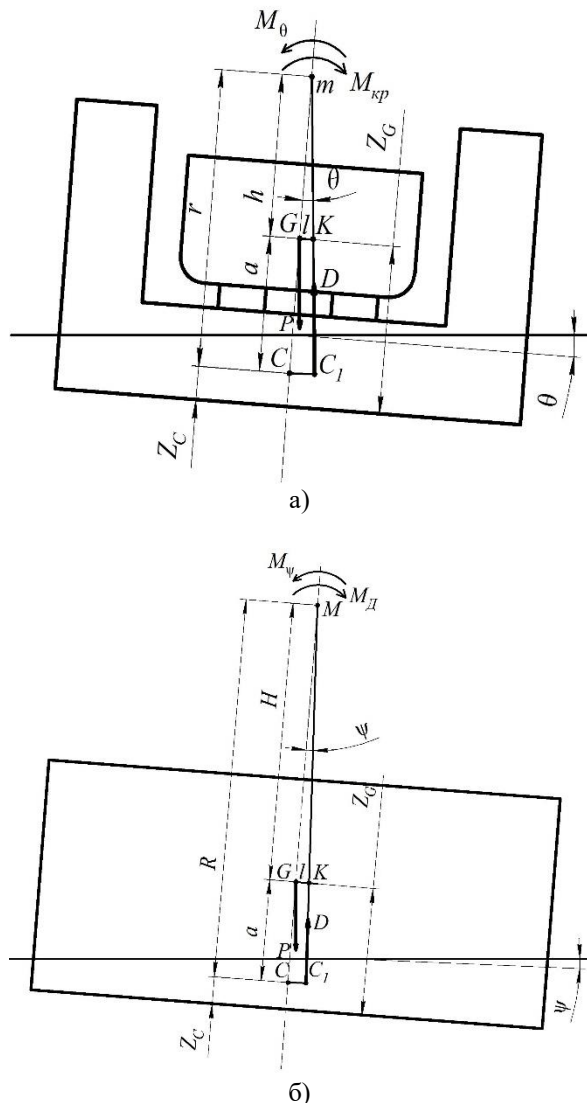


Рис. 1. Начальная остойчивость плавучего дока с судном: а) в случае крена; б) в случае дифферента.¹

Таким образом, остойчивость определяется действием восстановительного момента. В зависимости от того, в какой плоскости действуют наклоняющий и восстановительный моменты, различают поперечную и продольную остойчивость. Кроме того, различают малые и большие углы наклона, поэтому для простоты понимания вводится понятие начальной остойчивости и остойчивости на больших углах.

Моменты крена или дифферента могут действовать как в статических, так и в динамических режимах. В первом случае остойчивость характеризуется восстановительным моментом, а во втором - его работой (потенциальной энергией). В

зависимости от этого различают статическую и динамическую остойчивость [1].

При наклонах плавучего дока, центр величины смещается в сторону наклона, описывая кривую CC_1 (рис.1), которая называется кривой центров величины [1]. Центр кривизны кривой центров величины CC_1 называется метацентром (метацентр также может быть представлен как точка пересечения двух линий действий сил поддержки при малых углах крена или дифферента).

Также различают поперечный метацентр m – при крене (рис.1а) и продольный метацентр M – при дифференте (рис.1б). Поскольку кривая центров величины при дифференте более пологая, чем при крене, продольный метацентр M лежит гораздо выше поперечного метацентра m .

Расстояния от центра величины к поперечному m и продольному метацентрам M называются, соответственно, поперечным r и продольным R метацентрическими радиусами [2]. Расстояния от центра тяжести G плавучего дока к поперечному или продольному метацентру называются соответственно поперечной h и продольной H метацентрическими высотами. Плечо восстановительного момента GK называется плечом статической остойчивости l .

Из рис. 1,а видно, что восстановительный момент определяется соотношением

$$M_{\theta} = D \cdot GK = Dl, \quad (1)$$

где D – массовое водоизмещение, т.

Из треугольника GmK видно, что $l = h \sin \theta$ и соответственно метацентрическая формула остойчивости при крене имеет вид

$$M_{\theta} = Dh \cdot \sin \theta. \quad (2)$$

Метацентрическая высота плавучего дока при определенном водоизмещении зависит от положения центра тяжести G по высоте, который в свою очередь зависит от докуемого судна и балласта.

С повышением центра тяжести G плавучего дока его остойчивость уменьшается.

Причем плавучий док может потерять остойчивость в случае, если центр его тяжести будет находиться выше метацентра.

Метацентрическая высота определяется как

¹ Appendix 1

$$h = r + z_C - z_G, \quad (3)$$

где r – поперечный метацентрический радиус; z_C и z_G – аппликаты, соответственно, центра величины C и центра тяжести G .

При этом

$$r = \frac{I_k}{V}, \quad (4)$$

где I_k – момент инерции плоскости ватерлинии относительно продольной оси, проходящей через центр тяжести G ; V – объемное водоизмещение плавучего дока, м³.

Также из рис. 1,а следует, что $h = r - a$, где a – расстояние от центра величины C к центру тяжести G . Тогда

$$M_\theta = Dh \sin \theta = D(r - a) \sin \theta. \quad (5)$$

В данном случае предполагается, что метацентр при крене не перемещается. Это возможно при условии, если кривая центра величины является частью окружности. Для надводных плавучих сооружений это условие выполняется только в пределах малых углов крена или деферента, поэтому метацентрическую формулу остойчивости можно использовать только при малых углах крена или деферента. Таким образом, восстанавливающий момент при малых углах крена линейно зависит от их значений.

Аналогичным образом из рис. 1,б следует, что при продольных наклонах плавучего дока

$$M_\psi = DH \sin \psi = D(R - a) \sin \psi. \quad (6)$$

Продольная метацентрическая высота определяется как

$$H = R + z_C - z_G, \quad (7)$$

где R – продольный метацентрический радиус. При этом

$$R = \frac{I_d}{V}, \quad (8)$$

где I_d – момент инерции плоскости ватерлинии относительно поперечной оси, проходящей через центр тяжести; V – объемное водоизмещение плавучего дока, м³.

Кроме того, для определения метацентрических высот необходимо

учитывать поправки в результате приема или расхода балласта и влияния свободной поверхности воды в балластных отсеках плавучего дока.

Поправка при приеме или расходе балласта определяется как

$$\Delta F_1 = \frac{p}{D+p} \left(T + \frac{\Delta T}{2} - E - z_p \right), \quad (9)$$

где p – масса жидкого груза; D – водоизмещение; T – начальная осадка; ΔT – изменение осадки при приеме или расходе жидкого груза; E – начальная метацентрическая высота (если поперечная то h , если продольная – H); z_p – центр тяжести жидкого груза.

Поправка для учета свободной поверхности жидкости определяется как

$$\Delta F_2 = -\frac{i_E}{V}, \quad (10)$$

где V – объемное водоизмещение; i_E – момент инерции свободной поверхности жидкости, проходящей через ее центр тяжести относительно продольной оси (для поправки h) или относительно поперечной оси (для поправки H).

Значения метацентрических высот с учетом поправок определяются как

$$\begin{cases} h_n = h + \Delta F_1 + \Delta F_2; \\ H_n = H + \Delta F_1 + \Delta F_2. \end{cases} \quad (11)$$

Соответственно моменты крена и дифферента для плавучего дока имеют вид:

$$\begin{cases} M_\theta = Dh_n \sin \theta; \\ M_\psi = DH_n \sin \psi. \end{cases} \quad (12)$$

Поскольку продольный метацентрический радиус R во много раз больше поперечного метацентрического радиуса r , то продольная метацентрическая высота H во много раз больше поперечной h .

Анализ восстанавливающих моментов (12) показывает, что мерой остойчивости можно считать метацентрические высоты h и H , которые косвенно характеризуют сопротивление плавучего дока моментам крена и дифферента.

Расчет, метацентрических высот считается довольно сложным процессом для многокорпусных плавучих сооружений.

Достаточно точные результаты дают только экспериментальные модельные испытания, хотя и в этом случае желательно использовать модели с размерами, близкими к натуральным [1, 24]. Компьютерное моделирование с помощью FREE!SHIP Plus дает возможность использовать модели размеров реальных объектов.

Программный комплекс FREE!SHIP Plus предназначен для моделирования обводов корпуса по технологии NURBS при исследовании статики, ходкости и параметров гидродинамики для судов, плавучих сооружений и подводных аппаратов.

Авторами разработано в программном комплексе FREE!SHIP Plus имитационную модель (рис. 2), которая соответствует реальному плавучему доку среднего класса грузоподъемностью 8500 тонн [1] со следующими параметрами: ширина $b_d = 32,4$ м; длина $l_d = 139,5$ м; ширина каждой башни

$B_B = 3,13$ м; высота понтона $h_{п} = 4,6$ м; высота плавучего дока $h_d = 12,8$ м; осадка плавучего дока без судна $T_d = 2$ м; количество водяного балласта $M_6 = 18500$ тонн.

Причем максимальная масса дока (массовое водоизмещение) со всем оборудованием составляет $P_{ТПД} = 9253$ тонн. Кроме того, моделирование также проводилось для плоскобортного судна, которое имеет следующие параметры: ширина $B_C = 22,54$ м; длина $L_C = 130$ м; высота $h_d = 7$ м; вес $P_C = 8400$ тонн.

С помощью разработанной расчетной модели рассмотрена операция погружения плавучего дока. На каждом этапе погружения рассчитаны параметры начальной устойчивости плавучего дока.

Таким образом, получены все данные для расчета моментов крена и дифферента, значения которых приравненные к их восстановительным моментам при различных углах наклона плавучего дока.

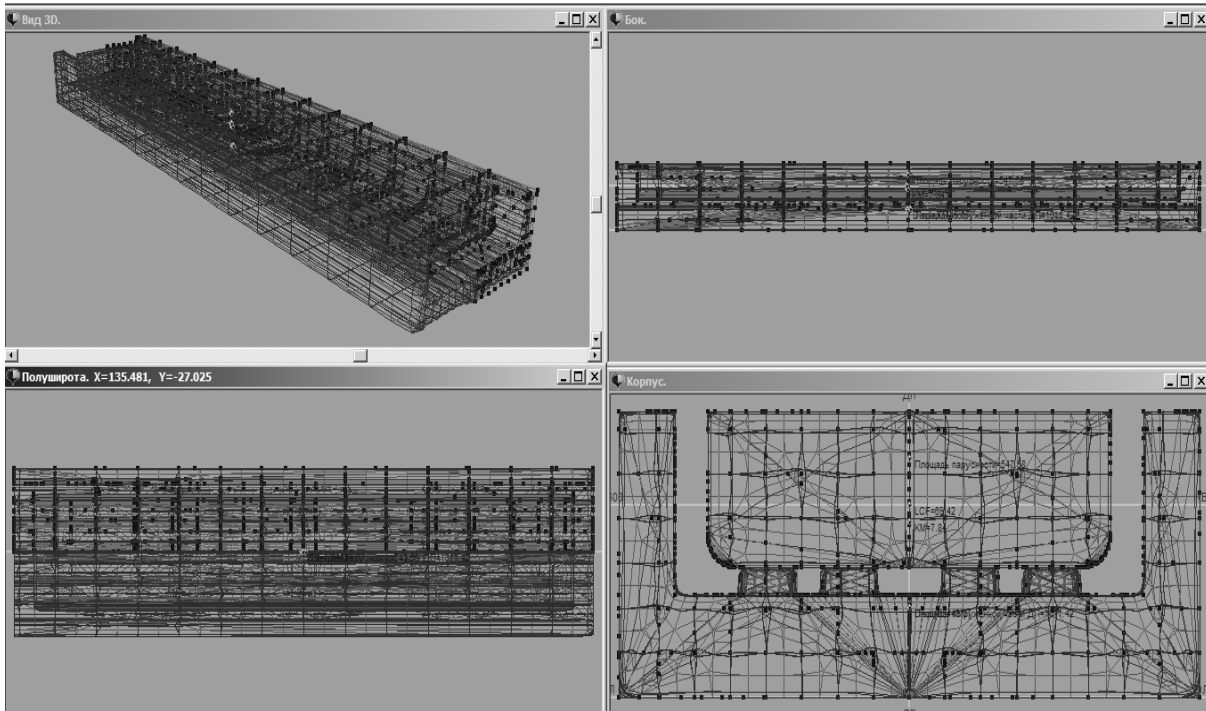


Рис. 2. Расчетная модель системы док-судно в программном комплексе FREE!SHIP Plus.²

$$\begin{cases} M_{кр} = M_{\theta} = Dh_n \cdot \sin \theta; \\ M_d = M_{\psi} = DH_n \cdot \sin \psi. \end{cases} \quad (13)$$

На основе компьютерного моделирования получены практически линейные зависимости

моментов от угла крена и дифферента при различных значениях осадки (рис. 3). Основными этапами осадки плавучего дока приняты: осадка на уровне понтона ($T = 3,83$ м), осадка на уровне кильблоков ($T = 3,83$ м), осадка на уровне башен плавучего дока ($T = 8,25$ м).

² Appendix 1

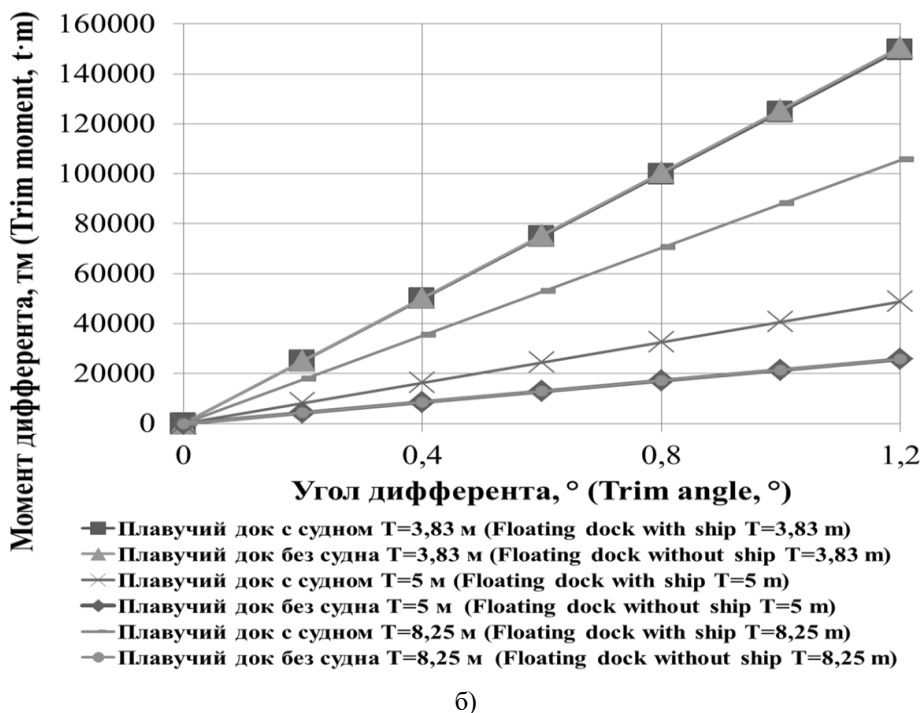
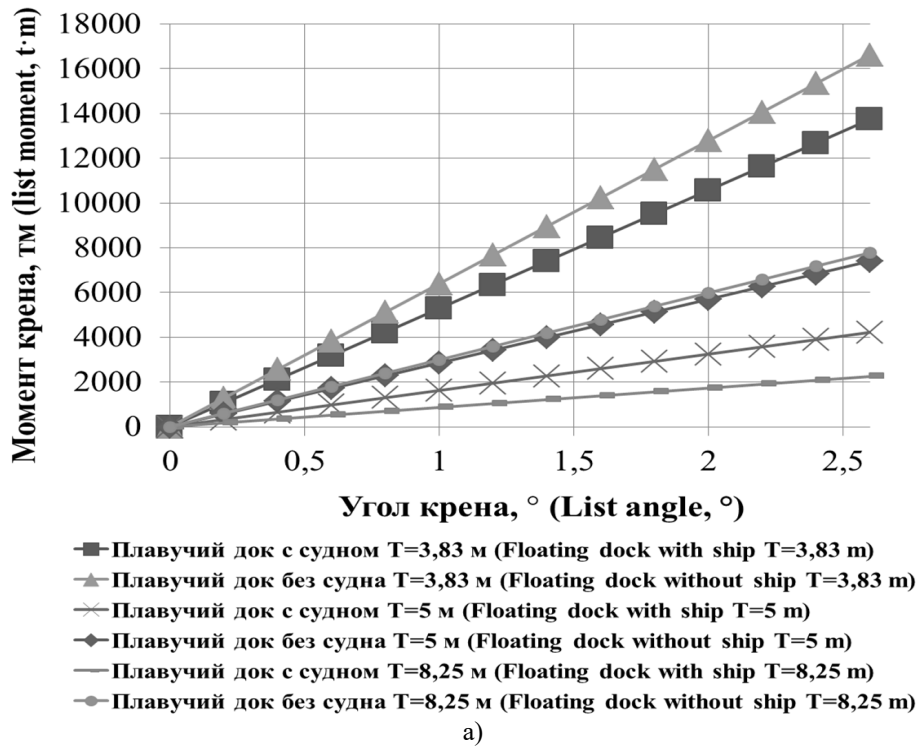
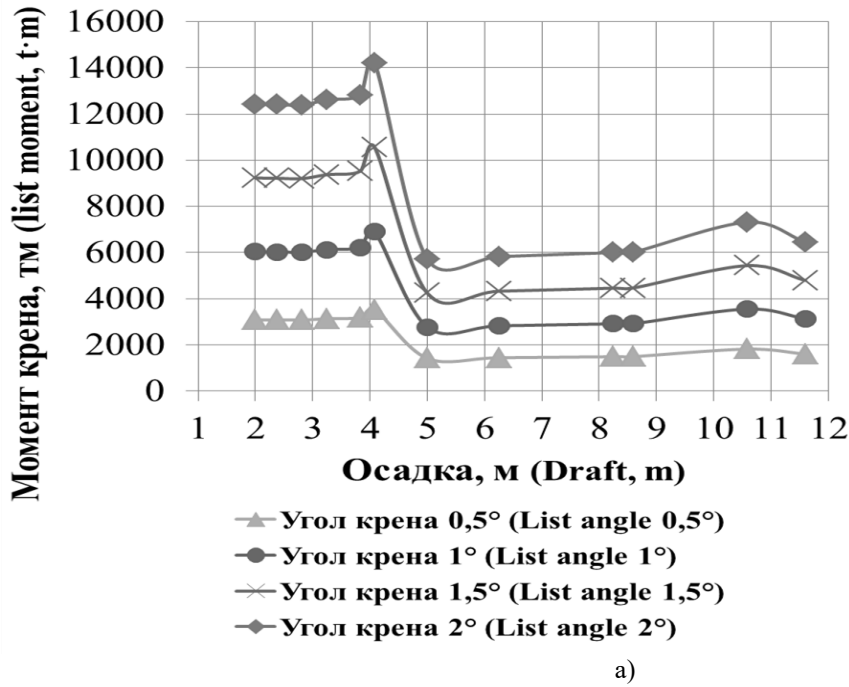
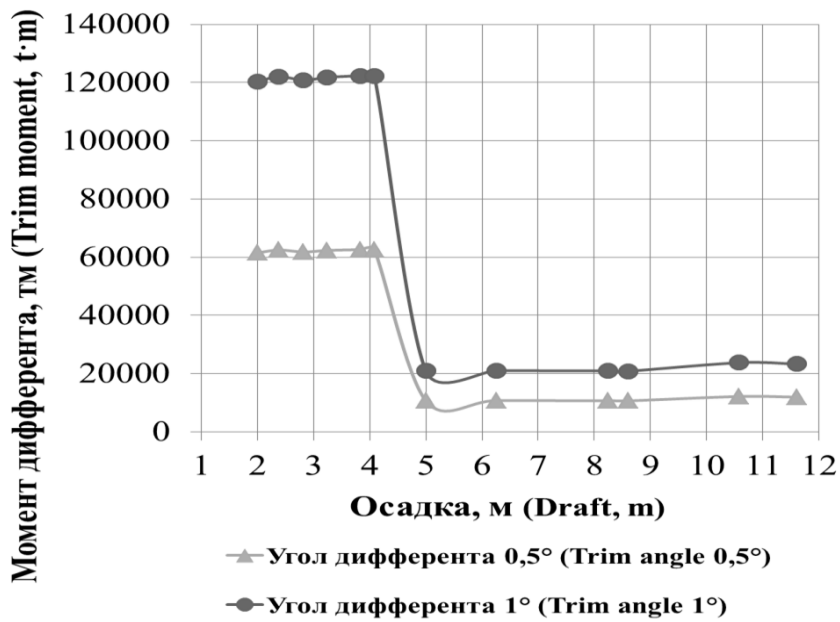


Рис. 3. Зависимости моментов от угла наклона плавучего дока:
а) при крене; б) при дифференте.³

³ Appendix 1



a)



б)

Рис. 4. Зависимости моментов от осадки плавучего дока: а) при крене; б) при дифференте.⁴

На основании полученных данных рассчитаны также зависимости моментов крена и дифферента от осадки при различных значениях крена и дифферента (рис 4).

Из графиков (рис. 4, а, б) видно, что процесс погружения плавучего дока начинается с осадки 2 м (осадка плавучего дока порожнем).

При постепенном увеличении балласта в понтоне плавучий док начинает погружаться. При этом центр тяжести смещается вниз, что

приводит к увеличению остойчивости и росту значений

моментов крена и дифферента, особенно это заметно при угле крена в 2°. После достижения осадки 4,6 м (осадка погруженного понтона) начинается процесс погружения кильблоковой дорожки и башен плавучего дока. При этом значительно уменьшается площадь ватерлинии плавучего дока, что снижает метацентрические высоты плавучего дока. Вследствие данных изменений

⁴ Appendix 1

существенно уменьшаются значения моментов крена и дифферента. Далее значения моментов крена и дифферента плавучего дока стабилизируются и практически не меняются. При осадке 8,6 м балластные танки понтона полностью заполняются, соответственно уменьшается площадь свободной поверхности жидкости и метacentрические высоты плавучего дока растут. При этом значения

моментов также увеличиваются. В дальнейшем, в результате стремительного заполнения балластных танков башен, имеющих значительно меньший объем, чем объем в понтоне, достигается предельная осадка плавучего дока в 11,6 м. При этом значения моментов принимают конечные величины.

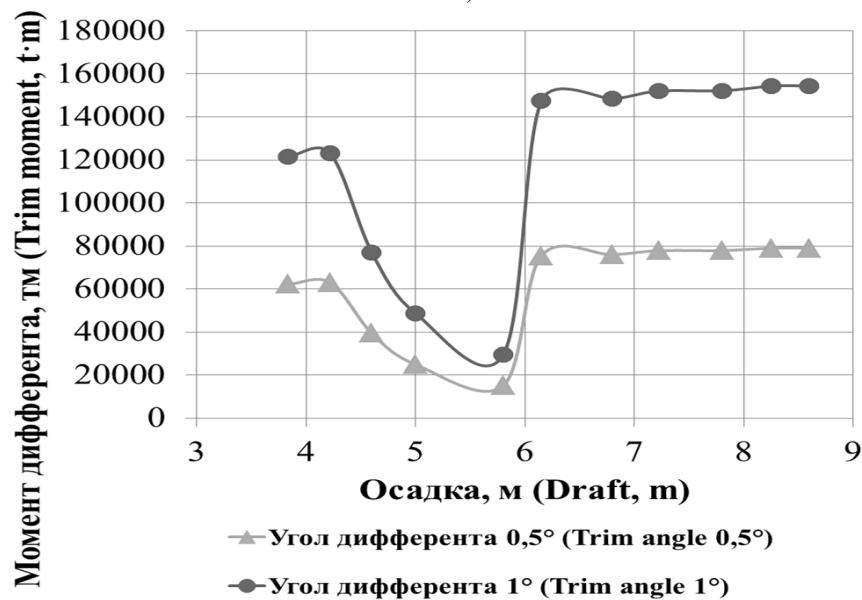
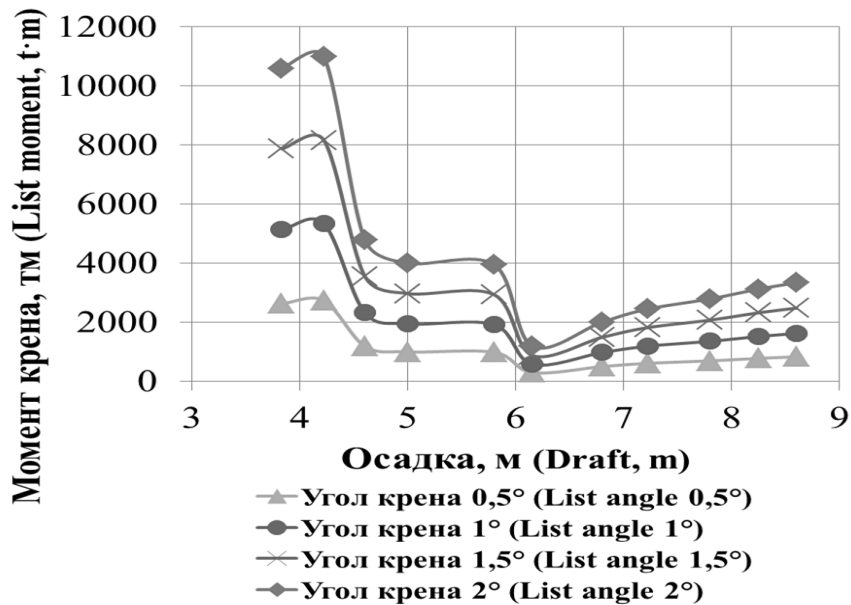


Рис. 5. Зависимости моментов от осадки плавучего дока с судном:
а) при крене; б) при дифференте.⁵

Для учета влияния судна на показатели начальной остойчивости плавучего дока, проведено моделирование случая погружения

плавучего дока с поставленным на кильблоки судном. Получены зависимости для моментов

⁵ Appendix 1

крена и дифферента от осадки при различных значениях крена и дифферента (рис 5).

Из графиков (рис. 5, а, б) видно, что процесс погружения плавучего дока начинается с осадки 3,83 м (осадка плавучего дока с судном порожнем). Под действием веса судна и увеличения балласта, плавучий док начинает погружаться, соответственно центр тяжести смещается вниз, что приводит к увеличению устойчивости и росту значений моментов крена и дифферента. После достижения осадки 4,6 м (осадка погруженного понтона) начинается процесс погружения кильблоковой дорожки и башен плавучего дока, соответственно значительно уменьшается площадь ватерлинии плавучего дока, что снижает метацентрические высоты плавучего дока. Вследствие данных изменений существенно уменьшатся значения моментов крена и дифферента. После чего значения моментов крена плавучего дока стабилизируются, и практически не меняется, а значения моментов дифферента постепенно уменьшаются. При достижении осадки 5,8 м. существенно увеличится площадь ватерлинии, которая будет состоять из плоскостей плавучего дока и судна, что существенно увеличит продольную метацентрическую высоту плавучего дока и уменьшит его поперечную метацентрическую высоту. Вследствие данных изменений существенно увеличатся значения моментов дифферента и уменьшатся значения моментов крена. Процесс погружения плавучего дока продолжается до значения осадки 8,6 м. При этом моменты крена плавно увеличиваются, а моменты дифферента стабилизируются.

БАЛЛАСТНАЯ СИСТЕМА ПЛАВУЧЕГО ДОКА И ЗАДАЧИ СТАБИЛИЗАЦИИ УГЛОВ КРЕНА И ДИФФЕРЕНТА

Оценка влияния размещения и массы жидкого груза на моменты крена и дифферента рассмотрена на примере предложенного плавучего дока грузоподъемностью 8500 тонн. Балластная система состоит из четырех ра⁶ Appendix 1 коробок, 20 балластных танков (Н) производительностью 3750 м³/час. В свою очередь, насосы центробежного типа работают с постоянной частотой вращения колес. Приемные трубопроводы имеют диаметр $d_1 = 750$ мм, разветвленный трубопровод балластных танков имеет диаметр $d_2 = 350$ мм. Все

клинкеты имеют мотор-редукторы 2-10 кВт и выступают в роли регуляторов расхода. Схема расположения балластных танков (БТ) данного плавучего дока приведена на рис. 6. Центральная часть понтона дока содержит балластные танки значительно больших размеров, чем балластные танки, которые находятся в носовой и кормовой частях.

Знак координат расположения балластных танков зависит от оси x : знак «+» соответствует носовому направлению, знак «-» – кормовому. Для оси y : знак «+» соответствует левому борту, знак «-» – правому борту.

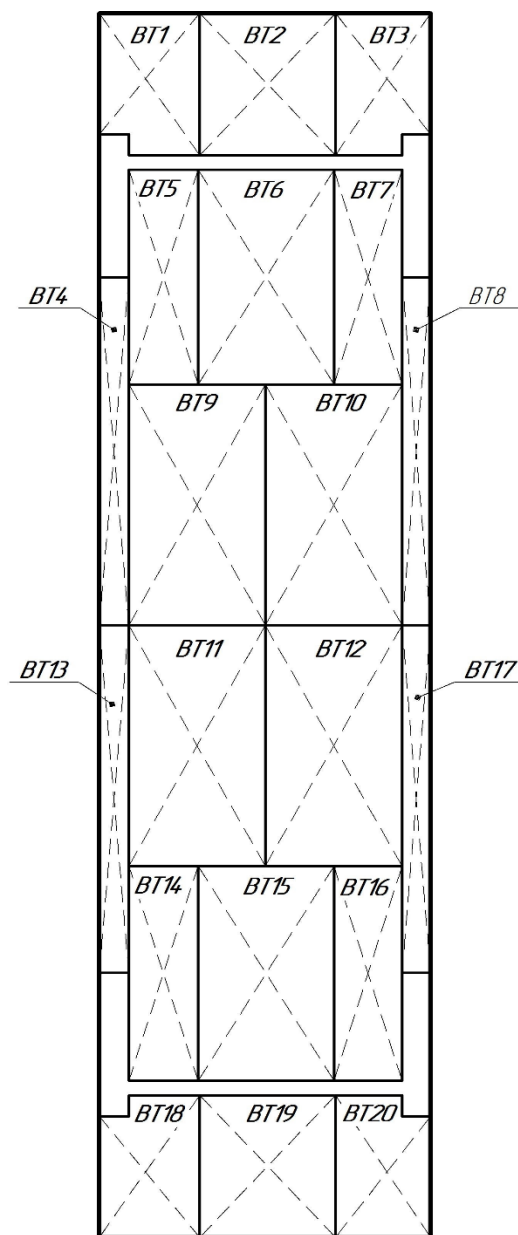


Рис. 6. Схема расположения балластных танков (БТ) плавучего дока.⁶

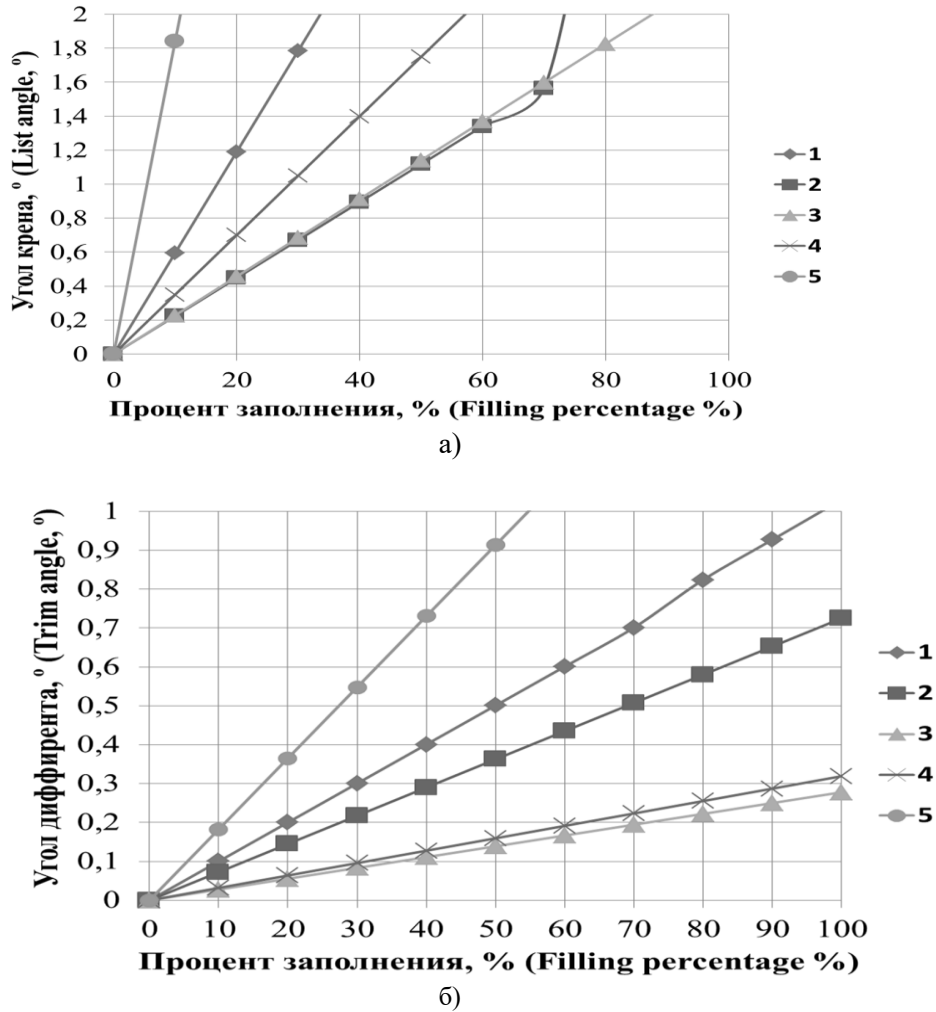


Рис. 7. Зависимость углов крена и дифферента от уровня заполнения балластных танков.⁸

Для расчета стабилизирующих моментов крена и дифферента рассмотрено более подробно влияние жидкого балласта в танках. Причем расчеты проводились для пустого плавучего дока с судном при осадке 3,83 м. Данная осадка является основной для выполнения ремонтных работ на судне в плавучем доке. Для балластировки рассмотрены по 5 позиций заполнения балластных танков, в частности для случаев создания крена на левый борт и дифферента на нос (таблица 1).

Из рис. 7а, б видно, что зависимости между величинами заполнения балластных танков и значениями крена и деферента плавучего дока практически линейные. Нелинейности наблюдаться только с теми группами балластных танков, в которых присутствуют БТ1, БТ18, БТ20. Эти балластные танки имеют разную площадь сечения в понтоне и башне, что приводит к смещению центра тяжести.

Таблица 1⁷.

Варианты заполнения балластных танков		
Position number	Floating dock in list on the left side	Floating dock in trim on nose
1	BT4, BT13	BT18, BT19, BT20
2	BT1, BT18	BT14, BT15, BT16
3	BT5, BT14	BT11, BT12
4	BT9, BT11	BT13, BT17
5	BT4, BT13, BT1, BT18, BT5, BT14, BT9, BT11	BT18, BT19, BT20, BT14, BT15, BT16, BT11, BT12, BT13, BT 17

^{7,8} Appendix 1

В зависимости от групп заполнения балластных танков получены значения стабилизирующих моментов и их влияние на углы крена и дифферента плавучего дока (рис. 7).

Для создания крена в 2° , можно заполнить следующие балластные группы: 1 группу на 10%, 2 группу на 73%, 3 группу на 87%, 4 группу на 56%, 5 группу на 35%. В свою очередь, для создания дифферента в 1° можно заполнить только две группы балластных танков: 1 группу на 98%, 5 группу на 53%.

Следовательно, стабилизация углов крена и дифферента плавучего дока напрямую оценивается путем соотношения возмущающих и стабилизирующих моментов. Соответственно в качестве показателя остойчивости используются значения составляющих нагрузок относительно влияния жидкого балласта плавучего дока, если момент крена или дифферента окажется меньше допустимого, то остойчивость считается достаточной. В противном случае остойчивость считается недостаточной и необходимо увеличить или уменьшить количество жидкого балласта в соответствующих танках.

Выводы

Разработанная модель позволяет рассчитывать изменение параметров начальной остойчивости плавучего дока (с судном и без) при различных значениях осадки.

Исследования начальной остойчивости реального плавучего дока среднего класса грузоподъемностью 8500 тон проведены с помощью разработанной авторами имитационной модели в программном комплексе FREE!SHIP Plus с учетом размеров дока и судна. В результате компьютерного моделирования получены зависимости: а) моментов от угла крена и дифферента при различных значениях осадки, б) моментов крена и дифферента от осадки при различных значениях крена и дифферента, в) углов крена и дифферента от уровня заполнения соответствующих танков. Данные зависимости могут быть использованы для дальнейшей разработки системы автоматической стабилизации крена и дифферента приведенного плавучего дока.

Разработанную математическую модель начальной остойчивости целесообразно использовать в дальнейших исследованиях при проектировании и настройке высокоэффективных систем стабилизации крена и дифферента плавучих доков различных классов.

APPENDIX 1 (ПРИЛОЖЕНИЕ 1)

¹**Fig. 1.** Initial stability of the floating dock with the vessel: a) in the case of roll; b) in the case of the diverter

²**Fig. 2.** Calculation model of the dock-ship system in the FREE! Ship Plus

³**Fig. 3.** Dependencies of moments on the angle of inclination of the floating dock: a) with list; b) with trim

⁴**Fig. 4.** Dependence of moments on the floating dock sediments: a) with list; b) with trim

⁵**Fig. 5.** Dependencies of moments on the draft of a floating dock with a vessel: a) with list; b) with trim

⁶**Fig. 6.** Layout of ballast tanks (BT) of floating dock

⁷**Table 1.** Ballast tank filling options

⁸**Fig. 7.** The dependence of the angles of list and trim on the filling level of the ballast tanks

Литература (References)

- [1] Rashkovsky O.S., Shchedrolosov O.V., Ermakov D.V., Uzlov O.M. Proektuvannya, tehnolohiya and orhanizatsiya pobudovy kompozytnykh plavuchykh dokiv [Design, technology and organization of building composite floating docks], 2015, Kherson, 320 p. (In Ukrainian)
- [2] Fukelman V.L. Fundamentals of ship theory. [Osnovy teorii korablya], 1977, Shipbuilding, Leningrad, 247 p. (in Russian).
- [3] Hughes O. F. Ship structural design. A rationally based, computer-aided optimization approach. 2000. Society of Naval Architects. 591 p.
- [4] Rawson K.J., Tupper E.C. Basic Ship Theory Combined Volume 5th Edition. 2001. Butterworth-Heinemann. 784 p.
- [5] Bruce G.J., Eyres D.J. Ship Construction. 2012, Elsevier. 388 p.
- [6] Musca D.G. Static and dynamic stability for floating cranes. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. doi: 10.1088/1757-899X/400/8/082015.
- [7] Lee K. Y., Cha J. H., Park K. P. Dynamic response of a floating crane in waves by considering the nonlinear effect of hydrostatic force *Ship Technology Research*, 2010, vol. 57, no. 1, pp. 62-71.
- [8] Zwaan S., Bernardino A., J. Santos-Victor. Vision based station keeping and docking for floating vehicles. *European Control Conference (ECC)*. 2001, pp. 2910-2915.
- [9] Smith, D.Q., LeVezu, A.P. *Floating Dock Deflection Management Systems*. Patent U.S. No. 8,467,921, 2013.
- [10] Burlacu E., Domnisoru L. Strength investigation of a small size floating dock unit by 3D-FEM models in head design waves. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. doi:10.1088/1757-899X/400/8/082005.
- [11] Yang G., Liang H., Wu C. Deflection and inclination measuring system for floating dock

- based on wireless networks. *Journal Ocean Engineering*. 2013, Issue 69. pp. 1–8.
- [12] Apostolidis A., Kokarakis J., Merikas A.: Modeling the Dry-Docking Cost: The Case of Tankers. *Journal of Ship Production and Design*, 2012, 28, No. 3, pp. 134–143.
- [13] Lundquist E.A. Science and an Art: Dry Docks Enable Vital Ship Construction, Maintenance and Repair. *Seapower*, 2015, pp. 10–13.
- [14] Dev A.K., Saha M. Modeling and Analysis of Ship Repairing Time. *Journal of Ship Production and Design*, 2015, 31, No. 2, pp. 129–136.
- [15] Kwon J.W., Seo J. Docking Control on Both Stationary and Moving Stations Based on Docking Formation. *Electronics Letters*, 2014, 50, No. 6, pp. 436–438.
- [16] Burlacu E., Pacuraru F., Domnisoru L. On the development of design software for floating dock units operating capabilities analysis. *Mechanical Testing and Diagnosis*. 2017, 7(1), pp. 5- 17
- [17] Valery V. Korotaev, Anton V. Pantiushin, Mariya G. Serikova, Andrei G. Anisimov. Deflection Measuring System for Floating Dry Docks. *Ocean Engineering*, 2016, Volume: 117, Pergamon, pp. 39-44.
- [18] Yu Y., Meng Q., Wang L., Yin B., Li P. Kinematics of parallel-series position and pose adjustment mechanism for automated docking system of replenishment at sea. *The 2010 IEEE International Conference on Information and Automation*. 2010. pp. 2273-2276.
- [19] Zhukov Y., Gordeev B., Zivenko A., Nakonechniy A. Polymetric Sensing in Intelligent Systems. Chapter in the book: *Advances in Intelligent Robotics and Collaborative Automation*. 2015, River Publishers, pp. 211-234.
- [20] Wang F. Study on closed-loop gain shaping control of floating dock control system. *International Conference on Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering*. 2010, Volume: 3, pp. 53 -55.
- [21] Wang F. Study on Mixed Sensitivity Control of Floating Dock Control System. *International Conference on Electrical and Control Engineering*. 2010, pp. 5641-5642.
- [22] Qian C., Hong W. Intellectual control of floating dock's immersion. *Ship Boat*, 2007, No 1, pp. 43–44.
- [23] Kondratenko Y.P., Kozlov O.V., Korobko O.V., Topalov A.M. Synthesis and Optimization of Fuzzy Control Systems for Floating Dock's Docking Operations. Chapter in the book: *Fuzzy Control Systems*, 2017, Nova Science Publishers, pp. 141–213.
- [24] Alyamovsky A. A. SolidWorks Simulation. How to solve practical problems [SolidWorks Simulation. Kak reshat prakticheskie zadachi], 2012, BHV- Petersburg, Saint Petersburg, – 488 p. (in Russian).

Сведения об авторах.



Кондратенко Юрий Пантелеевич,
д.т.н., профессор, профессор кафедры интеллектуальных информационных систем ЧНУ им. П. Могилы.
E-mail: y_kondrat2002@yahoo.com



Козлов Алексей Валерьевич,
к.т.н., доцент кафедры компьютеризированных систем управления НУК им. адм. Макарова, г.. Николаев,
E-mail: kozlov_ov@ukr.net



Топалов Андрей Николаевич,
преподаватель кафедры компьютеризированных систем управления НУК им. адм. Макарова, г.. Николаев,
E-mail: topalov_ua@ukr.net

Diagnosics of Linear Systems in the State Space

Verlan A. F.¹, Polozhaenko S. A.²

¹Institute of modeling problems in power engineering named after G. E. Pukhov.
Kyiv, Ukraine

²Odessa National Polytechnic University. Odessa, Ukraine

Abstract. The analysis of the state of the problem of quality ensurance and proper functioning of electrical systems and devices was carried out. It showed that not only the complete feasibility of monitoring their performance at the production and operation stages should be considered, but also the potential diagnostics of the systems and devices being developed should be ensured. At the same time, the limitations of the existing methodological support for conducting diagnostic experiments were noted. It was indicated that a possible solution of this problem was to use for diagnosing at all stages of the life cycle (in particular, designing, manufacturing and operating) the controlled systems and model-oriented methods, which made it possible to fill up a measurement information deficiency during the simulation of their schemes using the appropriate models. The purpose of this research was to further develop the model-oriented methods for diagnosis of the technical state of the electrical systems and devices, which was achieved by formalizing the task and developing constructive algorithms for localization of faulty subsystems in the state space. In this context, a method for the diagnostics of the linear systems (devices) was proposed, which ensures testing of the working hypotheses by describing them (the essence is the representation of the model) in the state space. Unlike the existing ones, the method allowed us, when conducting a diagnostic experiment, to avoid measuring the potentials at the nodes of the selected (localized) subcircuits. The application possibilities of the method in the engineering practice were illustrated by examples.

Keywords: diagnosis, method of diagnosis, health hypothesis, model, localization of a faulty subcircuit.

DOI: 10.5281/zenodo.3239162

Diagnosticarea sistemelor liniare în spațiul de stare

Verlan A. F.¹, Polozhaenko S. A.²

¹Institutul de Probleme de Modelare în Energetică al Academiei Naționale de Științe din Ucraina, numit după G. E. Pukhov. Kiev, Ucraina

²Odessa Universitatea Politehnică Națională. Odessa, Ucraina

Rezumat. Analiza stării problemei asigurării calității și funcționării corespunzătoare a sistemelor și dispozitivelor electrice a fost efectuată, ceea ce a arătat că ar trebui avută în vedere nu numai fezabilitatea completă a monitorizării performanței lor în etapele de producție și de operare, ci și diagnosticarea potențială a sistemelor și dispozitivelor dezvoltate. În același timp, s-au constatat limitările suportului metodologic existent pentru efectuarea experimentelor de diagnosticare și s-a arătat că o posibilă soluție la această problemă este folosirea pentru diagnosticare în toate etapele ciclului de viață (în special proiectarea, fabricarea și funcționarea) sistemelor și dispozitivelor controlate, lipsa informațiilor de măsurare în timpul simulării schemelor lor utilizând modele adecvate. Scopul cercetării efectuate în cadrul lucrării este de a dezvolta în continuare metode orientate pe model pentru diagnosticarea stării tehnice a sistemelor și dispozitivelor electrice, care se realizează prin formalizarea sarcinii și dezvoltarea algoritmilor constructivi pentru localizarea subsistemelor defecte în spațiul de stare. În legătură cu acestea, se propune o metodă de diagnosticare a sistemelor liniare (dispozitive), care asigură testarea ipotezelor de lucru în descrierea lor (punctul este reprezentarea modelului) în spațiul de stare. Spre deosebire de cele existente, metoda permite, atunci când efectuați un experiment de diagnostic, evitarea măsurării potențialelor la nodurile subcircuitelor selectate (localizate). Acțiunea metodei propuse se aplică subsistemelor cu observare independentă și control independent. În primul caz, acestea sunt subsisteme ale căror schimbări de stare nu afectează starea. În cel de-al doilea caz, acestea sunt subsisteme pentru care schimbarea semnalelor de intrare nu afectează semnalele de ieșire.

Cuvinte-cheie: diagnosticare, metodă de diagnosticare, ipoteză despre capacitatea de lucru, model, localizarea unui subsistem defect.

Диагностирование линейных систем в пространстве состояний Верлань А. Ф.¹, Положаенко С. А.²

¹Институт проблем моделирования в энергетике НАН Украины им. Г. Е. Пухова. Киев, Украина

²Одесский национальный политехнический университет. Одесса, Украина

Аннотация. Выполнен анализ состояния проблемы обеспечения качества и исправного функционирования электротехнических систем и устройств, который показал, что должна рассматриваться не только полная реализуемость текущего контроля их работоспособности на стадиях производства и эксплуатации, но и обеспечение потенциальной возможности диагностирования разрабатываемых систем и устройств – на стадии проектирования. При этом отмечена ограниченность имеющегося методического обеспечения по проведению диагностических экспериментов и указано, что возможное решение данной проблемы состоит в применении для диагностирования на всех этапах жизненного цикла (в частности, проектирования, изготовления и эксплуатации) контролируемых систем и устройств модельно-ориентированных методов, позволяющих покрыть дефицит измерительной информации в ходе моделирования их схем с использованием соответствующих моделей. Цель выполненного в работе исследования состоит в дальнейшем развитии модельно-ориентированных методов диагностирования технического состояния электротехнических систем и устройств, что достигается формализацией задачи и разработкой конструктивных алгоритмов локализации неисправных подсистем в пространстве состояний. В связи с этим предложен метод диагностирования линейных систем (устройств), обеспечивающий проверку гипотез о работоспособности при их описании (суть – представлении модели) в пространстве состояний. В отличие от имеющихся, метод позволяет, при проведении диагностического эксперимента, избегать измерений потенциалов в узлах, выделенных (локализованных) подсхем. Действие предложенного метода распространяется на подсистемы с независимым наблюдением и независимым управлением. В первом случае – это такие подсистемы, изменение состояния которых (в отдельности, при возникновении неисправности) не влияет на состояние, т. е. выходные сигналы, других подсхем. Во втором случае – это такие подсистемы, для которых изменение входных сигналов (для каждой в отдельности) не влияет на выходные сигналы других подсхем. Прикладные возможности метода в инженерной практике проиллюстрированы примером.

Ключевые слова: диагностирование, метод диагностирования, гипотеза о работоспособности, модель, локализация неисправной подсистемы.

ВВЕДЕНИЕ

Современный этап развития электротехнических систем и устройств (ЭС и ЭУ) характеризуется возрастанием их сложности, связанным с увеличением и усложнением выполняемых функций, совершенствованием технологий производства, ужесточением требований к показателям качества и т.д., что, в конечном итоге, приводит к усложнению методов и средств диагностирования, обеспечивающих необходимые свойства систем и устройств [1, 5, 7-9, 12]. Несмотря на значительные достижения в области диагностирования работоспособного состояния ЭС и ЭУ, в связи с техническим развитием последних актуальными являются теоретические исследования [2, 6, 11] и практическое применение [3, 12-14] методов диагностирования как основы для обеспечения необходимых показателей работоспособности широкого класса ЭС и ЭУ, а также повышения достоверности оценок их технического состояния.

Анализ работ в области диагностирования технического состояния ЭС и ЭУ [1, 4, 15-18, 20-22] показывает, что важной, но в тоже время не в полной мере решенной, остается

проблема получения оценок работоспособности указанных систем и устройств при ограниченном доступе к измерениям или отсутствием возможности таковых (например, для ЭС и ЭУ, которые нельзя вывести из эксплуатации или при отсутствии резервирования, в частности для систем и устройств аварийной сигнализации).

МЕТОД ЛОКАЛИЗАЦИИ НЕИСПРАВНЫХ ПОДСИСТЕМ В ПРОСТРАНСТВЕ СОСТОЯНИЙ

Излагаемый метод является развитием *метода обучающих и проверочных характеристик* (метода ОПХ [19]) и позволяет выполнить проверку гипотез о работоспособности на случай описания ЭС и ЭУ в пространстве состояний. Отличительная особенность метода состоит в использовании в ходе диагностического эксперимента *моделей исследуемых систем и устройств*, что позволяет избежать (в условиях ограниченного доступа) измерения потенциалов в узлах локализованных подсистем (подсхем).

Представление динамических систем в пространстве состояний с дискретными переменными позволяет провести формализацию

процедур анализа и диагностирования сложных многомерных замкнутых систем, удобную для численной реализации средствами вычислительной техники и, кроме того, позволяет с единых позиций рассматривать линейные и нелинейные, стационарные и нестационарные системы.

Проблема, которая возникает при численном анализе и диагностировании динамических систем, состоит в учете задержек сигналов от выходов подсистем к выходу систем (в целом). Она решается выделением путей прохождения сигналов от выходов диагностируемой подсистемы и выходом системы (в целом) на каждом такте реализации уравнений, описывающих систему.

1. Подсистема с независимым наблюдением. Для систем, характеризующихся независимостью (*инвариантностью*) наблюдений подсистем, выполним формализацию задачи диагностирования.

Постановка задачи. Исправная диагностируемая система описывается уравнениями

$$\mathbf{X}^*(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{X}^*(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k), \quad \mathbf{X}^*(0) = \mathbf{X}_0^*, \quad (1)$$

$$\mathbf{y}^*(k) = \mathbf{C} \mathbf{X}^*(k), \quad (2)$$

где \mathbf{X}^* – вектор состояния системы размерности n ; \mathbf{u} , \mathbf{y}^* – векторы измеряемых входных и выходных сигналов, соответственно; \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} – известные матрицы соответственно размерностей $n \times n$, $n \times q$, $r \times n$; k – номер уравнения в системе (1).

В диагностируемой системе могут быть выделены подсистемы, каждая из которых описывается некоторой совокупностью уравнений из системы уравнений (1).

Одна из подсистем может быть неисправна. В результате неисправностей подсистема может стать нелинейной, нестационарной, изменить свой порядок и начальное состояние. Требуется, располагая моделью (1), (2), входными и выходными сигналами диагностируемой системы, определить неисправную подсистему.

Модель неисправной системы. Неисправную систему (в целом) представим, как состоящую из неисправной и исправной подсистем. Неисправная подсистема описывается известной зависимостью $\mathbf{Z}_i(k+1) = f_i[\mathbf{V}_i(k)]$, где

\mathbf{Z}_i , \mathbf{V}_i – векторы выходных и входных сигналов подсистем соответственно размерностей r_i и m_i .

Для описания исправной подсистемы удалим из системы уравнений (1) уравнения, описывающие подсистему S_i (далее будем использовать одно и то же обозначение S_i , дополняя его указанием в конкретном случае, является подсистема *исправной* или *неисправной*). Кроме того, выделим пути прохождения выходных сигналов исправной и неисправной подсистем. При этом матрица \mathbf{A} преобразуется в матрицы \mathbf{A}_i , \mathbf{N}_i , а матрица \mathbf{C} – в матрицы \mathbf{C}_i , \mathbf{P}_i .

В качестве иллюстрации образующихся при выделении подсистем связей в системе на рис. 1 приведена структурная схема системы с неисправной подсистемой S_i (здесь t^{-1} – оператор единичного запаздывания).

Выполним описание данной системы.

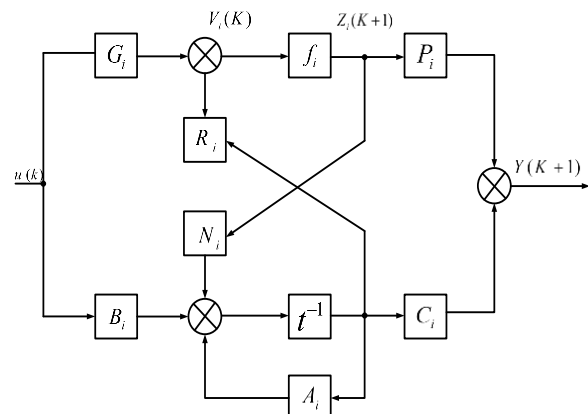


Рис. 1. Структурная схема системы с неисправной подсистемой S_i

Fig. 1. Block diagram of a system with a faulty subsystem

Исправная часть системы описывается следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{X}_i(k+1) &= \mathbf{A}_i \mathbf{X}_i(k) + \mathbf{N}_i \mathbf{Z}_i(k) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}(k), \\ \mathbf{V}_i(k) &= \mathbf{R}_i \mathbf{X}_i(k) + \mathbf{G}_i \mathbf{u}(k), \\ \mathbf{Y}_i(k) &= \mathbf{C}_i \mathbf{X}_i(k) + \mathbf{P}_i \mathbf{Z}_i(k), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где \mathbf{X}_i – вектор переменных состояния исправной подсистемы, \mathbf{Y}_i – вектор выходных сигналов системы (в целом) при неисправной подсистеме S_i .

Вектор \mathbf{X}_i сформирован из вектора \mathbf{X}^* заменой нулями компонент, соответствующих переменным состояния исправной подсистемы S_i . Вектор \mathbf{Z}_i сформирован из вектора

\mathbf{X}^* заменой нулями компонент, которые не являются выходными переменными исправной подсистемы S_i (выходные сигналы исправной подсистемы S_i в нашем случае представляют собой компоненты вектора переменных состояния \mathbf{X}^*).

Формально матрицы \mathbf{A}_i , \mathbf{N}_i можно получить из матрицы \mathbf{A} , а матрицу \mathbf{B}_i из матрицы \mathbf{B} заменой нулями строк, соответствующих уравнениям, описывающих исправную подсистему S_i . Кроме того, в матрице \mathbf{A}_i нулями заменены все столбцы, элементы которых не являются сомножителями переменных состояния \mathbf{X}_i исправной подсистемы, в матрице \mathbf{N}_i нулями заменены все столбцы, элементы которых не являются сомножителями вектора переменных \mathbf{Z}_i .

Матрица \mathbf{C}_i получена из матрицы \mathbf{C} заменой нулями столбцов, элементы которых не являются сомножителями вектора переменных состояния \mathbf{X}_i , а матрица \mathbf{P}_i получена из матрицы \mathbf{C} заменой нулями столбцов, элементы которых не являются сомножителями вектора переменных \mathbf{Z}_i .

Матрица \mathbf{R}_i размерности $m_i \times n$ выделяет из вектора \mathbf{X}_i (в соответствующих клетках матрицы стоят единицы) компоненты, являющиеся входными сигналами неисправной подсистемы S_i .

Матрица \mathbf{G}_i размерности $m_i \times q$ выделяет из матрицы \mathbf{u} (в соответствующих клетках матрицы стоят единицы) компоненты, являющиеся входными сигналами подсистемы S_i .

В описании исправной подсистемы неисправной системы (в целом) векторы и матрицы формируются заменой нулями компонент, а не их удалением из исходных векторов и матриц для того, чтобы упростить соблюдение размерностей при анализе системы в матричном виде.

Наблюдаемость и различимость подсистем. Введем определение.

Определение 1. Некоторую неисправную подсистему S_i будем называть *наблюдаемой*, если по измерениям входных и выходных сигналов системы (в целом) можно определить выходной сигнал $\mathbf{Z}_i(0)$ подсистемы S_i .

Возможны две ситуации:

— начальное состояние исправной подсистемы известно;

— начальное состояние исправной подсистемы неизвестно (состояние неисправной подсистемы всегда известно).

Получим критерий наблюдаемости неисправной подсистемы S_i , когда известно начальное состояние $\mathbf{X}_i(0)$ в случае исправной подсистемы.

Как следует из (3), выходные сигналы системы с неисправной подсистемой S_i определяются зависимостью

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Y_i(0) \\ Y_i(1) \\ \vdots \\ Y_i(v_i) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_i \\ C_i A_i \\ \vdots \\ C_i A_i^{v_i} \end{bmatrix} \mathbf{X}_i(0) + \\ &+ \begin{bmatrix} P_i & & & \\ C_i N_i & P_i & & \\ \vdots & & \ddots & \\ C_i A_i^{v_i-1} N_i & C_i A_i^{v_i-2} \dots P_i & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_i(0) \\ Z_i(1) \\ \vdots \\ Z_i(v_i) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & & & \\ C_i B_i & 0 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ C_i A_i^{v_i-1} B_i & C_i A_i^{v_i-2} B_i \dots C_i B_i & & \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} u(0) \\ u(1) \\ \vdots \\ u(v_i-1) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4)$$

В матричном виде систему уравнений (4) запишем, соблюдая соответствие слагаемых, следующим образом:

$$\Lambda_i(v_i) = \Psi_i^{(v_i)} \mathbf{X}_i(0) + \Phi_i^{(v_i)} \boldsymbol{\mu}_i(v_i) + \theta_i^{(v_i)} \mathbf{U}(v_i-1), \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} \Lambda_i(v_i) &= [Y_i(0), \dots, Y_i(v_i)]^T, \\ \boldsymbol{\mu}_i(v_i) &= [Z_i(0), \dots, Z_i(v_i)]^T, \\ \mathbf{U}(v_i-1) &= [u(0), \dots, u(v_i-1)]^T. \end{aligned}$$

Поскольку в формируемую систему уравнений для определения $\mathbf{Z}_i(0)$ не должны входить неизвестные значения $\mathbf{Z}_i(k)$; $k \geq 1$, то из (4), (5) необходимо исключить уравнения, содержащие $\mathbf{Z}_i(k)$; $k \geq 1$. При этом (5) преобразуется к виду

$$\Lambda_i(v_i) = \mathbf{K}_i^{(v_i)} \mathbf{X}_i(0) + \mathbf{F}_i^{(v_i)} \mathbf{Z}_i(0) + \mathbf{Q}^{(v_i)} \mathbf{U}(v_i - 1). \quad (6)$$

Обозначим

$$\Delta \mathbf{Z}_i(0) = \Delta \mathbf{Z}_i(0) - \Delta \mathbf{Z}_i^*(0) \text{ и} \\ \Delta \Lambda_i(v_i) = \Lambda_i(v_i) - \Lambda_i^*(v_i). \quad (7)$$

где $\Lambda_i^*(v_i)$ – вектор выходных сигналов исправной системы, определяемый путем расчетов или замеров сигналов исправного экземпляра системы.

Из (6) следует

$$\Delta \Lambda_i(v_i) = \mathbf{F}_i^{(v_i)} \Delta \mathbf{Z}_i(0). \quad (8)$$

Матрицу $\mathbf{F}_i^{(v_i)}$ будем называть *матрицей наблюдаемости* неисправной подсистемы S_i .

Формально матрицу $\mathbf{F}_i^{(v_i)}$ можно получить по следующему алгоритму:

— сформировать матрицу

$$\begin{bmatrix} P_i \\ \text{-----} \\ C_i N_i \\ \text{-----} \\ \vdots \\ \text{-----} \\ C_i A_i^{v_i-1} N_i \end{bmatrix},$$

— в очередной составляющей матрице, отделенной штриховыми линиями, удалить строки, соответствующие номерам ненулевых строк предыдущих составляющих матриц (в данном случае для сохранения размерности матриц с целью обеспечения удобства их сопоставления строки не удаляются, а заменяются прочерком).

Утверждение 1. Подсистема S_i наблюдаема в том и только том случае, если существует такое значение v_i , что ранг матрицы $\mathbf{F}_i^{(v_i)} = n_i$.

Справедливость утверждения следует из условия разрешимости уравнения (8) относительно $\Delta \mathbf{Z}_i(0)$.

Уравнение, составленное относительно оцениваемой величины, будем называть *диагностическим*. В данном случае диагностическим является уравнение (8).

Обозначим через H_i гипотезу о том, что неисправна подсистема S_i . Гипотеза H_i проверяется путем формирования диагностического уравнения (8) и проверки его совместности.

Если уравнение (8) совместно, то гипотеза H_i принимается и подсистема S_i считается неисправной, если (8) не совместно, то гипотеза H_i не принимается.

Будем говорить, что подсистемы S_i, S_j *неразличимы*, если гипотеза H_i принимается как при неисправной подсистеме S_i , так и неисправной подсистеме S_j .

Уравнение (8) составлено относительно $\mathbf{Z}_i(0)$ на отрезке времени $[0, v_i]$. Для уверенного распознавания гипотезы может потребоваться проверка совместности диагностического уравнения, составленного относительно $\mathbf{Z}_i(\eta)$ на отрезке $[\eta, \eta + v_i]$, $\eta \geq 0$ при $\Delta \Lambda_i(\eta + v_i) \neq \mathbf{0}$.

Подсистемы S_i, S_j неразличимы при гипотезе H_i в том и только том случае, если при неисправной подсистеме S_j существует такое значение $\Delta \mathbf{Z}_i(0)$, что $\Delta \Lambda_i(v_i) = \Delta \Lambda_{i,j}(v_i)$, где $\Delta \Lambda_{i,j}(v_i)$ – вектор, образованный из компонент вектора выходных сигналов системы с неисправной подсистемой S_j , соответствующих компонентам вектора $\Delta \Lambda_i(v_i)$.

Выходные сигналы системы с неисправной подсистемой S_j описываются выражением (5) при замене индекса i на индекс j . При этом $\Delta \Lambda_{i,j}(v_i)$ определяется зависимостью

$$\Delta \Lambda_{i,j}(v_i) = \Phi_{j,i}^{(v_i)} \Delta \mu_i(v_i), \quad (9)$$

где $\Phi_{j,i}^{(v_i)}$ – матрица, полученная из матрицы $\Phi_j^{(v_i)}$ удалением строк, для которых не существует компонент в векторе $\Delta \Lambda_i(v_i)$.

С учетом (8), (9) равенство $\Delta \Lambda_i(v_i) = \Delta \Lambda_{i,j}(v_i)$ запишем в виде

$$\mathbf{F}_i^{(v_i)} \Delta \mathbf{Z}_i(0) = \Phi_{j,i}^{(v_i)} \Delta \mu_i(v_i). \quad (10)$$

Утверждение 2. Подсистемы S_i, S_j различимы при гипотезе H_i , если

$$\text{ранг} \left[\mathbf{F}_i^{(v_i)} \mid \Phi_{j,i}^{(v_i)} \right] = \eta_i + \text{ранг} \Phi_{j,i}^{(v_i)}. \quad (11)$$

Заметим, что матрица $\Phi_{j,i}^{(v_i)}$ может иметь произвольный ранг. Справедливость утверждения следует на условия линейной независимости $\Delta\mu_i(v_i)$, $\Delta Z_i(0)$.

Аналогично (11) можно получить условие различимости подсистем S_i , S_j при гипотезе H_i для случая, когда начальное состояние исправной подсистемы неизвестно.

2. Подсистемы с независимым управлением. Рассмотрим системы, характеризующиеся независимостью (*инвариантностью*) управлений подсистем.

Входные сигналы неисправной подсистемы S_i на интервале $[0, \eta]$ согласно (3) определяются зависимостью.

$$\begin{bmatrix} V_i(0) \\ V_i(1) \\ \vdots \\ V_i(\eta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_i \\ R_i A_i \\ \vdots \\ R_i A_i^\eta \end{bmatrix} \mathbf{X}_i(0) + \begin{bmatrix} 0 & & & \\ R_i N_i & & 0 & \\ \vdots & & & \\ R_i A_i^{\eta-1} N_i & R_i A_i^{\eta-2} N_i & \dots & R_i N_i \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} Z_i(0) \\ Z_i(1) \\ \vdots \\ Z_i(\eta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & & & \\ R_i B_i & & G_i & \\ \vdots & & & \\ R_i A_i^{\eta-1} B_i & R_i A_i^{\eta-2} B_i & \dots & G_i \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u(0) \\ u(1) \\ \vdots \\ u(\eta) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

В матричном виде систему уравнений (12) запишем следующим образом:

$$\mathbf{V}_i(\eta) = \mathbf{E}_i^{(\eta)} \mathbf{X}_i(0) + \mathbf{\Gamma}_i^{(\eta)} \boldsymbol{\mu}_i(\eta-1) + \mathbf{W}_i^{(\eta)} \mathbf{U}(\eta) \quad (13)$$

Входные сигналы $\mathbf{V}_j(\eta)$ подсистемы S_j при гипотезе H_i определяются системой уравнений (12) при замене матриц \mathbf{R}_i , \mathbf{G}_i на \mathbf{R}_j , \mathbf{G}_j . При этом $\mathbf{V}_j(k)$ определяется k -м уравнением системы уравнений (12).

Определение 2. Подсистемы S_i , S_j будем называть подсистемами с *независимым управлением* при гипотезе H_i , если для каждой компоненты $V_{j,s}(k)$ вектора $\mathbf{V}_j(k)$ существует такое значение $k = k_s$, что переменная $V_{j,s}(k_s)$ линейно независима с вектором $\mathbf{V}_i(\eta)$.

Для линейно независимых $V_i(\eta)$, $V_{j,s}(k_s)$ существуют входные сигналы системы, обеспечивающие изменение $V_{j,s}(k_s)$ при неизменном значении $\mathbf{V}_i(\eta)$. Если при изменении входных сигналов системы на $\Delta U(\eta)$ входные сигналы подсистемы S_i не меняются, то не меняются и ее выходные сигналы. На основе выше изложенного, сформулируем утверждение.

Утверждение 3. Подсистемы S_i , S_j имеют независимые управления при гипотезе H_i в том случае, если существуют такие значения k_s , $s = \overline{1, m_j}$, для которых выполняется

$$\text{ранг}[\mathbf{W}_i^{(\eta)} \mathbf{V}_j(k_s)]^\Gamma = \text{ранг} \mathbf{W}_i^{(\eta)} + 1. \quad (14)$$

Для проверки гипотезы H_i сформируем входные сигналы системы $\mathbf{u}^{od}(v_i - 1)$, $\mathbf{u}^{np}(v_i - 1)$ (обучающие, проверочные), обеспечивающие вариацию переменной $V_{j,s}(k_s)$ при неизменном значении $V_i(\eta)$. Эти сигналы могут быть произвольными, но должны отличаться на некоторую величину $\Delta u(\ell)$. Тогда, задав $\mathbf{u}^{od}(v_i - 1)$, получим $\mathbf{u}^{np}(v_i - 1) = \mathbf{u}^{od}(v_i - 1) + \Delta u(\ell)$.

Пусть имеется возможность установки неисправной системы в начальное состояние, которое для исправной части системы известно, а для неисправной подсистемы S_i неизвестно. В этом случае процедура проверки гипотезы H_i следующая.

1. Система устанавливается в начальное состояние, и при $\mathbf{u}^{od}(v_i - 1)$ определяется согласно (7) матрица $\Delta \Lambda_i^{od}(v_i)$.
2. Система устанавливается в начальное состояние, и, при $\mathbf{u}^{np}(v_i - 1)$, определяется матрица $\Delta \Lambda_i^{np}(v_i)$.
3. Проверяется совместность системы уравнений

$$\begin{bmatrix} \Delta \Lambda_i^{od}(v_i) \\ \Delta \Lambda_i^{np}(v_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_i^{(v_i)} \\ \mathbf{F}_i^{(v_i)} \end{bmatrix} \times \Delta Z_i(0), \quad (15)$$

что эквивалентно проверке равенства $\Delta \Lambda_i^{od}(v_i) = \Delta \Lambda_i^{np}(v_i)$.

Если система уравнений (15) несовместна, то гипотеза H_i не принимается; если система

уравнений (15) совместна, то это не противоречит гипотезе H_i .

Для окончательной проверки гипотезы H_i совместность системы уравнений (15) необходимо проверить при входных сигналах, обеспечивающих вариацию входных сигналов всех подсистем, имеющих с подсистемой S_i независимые управления. Заметим, что входные сигналы $\mathbf{u}^{od}(\nu_i - 1)$, $\mathbf{u}^{np}(\nu_i - 1)$, обеспечивающие вариацию входных сигналов подсистемы S_j , обычно обеспечивают также вариацию входных сигналов других подсистем. Это позволяет при одних и тех же входных сигналах системы (в целом) обеспечить различимость подсистемы S_i с несколькими подсистемами.

Проиллюстрируем полученные теоретические положения на примере.

Пример. Пусть исправная система, структурная схема которой представлена на рис 2, описывается моделью вида (1), (2).

При этом соответствующие матрицы представляются как:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1000 \\ 0101 \\ 1110 \\ 0011 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 11 \\ 01 \\ 00 \\ 00 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1000 \\ 0010 \\ 0001 \end{bmatrix}.$$

В результате неисправностей могут достаточно произвольно изменяться описания подсистем 1 – 4 и связи между ними. В данном случае неисправна подсистема 4, описание которой имеет вид $\mathbf{X}_4(k+1) = [\mathbf{X}_4(k) - \mathbf{X}_3(k)]^2$, $\mathbf{Z}_4(k) = \mathbf{X}_4(k)$. Начальное состояние системы $\mathbf{X}(0) = [\mathbf{X}_1(0), \mathbf{X}_2(0), \mathbf{X}_3(0), \mathbf{X}_4(0)]^T = (1, 2, 3, 4)^T$ – неизвестно.

Место неисправности будем определять проверкой соответствующих гипотез. Выделим подсистемы S_1, S_2 . Полагая, что неисправной может быть одна из этих подсистем, заметим, что в подсистеме S_2 могут изменяться связи между подсистемами 2 – 4.

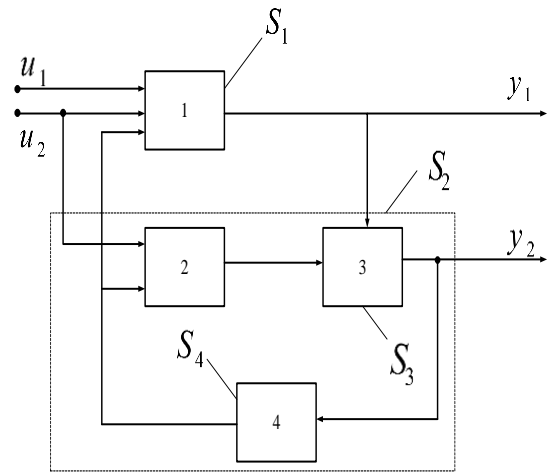


Рис. 2. Структурная схема исправной системы

Fig. 2. Block diagram of a working system

Получим исходные векторы и матрицы при оценке различимости подсистем и формировании диагностического уравнения для гипотезы H_1 :

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0000 \\ 0101 \\ 0110 \\ 0011 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N}_1 = \begin{bmatrix} 0000 \\ 0000 \\ 0001 \\ 0000 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0000 \\ 0010 \\ 0001 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{P}_1 = \begin{bmatrix} 1000 \\ 0000 \\ 0000 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 00 \\ 01 \\ 00 \\ 00 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_1(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ X_2(0) \\ X_3(0) \\ X_4(0) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Z}_1(0) = \begin{bmatrix} Z_1(0) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Число оцениваемых компонент вектора $\mathbf{X}_1(0)$ равно трем ($\ell_1 = 3$), а вектора $\mathbf{Z}_1(0)$ – единице ($n_1 = 1$).

Диагностическое уравнение для проверки гипотезы H_1 при $\nu_1 = 2$ имеет вид

$$\Lambda_1(2) - \mathbf{Q}_1^{(2)} \mathbf{u}(1) = \left[\mathbf{F}_1^{(2)} \middle| \mathbf{K}_1^{(2)} \right] \times \begin{bmatrix} Z_1(0) \\ X_1(0) \end{bmatrix}, \quad (16)$$

где

$$\Lambda_1(2) = \begin{bmatrix} y_1(0) \\ y_2(0) \\ y_3(0) \\ \text{---} \\ - \\ y_2(1) \\ y_3(1) \\ \text{---} \\ - \\ y_3(2) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}_1^{(2)} = \mathbf{0},$$

$$\mathbf{F}_2^{(1)} = \begin{bmatrix} 0000 \\ 0010 \\ 0001 \\ \text{---} \\ 0001 \\ - \\ - \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{K}_2^{(1)} = \begin{bmatrix} 1000 \\ 0000 \\ 0000 \\ \text{---} \\ 1000 \\ - \\ - \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(0) = \begin{bmatrix} u_1(0) \\ u_2(0) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{F}_1^{(2)} = \begin{bmatrix} 1000 \\ 0000 \\ 0000 \\ \text{---} \\ - \\ 1000 \\ 0000 \\ \text{---} \\ - \\ - \\ 1000 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_1^{(2)} = \begin{bmatrix} 0000 \\ 0010 \\ 0001 \\ \text{---} \\ - \\ 0110 \\ 0011 \\ \text{---} \\ - \\ - \\ 0121 \end{bmatrix}.$$

$$\mathbf{Z}_2(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ Z_3(0) \\ Z_4(0) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_2(0) = \begin{bmatrix} X_1(0) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Заметим, что интервал наблюдения за системой $[0, \nu_2 = 1]$ при гипотезе H_2 увеличить нельзя, так как при $k > \nu_2 = 1$ из формируемой системы диагностических уравнений удаляются все уравнения.

Поскольку $\text{ранг} \left[\mathbf{F}_1^{(2)} \mid \mathbf{K}_1^{(2)} \right] = n_1 + \ell_1 = 4$, то неисправная подсистема S_1 наблюдаема.

Поскольку $\text{ранг} \left[\mathbf{F}_2^{(1)} \mid \mathbf{K}_2^{(1)} \right] = n_2 + \ell_2 = 3$, то неисправная подсистема S_2 наблюдаема.

Диагностическое уравнение для проверки гипотезы H_2 при $\nu_2 = 1$ следующее:

Оценим различимость подсистем S_1, S_2 при гипотезе H_1 . Имеем

$$\Lambda_2(1) - \mathbf{Q}_2^{(1)} \mathbf{u}(1) = \left[\mathbf{F}_2^{(1)} \mid \mathbf{K}_2^{(1)} \right] \times \begin{bmatrix} Z_2(0) \\ X_2(0) \end{bmatrix}, \quad (17)$$

где при $n_2 = 2; \ell_2 = 1$

$$\Lambda_2(1) = \begin{bmatrix} y_1(0) \\ y_2(0) \\ y_3(0) \\ \text{---} \\ y_1(1) \\ - \\ - \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}_2^{(1)} = \begin{bmatrix} 00 \\ 00 \\ 00 \\ \text{---} \\ 11 \\ - \\ - \end{bmatrix},$$

$$\Phi_{2,1}^{(2)} = \begin{bmatrix} 0000 \\ 0010 \\ 0001 \\ \text{---} \\ - \\ 0000 \quad 0010 \\ 0000 \quad 0001 \\ \text{---} \\ - \quad - \quad - \\ - \quad - \quad - \\ 0000 \quad 0000 \quad 0001 \end{bmatrix},$$

$$\Psi_{2,1}^{(2)} = \begin{bmatrix} 1000 \\ 0000 \\ 0000 \\ - \\ - \\ 0000 \\ 0000 \\ - \\ - \\ 0000 \end{bmatrix}$$

Так как ранг $[\mathbf{F}_1^{(2)} | \mathbf{K}_1^{(2)} | \mathbf{\Phi}_{2,1}^{(2)} | \Psi_{2,1}^{(2)}] = 6 > n_1 + \ell_1 = 4$, то подсистемы S_1, S_2 при гипотезе H_1 различимы для широкого класса неисправностей. Аналогичным образом можно убедиться, что подсистемы S_1, S_2 при гипотезе H_4 также различимы.

При $u_1(k) = 1, u_2(k) = 2; k = 0, 1$ выходные сигналы неисправной системы следующие:

$$y_1(0) = 1, y_2(0) = 3, y_3(0) = 4, y_1(1) = 8, y_2(1) = 6, \\ y_3(1) = 1, y_1(2) = 12, y_2(2) = 22, y_3(2) = 25.$$

Подставив значения входных и выходных сигналов системы в диагностические уравнения (16), (17), можно убедиться, что система уравнений (10) несовместна, а (11) – совместна. При этом $X_1(0) = 1, Z_2(0) = 2, Z_3(0) = 3$. Следовательно, гипотеза H_2 принимается, и подсистема S_2 считается неисправной.

На примере проверки подсистемы S_4 (гипотеза H_4) рассмотрим процедуру диагностирования подсистем с независимым управлением S_3, S_4 . Далее будут использоваться только выходы системы y_2, y_3 . При этом матрица \mathbf{C} меняется на матрицу $\bar{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 0010 \\ 0001 \end{bmatrix}$.

Исходные векторы и матрицы для формирования диагностического равенства при гипотезе H_4 следующие:

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} 1000 \\ 0100 \\ 1110 \\ 0000 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N}_4 = \begin{bmatrix} 0001 \\ 0001 \\ 0000 \\ 0000 \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{C}}_4 = \begin{bmatrix} 0010 \\ 0000 \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{P}}_4 = \begin{bmatrix} 0000 \\ 0001 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} 11 \\ 01 \\ 00 \\ 00 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_4(0) = \begin{bmatrix} X_1(0) \\ X_2(0) \\ X_3(0) \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Z}_4(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ Z_4(0) \end{bmatrix}.$$

Диагностическое равенство при $v_4 = 2$ имеет вид

$$\begin{bmatrix} y_2(0) \\ y_3(0) \\ - \\ y_2(1) \\ - \\ y_2(2) \end{bmatrix}_{\text{од}} - \begin{bmatrix} y_2(0) \\ y_3(0) \\ - \\ y_2(1) \\ - \\ y_2(2) \end{bmatrix}_{\text{пр}} = \begin{bmatrix} 00 \\ 00 \\ - \\ 00 \\ - \\ 12 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta u_1(0) \\ \Delta u_2(0) \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Входные сигналы проверяемой подсистемы S_4 определяются зависимостью

$$\mathbf{V}_4(k) = \mathbf{X}_3(k) = \mathbf{R}_4 \mathbf{X}_4(k) + \mathbf{G}_4 \mathbf{u}(k) = [0010] \mathbf{X}_4(k), \quad \mathbf{G}_4 = \mathbf{0}.$$

Входные сигналы подсистемы S_3 при гипотезе H_4 определяются выражениями

$$\mathbf{V}_3(k) = \begin{bmatrix} V_{3,1}(k) \\ V_{3,2}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} = \mathbf{R}_3,$$

$$\mathbf{X}_4(k) = \begin{bmatrix} 1000 \\ 0100 \end{bmatrix} \mathbf{X}_4(k), \quad \mathbf{G}_3 = \mathbf{0}.$$

Вариацию входных сигналов системы $\Delta u(0)$, обеспечивающих постоянство вектора $\mathbf{V}_4(1) = [\mathbf{V}_4(0), \mathbf{V}_4(1)]^T$ и вариацию переменной $V_{2,1}(1)$, найдем из системы уравнений.

$$\begin{bmatrix} \Delta V_4(1) = 0 \\ - \\ \Delta V_{3,1}(1) = 5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_4^{(1)} \\ - \\ \omega_{3,4}^{(1)} \end{bmatrix} \cdot \Delta u(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ - \\ 1 \ 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_1(0) \\ \Delta u_2(0) \end{bmatrix},$$

где

$$\mathbf{W}_4^{(1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_4 & | & \\ - & - & - \\ \mathbf{R}_4 \ \mathbf{B}_4 & | & \mathbf{G}_4 \end{bmatrix} = \mathbf{0},$$

$\omega_{3,4}^{(1)}$ – первая строка (без нулевых столбцов) матрицы

$$\omega_{3,4}^{(1)} = \left[\mathbf{R}_3 \mathbf{B}_4 \mid \mathbf{G}_4 \right] = \left[\begin{array}{c|cc} 11 & 0 & 0 \\ \hline 01 & 0 & 0 \end{array} \right].$$

Имеем $\Delta u(0) = (2, 3)^T$. Задав $u^{od}(0) = (1, 2)^T$, получим $u^{np}(0) = (3, 5)^T$.

Процедура проверки гипотезы H_4 :

1. Подав на систему $u^{od}(0)$, получим

$$\Lambda_4^{od}(2) = [y_2(0) = 3, y_3(0) = 4, y_2(1) = 6, y_2(2) = 22]^T.$$

2. Установив систему в начальное (неизвестное) состояние, при $u^{np}(0)$ имеем

$$\Lambda_4^{np}(2) = [y_2(0) = 3, y_3(0) = 4, y_2(1) = 6, y_2(2) = 30]^T$$

3. Проверив на основе полученных данных равенство (18), убеждаемся, что оно выполняется. Гипотеза H_4 принимается, и подсистема S_4 считается неисправной.

ВЫВОДЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Изложенный метод, как и базовый метод ОПХ, разработан для использования в условиях ограниченного доступа к узлам схемы диагностируемой ЭС или ЭУ и позволяет локализовать неисправные подсистемы независимо от вида возникшей неисправности.

После проведения анализа различимости подсистем, результаты проверки каждой гипотезы являются *надежными*, т.е. не требуют хранения и проверки других гипотез. При применении метода локализованные подсистемы являются непересекающимися, а их выделение может производиться оперативно в процессе диагностирования и не накладывает никаких ограничений.

В практических приложениях для локализации неисправных подсистем в линейных схемах предложенный метод сводится к формированию инвариантных соотношений, представляющих собой определенный словарь неисправностей, причем он (метод) позволяет значительно снизить как количество требуемых замеров, так и объем вычислений.

Литература (References)

[1] Armor A. F. Expert systems for power plants: the floodgates are opening. *Power Engineering*, 2009, vol. 93, no 7, pp. 29—33.

[2] Bilski A., Wojciechowski J. Automatic parametric fault detection in complex analog systems based on a method of minimum node selection. *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci.*, 2016, vol. 26, no 3, pp. 655—668. DOI: 10.1515/amcs-2016-0045.

[3] Bowman R. J., Lane D. J A knowledge based system for analog integrated circuit design. *IEEE Int. Conf. Computer Aided Design*, 1988. — pp. 210—212.

[4] Catelani M., Giraldi S. A measurement system for fault detection and fault isolation of analog circuits. *Int. Journ. Measurement*, 1999, vol. 25, no 2, pp. 115—122.

[5] Catelani M., Fort A. Soft fault detection and isolation in analog circuits: some results and a comparison between a fuzzy approach and radial basis function networks. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2002, vol. 51, Issue: 2, pp. 196—202 DOI: 10.1109/19.997811.

[6] Czaja Z. A fault diagnosis algorithm of analog circuits based on node-voltage relation. *IEEE 12th IMEKO TC1 & TC7 Joint Symposium on Man Science & Measurement*, 2008, vol. 3 — 5, pp. 297—304.

[7] Dong H., Ma T., He B., Liu G. Multiple-fault diagnosis of analog circuit with fault tolerance. *IEEE 2017 6th Data Driven Control and Learning Systems (DDCLS)*, 2017, pp. 167 — 172. DOI: 10.1109/DDCLS.2017.8068085.

[8] Fedi G., Manetti M., Piccirilli M. Cristina, Starzyk J. Determination of an Optimum Set of Testable Components in the Fault Diagnosis of Analog Linear Circuits. *IEEE Transactions on circuits and systems—i: fundamental theory and applications*, 1999, vol. 46, no 7, pp. 778—787.

[9] Fujii N., Shibata H. Analog Circuit Synthesis Based on Reuse of Topological Features of Prototype Circuits. *IEICE Trans Fundam Electron Commun Comput Sci*, 2001, vol. E84-A, no.11, pp. 2778—2784.

[10] Halgas S. Multiple soft fault diagnosis of nonlinear circuits using the fault dictionary approach. *Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences*, 2008, vol. 56, no 1, pp. 53—57.

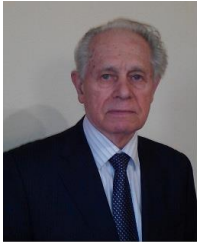
[11] Huang W.-H., Wey C.-L. Diagnosability analysis of analogue circuits. *Int. Journal Circuit Theory and Applications*, 1998, vol. 26, Issue 5, pp. 439—451.

[12] Huang J.-L., Tim Cheng K.-T. Test point selection for analog fault diagnosis of unpowered circuit boards. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II Analog and Digital Signal Processing*, 2000, vol. 47, no 10, pp. 977—987. DOI: 10.1109/82.87714091.

[13] Gertler J. J. Survey of model-based failure detection and isolation in complex plants. *IEEE Control Systems Magazine*, 1988. no 12, pp. 3—11.

- [14] Jiang Ben-Lu., Wey Chin-Long, Fan Li-Juan. Fault prediction for analog circuits. *Int. Journal Circuits, Systems and Signal Processing*, 2008, vol. 3, Issue 5, pp. 95—109.
- [15] Luo H., Lin H., Wang Y., Jiang Y. Module level fault diagnosis for analog circuits based on system identification and genetic algorithm. *Measurement*, 2012, vol. 45, no 4, pp. 769—777. DOI: 10.1016/j.measurement. 2011.12.010.
- [16] Mejía-Aguilar, Pallàs-Areny R. A. Electrical impedance measurement using pulse excitation. *IEEE 16th IMEKO TC4 Symposium Exploring New Frontiers of Instrumentation and Methods for Electrical and Electronic Measurements*, 2009, pp. 374—382.
- [17] Netamand G., Yadav A. Fault detection, classification and section identification on distribution network with D-STATCOM using ANN. *International Journal of Advanced Technology and Engineering Exploration*, 2008, vol. 3, no 23, pp. 150—157.
- [18] Salama Aly E., Bandler J. W., Starzyk J. A. A Unified Decomposition Approach for Fault Location in Large Analog Circuits. *IEEE Transactions on Circuits and Systems CAS*, 1984, vol. 31, pp. 609 — 622. DOI: 10.1109/TCS.1984.1085558.
- [19] Verlan A., Polozhaenko S. Formalization of Representation of Sequence of Test Hypotheses In Diagnosing Electronic Schemes. *Proceedings of the 2018 IEEE 38th International Conference «Electronics and Nanotechnology» (IEEE Xplore Digital Library.)*, 2018. — pp. 548—552.
- [20] Worsman L., Wong M. W. T. Non-linear analog circuit fault diagnosis with large change sensitivity. *Int. J. Cir. Theor.*, 2000. Appl. 28, pp. 281—303.
- [21] Wu C. C., Nakajima K., Wei C. L., Saeks R. Analog fault diagnosis with failure bounds. *IEEE Trans., CAS-29*, 1982, pp. 277—284.
- [22] Zhao D., He Y. A new test points selection method for analog fault dictionary techniques. *Journal Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2015, vol. 82, Issue 2, pp. 435—448. DOI d10.1007/ s10470-014-0469-8.

Сведения об авторах.



Верлан Анатолий Федорович, член-корреспондент НАПН Украины, д.т.н., профессор, главный научный сотрудник института проблем моделирования в энергетике им. Г.Е.Пухова НАН Украины.

Научные интересы:

математическое моделирование физических и информационных процессов применительно к исследованию и разработке технических систем, методы построения и численной реализации интегральных уравнений и операторов, решение обратных задач при восстановлении сигналов и изображений, интеллектуализация методов и средств компьютерного обучения и управления.

E-mail: averlan@gmail.com



Положаенко Сергей Анатольевич, заведующий кафедрой «Компьютеризированные системы управления», доктор технических наук, профессор, Одесский национальный политехнический университет.

Научные интересы:

математическое моделирование, идентификация и управление технологическими процессами.

E-mail:

sanp277@gmail.com

Research of the Finite State Machine with Programmable Logic as a Part of Digital Information and Control System Based on FPGA

Barkalov A.¹, Titarenko L.¹⁻², Zeleneva I.³, Hrushko S.³

¹University of Zielona Gora, Zielona Gora, Poland

²Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine

³Zaporizhzhya National Technical University, Zaporizhzhya, Ukraine

Abstract. The purpose of this research is to determine the effective way of implementation of the control algorithm, as an important functional part of information and control computer systems. The search criterion is the minimum of internal hardware FPGA resources required for the control unit implementation. This criterion allows miniaturization of dimensions, improves reliability by reducing the number of interconnections inside the chip, and ensures the possibility of a compact arrangement of various system components, which is especially important when using the "system-on-chip" design technology. The control unit holds a prominent place in the digital information and control systems. A comparative analysis of two control unit models represented as a finite state machine with either hard or programmable logic was proposed. Advantages and disadvantages of both models were determined according to the peculiarities of the information and control system algorithms, and, it was proved that the FSM model with a programmable logic matched these peculiarities in a greater degree. The purpose of this study was achieved due to the application of the proposed method for the implementation of the FSM with the programmable logic using the embedded memory of the FPGA and ProASIC chips. The main result was a substantial decrease in the LUT number used. The experimental results were obtained applying the chips of the world's top manufacturers - Xilinx, Altera/Intel, Microsemi. The studies were carried out based on the onboard computing complex control algorithm.

Keywords: control algorithm, digital information and control system, FSM with programmable logic, FPGA, embedded memory.

DOI: 10.5281/zenodo.3239172

Studiul mașinii cu logică programabilă ca parte a unui sistem digital de management al informațiilor pe FPGA

Barkalov A.A.¹, Titarenko L.A.¹⁻², Zeleneva I.Ya.³, Grushko S.C.³

¹ Universitatea Zelenogursky, Green Gora, Polonia

² Universitatea Națională de Radio Electronică din Kharkhov, Kharkhov, Ucraina

³Universitatea Tehnică Națională din Zaporoje, Zaporoje, Ucraina

Rezumat. Scopul acestor studii este de a găsi o modalitate eficientă de implementare a algoritmului de control, ca o parte importantă a sistemelor computerizate de informare și control. Criteriul de căutare este condiția celor mai mici costuri ale resurselor interne ale cipului FPGA în timpul implementării circuitului dispozitivelor de comandă. Minimizarea costurilor hardware este un factor important în proiectarea hardware-ului sistemelor moderne de management al informațiilor, deoarece permite miniaturizarea dimensiunilor, îmbunătățește fiabilitatea prin reducerea numărului de interconexiuni și oferă de asemenea posibilitatea unui aranjament compact al diverselor componente ale sistemului, ceea ce este deosebit de important atunci când se utilizează tehnologia de proiectare system-on-chip ". Ca parte a sistemelor digitale de informare și control, un loc important este ocupat de unitatea de comandă. A fost efectuată o analiză comparativă a metodelor de implementare a unui dispozitiv de comandă sub formă de automate cu logică rigidă și programabilă. Avantajele și dezavantajele acestora sunt determinate în conformitate cu particularitățile algoritmilor sistemelor de control al informațiilor. Se arată că modelul automatului de control cu logică programabilă corespunde mai mult particularităților acestor algoritmi decât modelul automatului cu logică rigidă. Scopul acestor studii a fost realizat prin metoda propusă de implementare a unui circuit logic automat cu o logică programabilă care utilizează cipurile integrate FPGA și ProASIC. Rezultatele studiilor prezentate confirmă eficacitatea acestei metode. Rezultatul principal este o reducere semnificativă a numărului de LUT-uri utilizate în implementarea schemei. Datele experimentale au fost obținute pentru cei mai importanți producători de chipuri din lume - Xilinx, Altera / Intel, Microsemi.

Cuvinte-cheie: algoritm de control, informație digitală și sistem de control, mașină automată cu logică programabilă, FPGA FPGA, memorie încorporată.

Исследование автомата с программируемой логикой в составе цифровой информационно-управляющей системы на FPGA

Баркалов А.А.¹, Титаренко Л.А.^{1,2}, Зеленева И.Я.³, Грушко С.С.³

¹Университет Зеленогурский, Зеленая Гура, Польша

²Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Харьков, Украина

³Запорожский национальный технический университет, Запорожье, Украина

Аннотация. Целью данных исследований является поиск эффективного способа реализации алгоритма управления, как важной функциональной части информационно-управляющих компьютерных систем. Критерием поиска служит условие наименьших затрат внутренних ресурсов кристалла ПЛИС при имплементации схемы устройства управления. Минимизация аппаратных затрат является важным фактором при проектировании аппаратной части современных информационно-управляющих систем, так как обеспечивает возможность миниатюризации габаритов, способствует повышению надежности за счет уменьшения числа межсоединений, а также обеспечивает возможность компактного расположения различных составляющих системы, что особенно актуально при использовании технологии проектирования «система-на-кристалле». В составе цифровых информационно-управляющих систем важное место занимает устройство управления. В работе выполнен сравнительный анализ способов реализации устройства управления в виде автоматов с жесткой и программируемой логикой. Определены их достоинства и недостатки в соответствии с особенностями алгоритмов информационно-управляющих систем. Показано, что модель управляющего автомата с программируемой логикой более соответствует особенностям указанных алгоритмов, чем модель автомата с жесткой логикой. Цель данных исследований достигнута за счет предложенного способа имплементации схемы автомата с программируемой логикой с использованием встроенной памяти микросхем FPGA и ProASIC. Приведены результаты исследований, которые подтверждают эффективность данного способа. Главным результатом является значительное сокращение числа использованных LUT при имплементации схемы. Экспериментальные данные получены для микросхем ведущих мировых фирм-производителей – Xilinx, Altera/Intel, Microsemi. Исследования выполнены на основе алгоритма управления бортовым вычислительным комплексом.

Ключевые слова: алгоритм управления, цифровая информационно-управляющая система, автомат с программируемой логикой, ПЛИС FPGA, встроенная память.

ВВЕДЕНИЕ

Современные цифровые информационно-управляющие системы (ЦИУС) [1-3, 8] получают все более широкое распространение во многих сферах производства, в организации управления сложными технологическими объектами и процессами, в проектировании «умного» дома и даже города, и т.п. В частности, в данной работе речь пойдет о системах управления в составе бортового вычислительного комплекса. Наличие множества сложных компонентов и подсистем, которые обеспечивают измерение параметров, внесение необходимых поправок, мониторинг производительности, энергопотребления и др., влекут за собой все большее усложнение управляющих систем [4, 5]. Несмотря на это, системы измерения и управления, применяемые, например, в бортовом оборудовании, должны обеспечивать достаточно высокую надежность, соответствие стандартам и безопасность процессов [2, 10].

Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) являются современной элементной базой,

используемой в мировой промышленности, которая позволяет реализовывать как простые и портативные устройства, так и сложные цифровые системы контроля и управления [5, 21-22]. Различные функции ЦИУС реализуются в базе ПЛИС надежным и удобным способом. Использование ПЛИС имеет ряд преимуществ в решении вопросов повышения надежности проектируемых систем путем резервирования, а также распараллеливания процессов управления [11].

Применение технологии «система-на-кристалле» является одной из эффективных мер по обеспечению достаточного уровня надежности. В таких системах за счет высокой оптимизации достигается снижение энергопотребления, повышение отказоустойчивости и производительности, уменьшение объема средств и времени для аппаратной отладки. Применение «систем-на-кристалле» позволяет реализовать в пределах одного кристалла как условно-распределенный вычислительный комплекс, так и модуль обнаружения неисправности и управления переключением, что, в частности,

актуально для встроенных и бортовых систем [9].

В печати представлено достаточно много публикаций, посвященных новым подходам к эффективному использованию свойств гибкой внутренней архитектуры ПЛИС FPGA, что дает возможности оперативного реконфигурирования, дистанционного перепрограммирования, разработки резервированных и многоверсионных систем [6-7, 11-14, 21]. Все эти меры направлены в конечном итоге на повышение отказоустойчивости и гарантоспособности информационно-управляющих систем, особенно для применения в критичных условиях или бортовом оборудовании.

Минимизация аппаратных затрат при реализации схемы цифрового устройства на ПЛИС [15-19] также является не менее важным фактором, который необходимо учитывать на этапе проектирования с целью повышения надежности системы в целом. Необходимость разработки методов проектирования систем на ПЛИС, ориентированных на снижение аппаратных затрат, обусловлена, помимо микроминиатюризации, повышением надежности системы за счет упрощения функций, описывающих алгоритм управления, представленный микропрограммным автоматом.

Упрощение функций ведет к уменьшению аппаратной избыточности, а также к уменьшению объема конфигурационной памяти [2, 7-9, 19-22]. Стойкость к одиночным сбоям для ПЛИС на основе ячеек статической памяти зависит от стойкости отдельных ее составляющих: конфигурационной памяти, автоматов управления конфигурационной памятью и пользовательских триггеров. Конфигурационная память определяет выполняемую ПЛИС логическую функцию. При этом сбой в конфигурационной памяти производит более негативный эффект, чем просто одиночный сбой в регистре данных.

С течением времени накопление подобных ошибок в конфигурационной памяти приводит к сбою даже при резервировании. Поскольку степень влияния одиночных сбоев на конфигурационную память ПЛИС зависит от ее объема, уменьшение количества ячеек конфигурационной памяти повысит стойкость ПЛИС к одиночным сбоям и, как следствие, надежность схемы в целом.

Важной частью цифровых информационно-управляющих систем являются устройства управления, которые могут быть реализованы в виде автомата с жесткой или программируемой логикой [9, 16-19]. В большинстве случаев, судя по публикациям, используется модель автомата с жесткой логикой (АЖЛ), а именно – автомат Мура, что обусловлено относительной простотой и устойчивостью, поскольку выходные сигналы зависят только от состояний автомата. Автомат Мура также обеспечивает максимальное быстродействие за счет одновременного анализа всех логических условий, которые служат входными сигналами схемы автомата [19-20].

Однако алгоритмы функционирования систем управления имеют структурную особенность, состоящую в том, что логических вершин в таком алгоритме достаточно много – это соответствует частому опросу всевозможных датчиков и других внешних устройств [1, 4-5]. Кроме того, характерно чередование логических и операторных вершин, что соответствует процессу «опрос датчика – реакция устройства». Как показали практические исследования авторов, реализация таких алгоритмов в виде управляющих автоматов с жесткой логикой может оказаться неэффективной по нескольким причинам: системы функций переходов и выходов получаются громоздкими, термы имеют большую размерность, что неизбежно ведет к избыточному использованию внутренних ресурсов кристалла (блоков LUT, межсоединений) при имплементации схемы. Кроме того, затрудняется автоматизация процесса формирования систем функций, что также приводит к ошибкам и усложняет проектирование и отладку.

Автоматы с программируемой логикой (АПЛ - programmable logic finite state machine, PLFSM) позволяют лучше учесть описанные выше свойства алгоритмов управления объектами за счет явной адресации переходов. В процессе синтеза схемы АПЛ алгоритм управления преобразуется в массив битовых строк, соответствующих управляющим словам, и записывается в управляющую память. Комбинационная схема, обеспечивающая корректное считывание и обработку управляющих слов, требует меньше логических ресурсов в сравнении с АЖЛ, поскольку в модели АПЛ

реализуемые системы функций имеют намного меньший ранг и объем. Недостатком в этом случае является некоторое снижение быстродействия по той причине, что логические условия (ЛУ) анализируются в АПЛ по одному в каждом такте, и при большом числе ЛУ в алгоритме управления снижение быстродействия будет существенным. Решить эту проблему в определенной степени можно путем использования ресурсов быстродействующей встроенной памяти FPGA [20, 23-24].

Целью данных исследований является поиск наилучшего способа реализации устройства управления, как важной части информационно-управляющей компьютерной системы. Критерием поиска служит условие наименьших затрат внутренних ресурсов кристалла ПЛИС при имплементации схемы управляющего автомата. Выполнение этого критерия, в свою очередь, позволит улучшить такие показатели, как надежность, энергопотребление, уменьшить габариты устройства. Цель исследований достигнута за счет предложенного в статье способа имплементации схемы управляющего автомата с программируемой логикой с использованием встроенной памяти микросхем FPGA и ProASIC. Приведены результаты исследований, которые подтверждают эффективность данного способа. Главным результатом является значительное сокращение числа использованных LUT при имплементации схемы. Другие важные характеристики схемы при этом не ухудшаются. Экспериментальные данные получены авторами для микросхем ведущих мировых фирм-производителей – Xilinx, Altera/Intel, Microsemi.

МЕТОДЫ

В качестве решения поставленной задачи предлагается рассмотреть автомат с программируемой логикой и принудительной адресацией микрокоманд [18]. При этом необходимо выполнить модификацию известной структуры, ориентированную на особенности элементного базиса FPGA и ProASIC [25-27]. Общим структурным свойством этих микросхем является наличие как распределенных матричных ресурсов LUT (look-up-table), так и быстродействующей встроенной памяти EMB (embedded memory blocks).

Базовая структура автомата с программируемой логикой (рис.1) включает комбинационный блок, который в свою очередь состоит из схемы формирования адреса микрокоманды (microcommand address generator, MAG) и схемы формирования микроопераций (micro-operation formation scheme, MOFS), а также блок управляющей памяти (control memory, CM), который хранит микропрограмму управления всем цифровым устройством. Кроме того, в схеме АПЛ обязательно есть регистр адреса микрокоманды (microcommand address register, MAR) [18].

Для синтеза автомата с программируемой логикой исходная граф-схема алгоритма (ГСА) должна быть представлена в виде микропрограммы (МП), состоящей из микрокоманд заданного формата. Микрокоманда (МК) содержит операционную часть (ОЧ - operating part, OP) и адресную часть (АЧ - address part, AP).

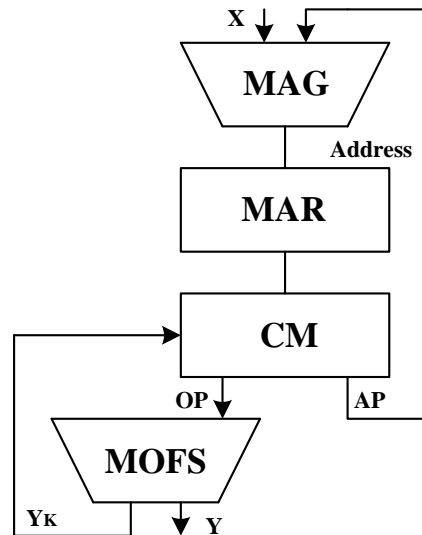


Рис.1. Структура автомата с программируемой логикой¹.

В процессе функционирования АПЛ очередная МК считывается из УП по адресу, находящемуся в регистре адреса микрокоманд. Операционная часть МК поступает на схему формирования микроопераций и преобразовывается в микрооперации Y, управляющие операционным автоматом. Адресная часть МК используется схемой формирования адреса, наряду с логическими условиями X для формирования в регистре адреса следующей микрокоманды. Функционирование завершается после

¹Appendix 1

формирования признака окончания микропрограммы Y_k .

Автоматы с программируемой логикой отличаются регулярностью структуры и достаточно простыми алгоритмами синтеза. При этом всем АПЛ присущ существенный недостаток: если переход является L-направленным, то есть зависит от L логических условий, то он выполняется за L тактов. Это приводит к увеличению числа микрокоманд в микропрограмме, за счёт ввода L-1 дополнительных микрокоманд безусловного перехода и, как следствие, к увеличению времени выполнения микропрограммы. Частично этот недостаток можно сгладить за счёт принудительной адресации микрокоманд в формате управляющей памяти.

Принудительная адресация определяет такой формат микрокоманды, который включает поля FY (операционная часть), FX (проверяемое логическое условие), FA0 (адрес перехода при равенстве условия нулю или при безусловном переходе), FA1 (адрес перехода при равенстве логического условия единице). Этот способ адресации позволяет комбинировать пары «операторная + условная» в одну микрокоманду, что приводит к уменьшению числа микрокоманд в микропрограмме и сокращению времени выполнения. Но при этом возрастает объём управляющей памяти, что при автоматической имплементации АПЛ в микросхему FPGA приводит к дополнительному использованию ресурсов LUT (look-up-table).

Предлагается модифицированная структура АПЛ, в которой вся комбинационная часть (это схемы формирования адресов и микроопераций) выполнена на LUT, а таблица управляющей памяти реализована на блоках встроенной памяти EMB (embedded memory blocks). Регистр адреса микрокоманды реализуется на распределённых триггерах кристалла [25-27]. Такая структура не реализуется автоматически средствами САПР. Для её реализации нужно выполнить специальную подготовку программного описания схемы автомата на языке описания аппаратуры. В частности, проекты АПЛ с базовой структурой в данных исследованиях были выполнены на языке VHDL и затем использованы в пакетах Quartus II, Vivado, Libero для исследования микросхем фирм

Altera/Intel, Xilinx, Microsemi соответственно. Проект АПЛ со встроенной памятью разработан в пакете Quartus II [28].

РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Исследования были проведены на основе реального алгоритма управления конфигурацией бортовой информационно-управляющей системы. Изначально задача состояла в том, чтобы синтезировать на микросхемах FPGA и, как более дорогостоящий вариант, ProASIC, схему устройства управления, которая обеспечит малые габариты, надёжность и экономное энергопотребление. Исходные данные были представлены в виде функционального дерева с отмеченными состояниями автомата Мура. В ходе решения поставленной задачи были развернуты исследования с целью поиска наилучших вариантов.

Продукция мировых лидеров производства микросхем – Altera/Intel, Xilinx, Microsemi – выбрана в качестве элементного базиса по той причине, что она соответствует одним из самых высоких квалификационных стандартов: стандарту MIL-Std 883 класса B, задающему методы контроля микроэлектронных устройств и процедуры проверки, применяемые в аэрокосмических системах, а также стандарту MIL-PRF-38535 класса Q и N, устанавливающему нормы производительности (performance), качества (quality) и надёжности (reliability) [2, 25-27].

Задача проектирования устройства управления для бортовой системы была решена несколькими способами:

- структурным описанием автомата Мура по состояниям, указанным в исходных данных;
- потоковым описанием с помощью графа переходов, что упрощает процесс решения большой задачи;
- в виде автомата с программируемой логикой и автоматической произвольной имплементацией в микросхему;
- в виде автомата с программируемой логикой и специальной имплементацией управляющей памяти на встроенных EMB блоках.

Подробные результаты исследований для микросхем фирмы Altera/Intel, выполненные в пакете Quartus II, приведены в таблице 1. Очевидно, что потоковое описание неэффективно для решения поставленной

задачи, о чем свидетельствует большое число задействованных регистров.

Таблица 1²

Результаты исследования разных способов реализации алгоритма управления на FPGA фирмы Altera/Intel

Chipsets	Specification	Algorithm			
		Structural description	Streaming description	PLFSM	PLFSM using embedded memory
Cyclone III (EP3C5E144A7)	Number of LUTs	138	104	106	16
	Embedded memory, bit	0	0	0	2496
	Number of Rg	6	52	6	6
	Total Thermal Power Dissipation, mW	58,55	58,55	59,11	60,04
	Core Static Thermal Power Dissipation, mW	46,12	46,11	46,11	46,11
	I/O Thermal Power Dissipation, mW	12,44	12,43	13	13,93
	Junction Temperature, C	25,7	25,7	25,8	25,8
Cyclone IV GX (EP4CGX15BF14C6)	Number of LUTs	139	107	108	15
	Embedded memory, bit	0	0	0	2496
	Number of Rg	6	52	6	6
	Total Thermal Power Dissipation, mW	166,64	166,64	67,07	69,04
	Core Static Thermal Power Dissipation, mW	153,34	153,34	58,84	58,84
	I/O Thermal Power Dissipation, mW	13,3	13,3	8,24	10,2
	Junction Temperature, C	27,4	27,4	26	26
Stratix III (EP3SE50F484C2)	Number of LUTs	107	82	51	11
	Embedded memory, bit	0	0	0	2496
	Number of Rg	6	52	6	6
	Total Thermal Power Dissipation, mW	425,5	427,23	425,38	425,95
	Core Static Thermal Power Dissipation, mW	397,32	399,06	397,02	397,29
	I/O Thermal Power Dissipation, mW	28,18	28,18	28,36	28,66
	Junction Temperature, C	26,7	26,7	26,7	26,7
Stratix IV (EP4SGX180DF29C2X)	Number of LUTs	105	82	49	11
	Embedded memory, bit	0	0	0	2304
	Number of Rg	6	52	6	6
	Total Thermal Power Dissipation, mW	842,3	844,05	804,06	804,22
	Core Static Thermal Power Dissipation, mW	799,34	801,11	761,95	761,97
	I/O Thermal Power Dissipation, mW	42,96	42,94	42,11	42,25
	Junction Temperature, C	27,4	27,4	27,3	27,3

²Appendix 1

Chipsets	Specification	Algorithm			
		Structural description	Streaming description	PLFSM	PLFSM using embedded memory
ArriaGX (EP1AGX20CF484C6)	Number of LUTs	104	83	49	11
	Embedded memory, bit	0	0	0	2496
	Number of Rg	6	52	6	6
	Total Thermal Power Dissipation, mW	406,44	406,54	406,59	407,14
	Core Static Thermal Power Dissipation, mW	383,95	383,95	383,95	383,96
	I/O Thermal Power Dissipation, mW	22,49	22,59	22,73	23,17
	Junction Temperature, C	26,6	26,6	26,6	26,6

Как и предполагалось авторами, автомат с программируемой логикой, в сравнении с автоматом Мура, дает решение, более эффективное по использованию ресурсов кристалла, при сохранении других характеристик (рассеиваемая и потребляемая мощность) примерно на одном уровне.

Меньше всего ресурсов LUT требуется при реализации АПЛ с использованием встроенной памяти, причем ЕМВ блоки

задействованы достаточно компактно, что можно увидеть с помощью просмотрщика.

Результаты исследований для всех трех фирм (Altera/Intel, Xilinx, Microsemi) приведены на рисунках 2–4. Сравнительная диаграмма результатов имплементации АПЛ с применением блоков встроенной памяти и без них – на рис.5.

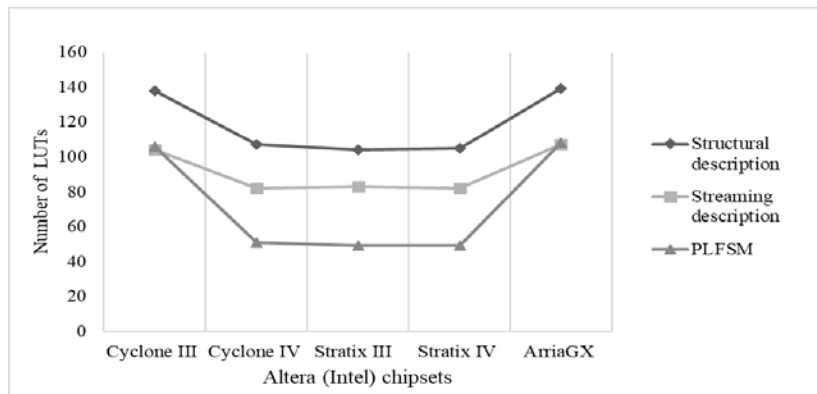


Рис. 2. Зависимость числа использованных LUT при имплементации управляющего автомата в микросхемы Altera/Intel³.

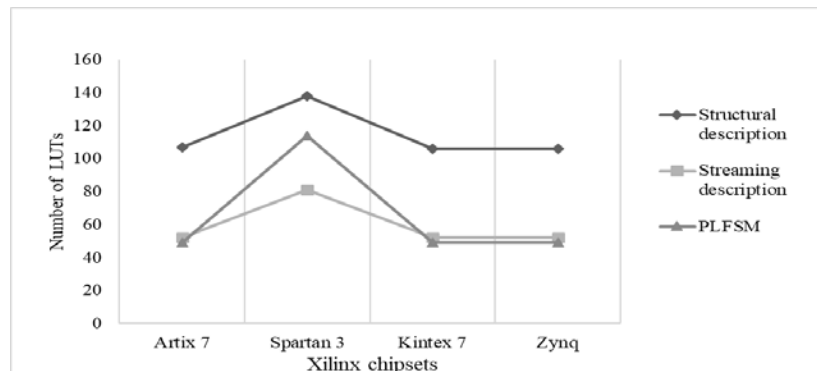


Рис. 3. Зависимость числа использованных LUT при имплементации управляющего автомата в микросхемы Xilinx⁴.

^{3,4}Appendix 1

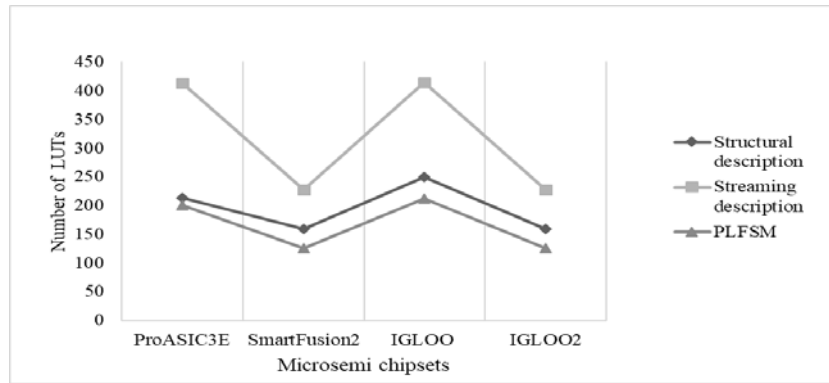


Рис. 4. Зависимость числа использованных LUT при имплементации управляющего автомата в микросхемы Microsemi⁵.

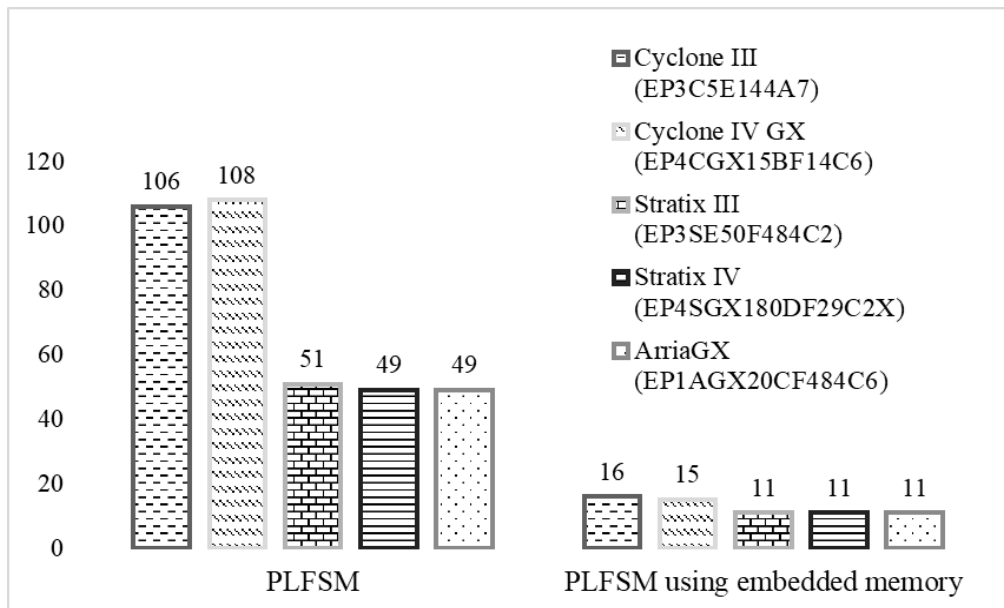


Рис. 5. Количество задействованных LUT при двух разных вариантах имплементации автомата с программируемой логикой⁶.

На графиках видно, что аппаратные затраты практически всегда имеют наименьшее значение в случае имплементации автомата с программируемой логикой.

Результаты исследований показали, что автомат с программируемой логикой, в сравнении с автоматом Мура, обеспечивает существенное уменьшение используемых внутренних ресурсов ПЛИС при реализации такого алгоритма управления сложной системой, который построен по принципу «опрос датчиков – реакция устройства управления». Следует также отметить, что имплементация АПЛ с использованием встроенной памяти ПЛИС позволяет настолько экономно использовать ресурсы LUT, что становится возможным реализовать

другие устройства на освободившихся LUT. Это, в свою очередь, дает возможность выполнить, например, тройное модульное резервирование комбинационных узлов, сбои в функционировании которых могут оказаться критичными для работы устройства в целом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При использовании предлагаемого подхода к имплементации автомата с программируемой логикой, можно улучшить показатели надежности как за счет уменьшения количества внутренних межсоединений кристалла, так и за счет возможности резервирования – локально, на том же кристалле, что не повлияет на стоимость микросхемы и габариты

устройства. Встроенной памятью обладают все рассмотренные в статье, а также другие, новейшие, семейства микросхем ПЛИС, поэтому можно рекомендовать данный

подход для широкого использования при проектировании цифровых информационно-управляющих систем.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1 (APPENDIX 1)

¹**Fig.1** The structure of a finite state machine with programmable logic.

³**Fig. 2.** Dependence of the number of used LUTs when implementing the control FSM in Altera (Intel) chips.

⁴**Fig. 3.** Dependence of the number of used LUTs when implementing the control FSM in Xilinx chips.

⁵**Fig. 4.** Dependence of the number of used LUTs when implementing the control FSM in Microsemi chips.

⁶**Fig. 5.** The number of used LUTs for different approaches to implementation of the FSM with programmable logic

²**Table 1.** The results of the study of different ways to implement the control algorithm on the FPGA company Altera/Intel

Литература (References)

[1] Adamski M.A., Karatkevich A., Wegrzyn M. Design embedded control system, 2005. – 267 p.
 [2] Fedukhin A.V., Mukha A.A., Mukha A.A. PLIS-sistemy kak sredstvo povysheniya otkazoustoychivosti [FPGA systems as a means of increasing failure resistance]. *Matematichni mashini i sistemi - Mathematical Machines and Systems*, 2010, no. 1, pp. 198-204. (In Russian).
 [3] Mavis D., Eaton P. SEU and SET Mitigation Techniques for FPGA Circuit and Configuration Bit Storage Design. *Proceedings MAPLD Conference*, 2000.
 [4] Khamis A., Zydek D., Borowik, G., and Subbaram Naidu, D. Control System Design Based on Modern Embedded Systems, 2013, pp. 491–498.
 [5] Navabi Z. Embedded Core Design with FPGAs, 2007, 433 p.
 [6] Palagin A.V., Opanasenko V.N. Reconfigurable computing technology. *Cybernetics and Systems Analysis*, 2007, vol. 43, no 5, pp. 675-686.
 [7] Rafla N. I., Gauba I. A. reconfigurable pattern matching hardware implementation using on-chip RAM-based FSM. *In 2010 53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 2010, pp. 49–52.
 [8] Bakhmach, V. Kharchenko, A. Siora, V. Sklyar, A. Andrashov. Experience of I&C Systems Modernization Using FPGA Technology. *International Topical Meeting on Nuclear Plant Instrumentation, Control, and Human-Machine Interface Technologies (NPIC & HMIT 2010): proceeding of the 7th International Topical Meeting*, 2010, pp. 1345-1352.
 [9] Klimovicz A.S., Solov'ev V.V. Structural models of finite-state machines for their implementation on

programmable logic devices and systems on chip. *Journal of Computer and Systems Sciences International*, 2015, vol. 54, no. 2, pp. 230-242.

[10] Katz R., Wang J., Reed R., Kleyner I., D'Ordine M., McCollum J., Cronquist B., Howard J. The Effects of Architecture and Process on the Hardness of Programmable Technologies. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1999, pp. 1736-1743.

[11] Grout I. Digital systems design with FPGAs and CPLDs, 2011. 784 p.

[12] Sunggu L. Advanced Digital Logic Design Using VHDL, State Machines, and Synthesis for FPGA's, 2005. 488 p.

[13] Farooq U. Tree-based Heterogeneous FPGA Architectures: Application Specific Exploration and Optimization, 2012. 188 p.

[14] Daigneault M.A., David J. P. Fast description and synthesis of control-dominant circuits. *Computers and Electrical Engineering*, 2014, vol. 40, no. 4, pp. 1199–1214.

[15] Rawski M. Efficient variable partitioning method for functional decomposition. *Electronics and Telecommunications Quarterly*, 2007, vol. 53, no. 1, pp. 63–81.

[16] Bomar B. Implementation of microprogrammed control in FPGAs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, vol. 49, no. 2, pp. 415–422.

[17] Barkalov A., Titarenko L., Kolopienczyk M., Mielcarek K. Bazydlo G. Logic Synthesis for FPGA-based Finite State Machines, 2016. 280 p.

[18] Barkalov A., Titarenko L. Logic Synthesis for Compositional Microprogram Control Units, 2008. 272 p.

[19] Sklyarov V., Sklyarova I., Barkalov A., Titarenko L. Synthesis and Optimization of FPGA-Based Systems, 2014, 432 p. doi: [10.1007/978-3-319-04708-9](https://doi.org/10.1007/978-3-319-04708-9)

[20] Barkalov A., Titarenko L., Kolopienczyk M. Design of EMB-based Moore FSMs. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 2017, vol. 26, no. 7, pp. 1-23.

[21] Maxfield C. The Design Warrior's Guide to FPGAs, 2004. 542 p.

[22] Chu P. RTL Hardware Design Using VHDL: Coding for Efficiency, Portability and Scalability, 2006. 669 p.

[23] Senhadji-Navarro R., García-Vargas I., Guisado J. L. Performance evaluation of RAM-based implementation of Finite State Machines in FPGAs. *19th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*, 2012. pp. 225–228.

[24] Borowik G., Łuba T., Falkowski B. Logic synthesis method for pattern matching circuits implementation in FPGA with embedded memories.

12th Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems, 2009. pp. 230–233.

[25] Intel FPGA and programmable devices. Available at: <https://www.intel.com/content/www/us/en/products/programmable.html> (accessed 26.03.2019)

[26] FPGA Leadership across Multiple Process Nodes. Available at: <https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga.html> (accessed 26.03.2019)

[27] FPGA & SoC. Available at: <https://www.microsemi.com/product-directory/1636-fpga-soc> (accessed 26.03.2019)

[28] Quartus II Handbook. Version 9.1. Altera, 2009. – 1820 p.

Сведения об авторах.

Баркалов Александр Александрович,

д.т.н., профессор Института информатики и электроники, Университет Зеленогурский (Польша).

Область научных интересов – синтез цифровых систем; встроенные системы.

E-mail:

A.Barkalov@iie.uz.zgora.pl



Зеленева Ирина Яковлевна,

к.т.н., доцент кафедры компьютерных систем и сетей Запорожского национального технического университета (ЗНТУ). Область научных интересов - проектирование устройств управления на ПЛИС; надежность компьютерных систем.

E-mail:

irina.zeleneva@gmail.com



Титаренко Лариса Александровна,

д.т.н., профессор Института информатики и электроники, Университет Зеленогурский (Польша). Профессор кафедры телекоммуникаций, Харьковский национальный университет радиотехники (Украина).

Область научных интересов – синтез цифровых систем; антенны, системы телекоммуникации.



Грушко Светлана Сергеевна,

к.т.н., старший преподаватель кафедры компьютерных систем и сетей ЗНТУ. Область научных интересов – проектирование устройств управления на ПЛИС; интерфейсы компьютерных систем.

E-mail: grushko_ss@i.ua



Fractional Integral-Differentiating Control in Speed Loop of Switched Reluctance Motor

Busher V.V., Goroshko V.V.

Odessa National Polytechnic University, Odessa, Ukraine

Abstract. This paper deals with the feedback speed control of a switched reluctance motor using the fractional-order controller. Due to the polar-pole construction and pulsed power windings, at which saturation of the magnetic system occurs, standard PI or PID controllers based on motor description with differential equations of integer order have led to significant errors and inaccuracies in the dynamic and static modes. The purpose of the work is optimization of dynamic and static modes using fractional integral proportional controllers. The goal was achieved by solving the problem of identifying a switched reluctance motor based on the fractional order differential equations with a power of 0.7, parameters found by genetic algorithms. It allowed taking into account the nonlinear dependences of the magnetic flux and torque so that the object behaved like a linear one. Then it became possible to synthesize controllers with a fractional order of integration and differentiation based on standard methods of the theory of the automatic control. It was shown that the parameters of the model changed with voltage regulation. The behavior of a closed system was compared when tuning the speed loop to the technical optimum and fractional order of astaticism $1+\mu$, taking into account such changes in the control object. Significance of the results consisted in the fact that the fractional order controllers using a motor model based on a fractional-order differential equation ensured a high quality system (the minimum of the first matching time, the overshoot was no more than 2%), unattainable with classical PID controllers.

Keywords: switched reluctance motor, fraction calculus, controller with fraction order, parameter identification, fractional astaticism, genetic algorithm.

DOI: 10.5281/zenodo.3239166

Controlere cu ordine fracționată de integrare și diferențiere în conturul vitezei unui motor electronic-reactiv

Busher V.V., Goroshko V.V.

Universitatea Politehnică Națională din Odessa, Odessa, Ucraina

Rezumat. S-a studiat sistemul de control al vitezei unui motor electronic-reactiv, ce are ca particularitate saturația sistemului magnetic datorită structurii cu poli evidențiați și alimentării în impuls a înfășurărilor. Descrierea motorului utilizând ecuațiile diferențiale de ordin întreg și utilizarea controlorilor standard PID conduce la erori semnificative și la o precizie redusă a controlului. Scopul lucrării este optimizarea regimurilor dinamice și statice folosind controlere proporționale integrale fracționare. Realizarea obiectivului se atinge prin rezolvarea problemei identificării modelului motorului electronic-reactiv construit pe baza unor ecuații diferențiale de ordin fracționar, care permit să se țină seama de dependențele neliniare ale fluxului magnetic și ale cuplului, astfel încât obiectul să se comporte ca unul liniar. Apoi, devine posibilă sintetizarea regulatorilor cu o ordine fracționată de integrare și diferențiere bazată pe metode standard ale teoriei controlului automat. Ca urmare a studiilor, a fost obținut un model fracțional-aperiodic de ordinul 0.7, parametrii cărora au fost determinați folosind algoritmi genetici. Sunt date dependențele câștigului și ale constantei de timp cu mărimea tensiunii aplicate, care sunt utilizate pentru corectarea parametrilor controlerului în funcție de mărimea referinței vitezei. Se compară comportamentul unui sistem închis la setările conturului de viteză pentru modulul optimului și astaticism de ordinul $1+\mu$. Simularea a fost realizată cu sarcină de tip ventilator la diferite tensiuni aplicate și unghiuri constante de pornire și oprire ($7,5^\circ$ și respectiv $22,5^\circ$). Este important ca cei mai buni indicatori ai proceselor tranzitorii sunt asigurați de regulatori cu componente fracționate integrate atunci când se instalează un sistem cu o ordine fracționată de astaticism de 1.7.

Cuvinte-cheie: motor electronic-reactiv, calcul fracționat, controler cu ordine fracționată, identificare parametru, astaticism fracționat, algoritm genetic.

**Регуляторы с дробным порядком интегрирования и дифференцирования в контуре скорости
вентильно-реактивного двигателя
Бушер В. В., Горошко В. В.**

Одесский национальный политехнический университет, Одесса, Украина

Аннотация. Исследована система управления скоростью вентильно-реактивного двигателя, особенностью которого из-за явнополюсной конструкции и импульсного питания обмоток является насыщение магнитной системы. Описание двигателя с помощью дифференциальных уравнений целого порядка и применение стандартных ПИД-регуляторов приводит к возникновению существенных погрешностей и снижению точности управления. Цель работы – оптимизация динамических и статических режимов с помощью дробных интегрально-пропорциональных регуляторов. Достижение цели обеспечено за счет решения задачи идентификации вентильно-реактивного двигателя моделью, построенной на базе дифференциальных уравнений дробного порядка, которые позволяют учесть нелинейные зависимости магнитного потока и крутящего момента так, что объект ведет себя подобно линейному. Тогда становится возможным синтез регуляторов с дробным порядком интегрирования и дифференцирования на основании стандартных методов теории автоматического управления. В результате исследований получена дробно-апериодическая модель порядка 0.7, параметры которой определены с помощью генетических алгоритмов. Приведены зависимости коэффициента усиления и постоянной времени от величины приложенного напряжения, которые используются для коррекции параметров регулятора в зависимости от величины задания скорости. Сопоставлено поведение замкнутой системы при настройках контура скорости на модульный оптимум и астатизм порядка $1 + \mu$. Проведено моделирование с вентиляторной нагрузкой при разных приложенных напряжениях и постоянных углах включения и выключения (7.5° и 22.5° соответственно). Важно, что наилучшие показатели переходных процессов (минимальное время первого согласования, перерегулирование не более 2 %) обеспечивают регуляторы с дробно-интегральными составляющими при настройке системы с дробным порядком астатизма 1.7. Значимость результатов заключается в том, что синтез дробно-интегрирующих регуляторов с использованием динамической модели двигателя на базе дифференциального уравнения дробного порядка обеспечивает высокое качество системы, недостижимое с помощью классических ПИД-регуляторов.

Ключевые слова: вентильно-реактивный двигатель, дробное исчисление, регулятор с дробным порядком, идентификация параметров, дробный астатизм, генетический алгоритм.

ВВЕДЕНИЕ

Область применения вентильно-реактивных двигателей (ВРД) в последние годы существенно расширилась, о чем свидетельствует активный рост патентов, связанных с этим направлением исследований [1, 2]. Причины такой активности объясняются тем, что производство ВРД и используемые материалы оказываются дешевле даже производства асинхронных двигателей (в роторе нет обмоток, в статорной обмотке используется меди на 40-50 % меньше), технология изготовления проще. В среднем, при одинаковых электрических и массогабаритных характеристиках, ВРД имеет в 4 раза меньшую стоимость, более широкий диапазон скоростей вращения, более высокий диапазон рабочих температур, чем вентильные двигатели с постоянными магнитами [3]. Причиной данных достоинств является явнополюсная структура этих двигателей со стороны статора и ротора. Но это же одновременно становится недостатком, так как электромеханический

преобразователь работает в импульсном режиме, что приводит к акустическим шумам, а магнитное насыщение усложняет управление из-за нелинейных зависимостей [2].

Использование классических линейных PID-регуляторов не обеспечивает желаемое качество переходных процессов, так как дифференциальные уравнения, описывающие динамические процессы в ВРД, нелинейны и изменяются в зависимости от угла поворота и скорости вращения [4]. Поэтому необходимо усложнять структуру и подбирать параметры регуляторов.

Публикаций, связанных с управлением ВРД, достаточно много. Например, в контуре момента (тока) наиболее перспективными считаются методы TSF (torque shared function) и DITC (direct instantaneous torque control) [5 – 7]. В контуре скорости используются нелинейные PID-регуляторы [8], а также интеллектуальные методы контроля, такие как fuzzy-регуляторы [9], нейронные сети [10] и комбинации этих методов [11 – 13]. Однако данные методы трудоемки, требуются

определенные навыки для настройки систем управления.

В последние десятилетия все более активно применяют дробное исчисление в технике и в теории автоматического управления (ТАУ). Одной из причин является то, что дробный порядок дифференциальных уравнений точнее описывает некоторые физические процессы (акустика, электроника, термодинамика и многие другие) [14 – 16], особенно те, в математической модели которых присутствуют степенные зависимости. Также $PI^{\mu}D^{\nu}$ -регуляторы с дробным порядком интегрирования и дифференцирования дают возможность выбора дополнительных параметров γ и μ . Другим достоинством таких регуляторов является повышенный запас устойчивости по сравнению с целочисленными PID. Так как синтез регуляторов с дробной степенью схож с традиционными методами, то это упрощает поиск коэффициентов для отдельных составляющих этих регуляторов.

Однако есть трудности с реализацией дробных интегрально-дифференцирующих регуляторов в микропроцессорных системах, обусловленные необходимостью хранения максимально больших массивов данных и коэффициентов, и вычисления суммы их попарных произведений. Соответственно, существенно увеличиваются затраты процессорного времени и возрастают требования к объемам памяти и производительности процессоров. Но благодаря использованию новых методов аппроксимации [17 – 20], становится возможным применение таких регуляторов и для управления быстродействующими процессами и системами.

Цель работы – синтез системы управления вентильно-реактивным двигателем на базе дробных интегрально-пропорциональных регуляторов, обеспечивающих повышение качественных показателей работы в динамических и статических режимах.

Для достижения этой цели необходимо решить задачу идентификации вентильно-реактивного двигателя моделью, построенной на базе дифференциальных уравнений дробного порядка, которые позволят учесть нелинейные зависимости магнитного потока, крутящего момента, вентиляторный характер нагрузки.

Это позволит решить вторую задачу – синтезировать регуляторы с дробным

порядком интегрирования и дифференцирования на основании стандартных методов теории автоматического управления.

I. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОНТУРА СКОРОСТИ ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для упрощения описания процесса преобразовании энергии были сделаны следующие допущения в модели электродвигателя:

- фазы магнито-изолированы друг от друга;
- при определении суммарного момента, действующего на ротор, применяется принцип суперпозиции;
- идеализированы силовые ключи;
- внутреннее сопротивление источника равно нулю;
- снижением момента ротора от сопротивления воздуха пренебрегаем.

Данные допущения позволяют рассматривать каждую фазу по отдельности и развиваемый момент каждой из них суммировать с остальными. Дифференциальные уравнения для отдельной фазы:

$$\begin{cases} u_{ph} = i_{ph} R_{ph} + \frac{d\Psi_{ph}}{dt} \\ T_{ph} = T_s + T_{idle} + J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} \\ \Psi_{ph} = f(i_{ph}, \Theta) \\ T_{ph} = f(i_{ph}, \Theta) \end{cases} \quad (1)$$

где $u_{ph}, i_{ph}, R_{ph}, \Psi_{ph}, T_{ph}$ – напряжение, ток, сопротивление, потокосцепление, момент фазы соответственно.

T_s – момент сопротивления на валу двигателя;

T_{idle} – момент холостого хода;

J_{Σ} – суммарный момент инерции, приведенный к валу;

Θ – угловое положение; ω – угловая частота вращения; t – время.

Так как $\Psi_{ph} = L_{ph} i_{ph}$ и нас интересует только контур момента, поэтому можно записать

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{ph}}{dt} = i_{ph}R_{ph} - u_{ph} \\ i_{ph} = \frac{\Psi_{ph}}{L_{ph}} \\ L_{ph} = f(i_{ph}, \Theta) \\ T_{ph} = f(i_{ph}, \Theta) \end{cases} \quad (2)$$

Зависимость момента $T_{ph} = f(i_{ph}, \Theta)$ и индуктивности $L_{ph} = f(i_{ph}, \Theta)$ от углового положения и тока фазы, получены методом конечных элементов в программе FEMM. В качестве исходных данных выступал двигатель с 8/6 полюсами в статоре и роторе, напряжением обмоток 24.2 V,

сопротивлением фазы 0.68Ω и моментом инерции ротора $7.3 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$.

Исходя из системы уравнений (2), можно построить структурную схему для одной фазы, изображенную на рис. 1, а. По принципу суперпозиции, общая структурная схема модели ВРД составлена из четырех таких блоков (рис. 1, б). На входы $u_A \dots u_D$ подается напряжение в зависимости от угла поворота ротора полумостовым инвертором, а через блок «selector» определяется относительное угловое положение для каждой из фаз.

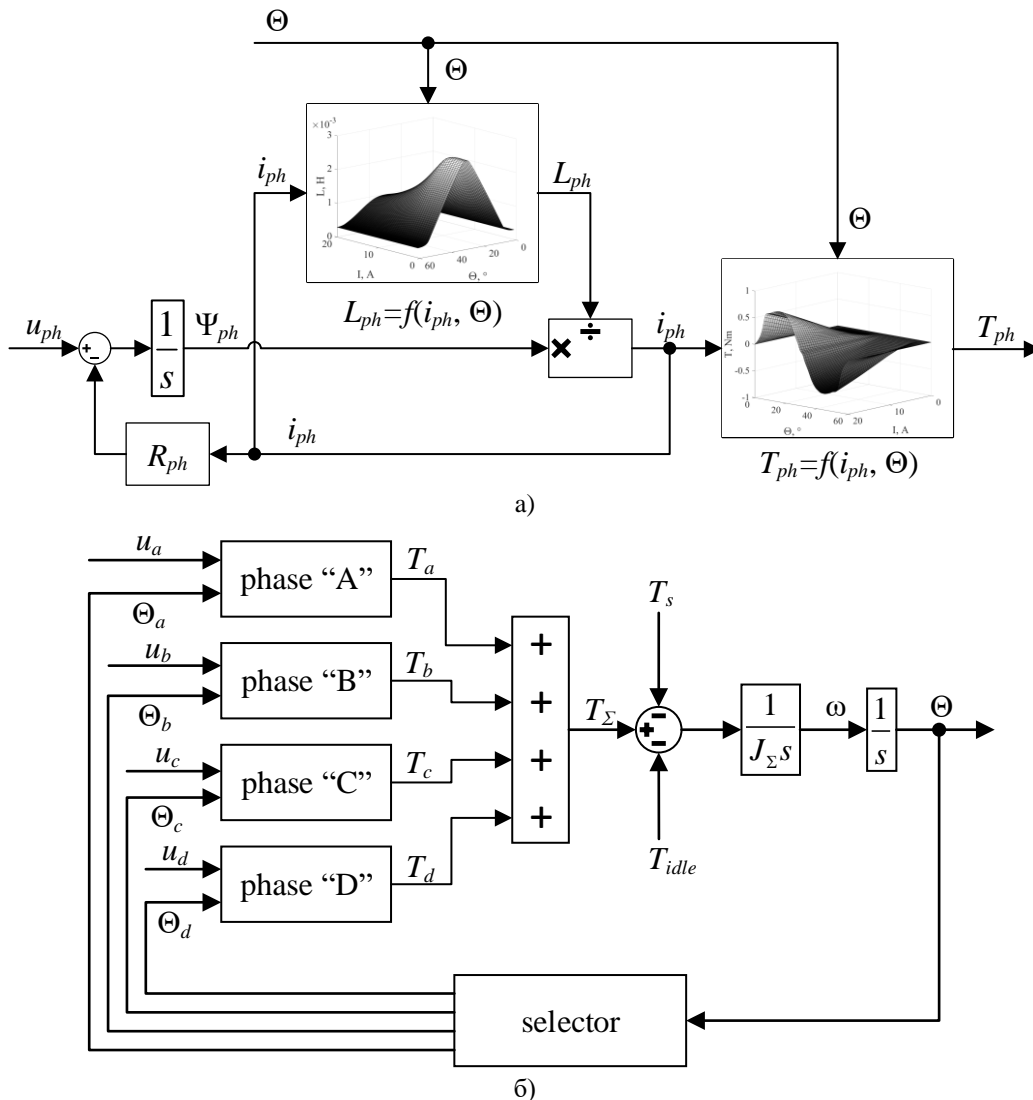


Рис. 1. Структурные схемы одной фазы (а) и вентильно-реактивного двигателя (б).¹

¹ Appendix 1

Очевидно, что модель включает в себя нелинейные зависимости, которые существенно усложняют процедуру синтеза регуляторов.

II. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ДРОБНО-ИНТЕГРАЛЬНОГО ИСЧИСЛЕНИЯ

Идея интеграла или производной дробного порядка зародилась еще в 17-м веке для устранения разрывов этого параметра. Математическое определение дают так называемые формы Римана-Лиувилля (RL-формы), Грюнвальда-Летникова (GL-формы), Капуто, Вейля, Эрдели-Кобера [21].

Так, например, для дробного дифференцирования в GL-форме необходимо выполнять расчет по формуле:

$${}_a D_t^\gamma f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\gamma} \sum_{j=0}^{\lfloor \frac{t-a}{h} \rfloor} (-1)^j \binom{\gamma}{j} f(t-jh) \quad (3)$$

где a, t – границы вычисления; $\gamma \in R$ – дробная степень.

Для дробного интегрирования RL-форма принимает следующий вид:

$${}_a I_t^\gamma f(t) = \frac{1}{\Gamma(\gamma)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\gamma}} d\tau \quad (4)$$

где $\Gamma()$ – гамма функция.

RL-форма для дробной производной записывается следующим образом:

$${}_a D_t^\gamma f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\lambda)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\lambda-n+1}} d\tau \quad (5)$$

Основной особенностью решений дробно-дифференциальных уравнений является их тесная связь со степенными функциями и бесконечными рядами. А в математике такие же функции описывают хаотические динамические системы, фракталы в виде объектов с дробной пространственной размерностью, к которым относятся пористые мембраны и фильтры, электроды аккумуляторов и суперконденсаторов, эффекты «памяти» и многое другое [22]. А также очень хорошо описывается поведение нелинейных объектов со степенными или близкими к ним зависимостями, к которым, очевидно, можно отнести и ВРД.

Анализ и синтез систем дробного порядка методами ТАУ позволяет выполнять преобразование Лапласа, которое для дробного порядка [23] может быть определено следующим образом:

$$L\{D^\gamma f(t)\} = s^\gamma F(s) \quad (6)$$

Следовательно, система с одним входом и одним выходом может быть описана передаточной функцией дробного порядка:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + \dots + b_1 s^{\beta_1} + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\gamma_n} + \dots + a_1 s^{\gamma_1} + a_0 s^{\gamma_0}} \quad (7)$$

где y, u – выходной и входной сигналы соответственно.

III. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИЕЙ С ДРОБНЫМ ПОРЯДКОМ

Проведем моделирование с разными приложенными к двигателю напряжениями и вентиляторной нагрузкой. При этом углы включения и отключения равны $\alpha_{on} = 7.5^\circ$, $\alpha_{off} = 22.5^\circ$. На рис. 2 изображены переходные процессы скорости ВРД при напряжениях 6, 12, 18 и 24 V.

На основании полученных данных проведена идентификация объекта управления, как дробно-апериодического звена с передаточной функции и $\mu = 0.7$:

$$W_{co} = \frac{K}{a_0 s^{\mu} + 1} \quad (8)$$

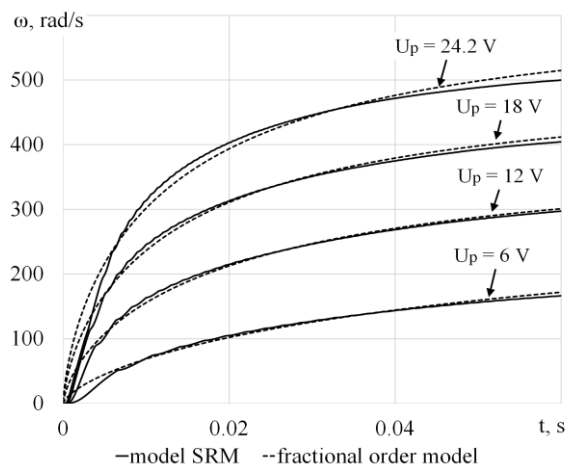


Рис. 2. Переходные процессы скорости с различными приложенными напряжениями. ²

Для определения неизвестных коэффициентов в (8) использован генетический алгоритм, в котором при селекции выбран турнирный метод, новые особи наследовали гены родителей путем равномерного скрещивания, вероятность мутации в хромосоме – 20 % [24, 25]. Оценкой приспособленности особи служила среднеквадратическая ошибка F . Результаты идентификации сведены в табл. 1.

Таблица 1.³

Результаты идентификации передаточной функции (8).⁴

Constant	u_{ph}, V			
	6	12	18	24.2
a_0	0.18	0.082	0.062	0.059
K	54.26	33.47	28.25	25.91

Как видно из рис. 2, переходные процессы в модели двигателя и рассчитанные по передаточной функции (8) достаточно близки, отличиями в начальные интервалы времени можно пренебречь (чтобы не усложнять модель дополнительными слагаемыми в знаменателе). Из табл. 2 можно заметить, что в передаточной функции (8) параметры (a_0, K) изменяются в зависимости от приложенного к обмоткам напряжения. Для компенсации этого при синтезе регуляторов будем также изменять их коэффициенты в зависимости от сигнала задания.

III. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРОВ СКОРОСТИ

Найдем передаточную функцию регулятора скорости, включенного последовательно с преобразователем и двигателем (структурная схема контура изображена на рис. 3). Здесь $u_{ref}, u_{ss}, \Delta u_r, u_{reg}, u_m, \omega$ – сигналы задания скорости, обратной связи и ошибка, выходной сигнал регулятора, напряжение и скорость двигателя соответственно. Также

$$W_{sr}(s), \quad W_{ss}(s) = k_{ss}, \quad W_{conv}(s) = \frac{k_{conv}}{T_{\mu s} s + 1},$$

$$W_{co}(s) = \frac{K}{a_0 s^{\mu} + 1} \quad \text{– передаточные функции}$$

регулятора скорости, датчика скорости, преобразователя и объекта управления соответственно.

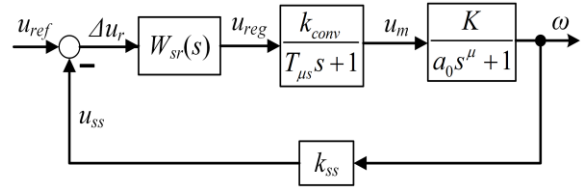


Рис. 3. Структурная схема замкнутого контура скорости.⁵

Исходя из настроек на модульный оптимум, передаточная функция регулятора будет следующей:

$$W_{op.s}^{mo}(s) = \frac{1}{2T_{\mu s} s (T_{\mu s} s + 1)} = W_{sr}^{mo}(s) \frac{k_{conv}}{(T_{\mu s} s + 1)} \frac{K}{(a_0 s^{\mu} + 1)} k_{ss} \quad (9)$$

откуда

$$W_{sr}^{mo}(s) = \frac{1}{2T_{\mu s} s (T_{\mu s} s + 1)} \frac{(T_{\mu s} s + 1)(a_0 s^{\mu} + 1)}{k_{ss} k_{conv} K} \quad (10)$$

После преобразований получим:

$$W_{sr}^{mo}(s) = K_1 s^{\mu-1} + K_2 s^{-1} \quad (11)$$

где коэффициенты

$$K_1 = \frac{a_0}{a T_{\mu s} k_{ss} k_{conv} K}, K_2 = \frac{1}{a T_{\mu s} k_{ss} k_{conv} K}, a = 2. \quad (12)$$

Также настроим систему управления на дробный астатизм порядка $1 + \mu, \mu \in (0; 1)$, при котором повышается не только статическая, но и динамическая точность контура. Передаточная функция разомкнутой системы должна быть следующей:

$$W_{op.s}^{fo}(s) = \frac{b T_{\mu s} s + 1}{a b T_{\mu s}^{\mu} s^{\mu}} \frac{1}{(T_{\mu s} s^{\mu} + 1)} = W_{sr}^{fo}(s) \frac{k_{conv}}{(T_{\mu s} s + 1)} \frac{K}{(a_0 s^{\mu_{co}} + 1)} k_{ss} \quad (13)$$

где значения a и b приближенно выбираются по следующим соотношениям:

$$\begin{cases} (ba) \approx \exp(-10.27 + 7.831\mu), \\ b \approx 7.336 + 0.792(ba) + 3.83 \ln(ba) \end{cases} \quad (14)$$

откуда

$$W_{sr}^{fo}(s) = K_1 s^{\mu_{co}+1-\mu} + K_2 s^{1-\mu} + K_3 s^{\mu_{co}-\mu} + K_4 s^{-\mu} \quad (15)$$

При $\mu_{co} = 0.7$ и $\mu = 1.7$ выражение упрощается:

$$W_{sr}^{fo}(s) = K_1 + K_2 s^{-\mu_{co}} + K_3 s^{-1} + K_4 s^{-1} s^{-\mu_{co}} \quad (16)$$

где коэффициенты

$$K_1 = \frac{bT_{\mu s} a_0}{abT_{\mu s}^{\mu} k_{conv} k_{ss} K}, K_2 = \frac{bT_{\mu s}}{abT_{\mu s}^{\mu} k_{conv} k_{ss} K} \quad (17)$$

$$K_3 = \frac{a_0}{abT_{\mu s}^{\mu} k_{conv} k_{ss} K}, K_4 = \frac{1}{abT_{\mu s}^{\mu} k_{conv} k_{ss} K}$$

На рис. 4 изображены результаты моделирования с передаточными функциями (11) и (16) при заданиях скорости 100, 200, 300, 400 и 500 rad/s.

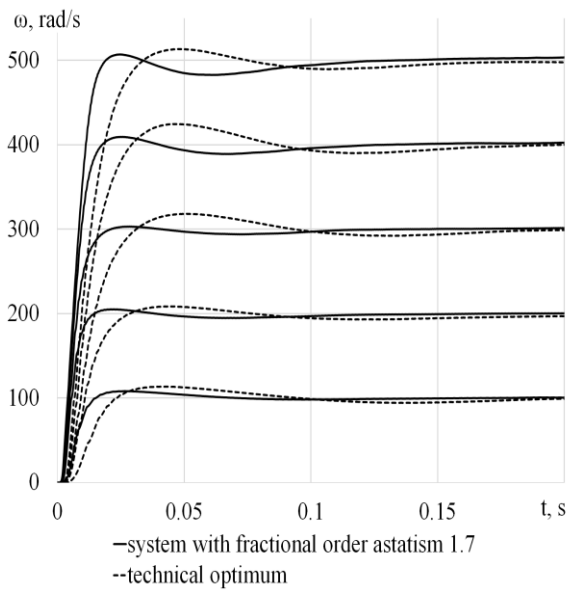


Рис. 4. Графики переходных процессов скорости с настройкой на технический оптимум (пунктир) и дробный порядок астатизма $1+\mu$ (сплошная линия).⁶

Видно, что форма и качественные показатели переходных процессов системы сохраняются примерно одинаковыми при разных заданиях скорости в большом диапазоне регулирования, то есть система ведет себя подобно линейной – это подтверждает возможность применения методов дробно-интегрального исчисления для такого объекта управления, как ВРД. Если сравнивать настройки регулятора на модульный оптимум и дробный астатизм 1.7,

то именно второй вариант дает лучшее время первого согласования и меньшее перерегулирование. Для оптимизации переходного процесса необходимо изменять параметры регуляторов (11) или (16) в зависимости от задания скорости, причем достаточно учитывать три поддиапазона – 0...250, 250...350, 350...500 rad/s, пересчитывая коэффициенты в (12) или (17) с учетом зависимости параметров a_0 и K от сигнала задания (табл. 2).

Таблица 2.⁷
Зависимость параметров от сигнала задания.⁸

Constant	$\omega_{ref}, \text{rad/s}$		
	0...250	250...350	350...500
a_0	0.177	0.0817	0.059
K	54.257	33.472	25.908

Также в целях проверки проведено моделирование реакции системы на ступенчатое изменение сигнала задания: $0 \rightarrow 150 \rightarrow 300 \rightarrow 450 \text{ rad/s}$ (рис. 5).

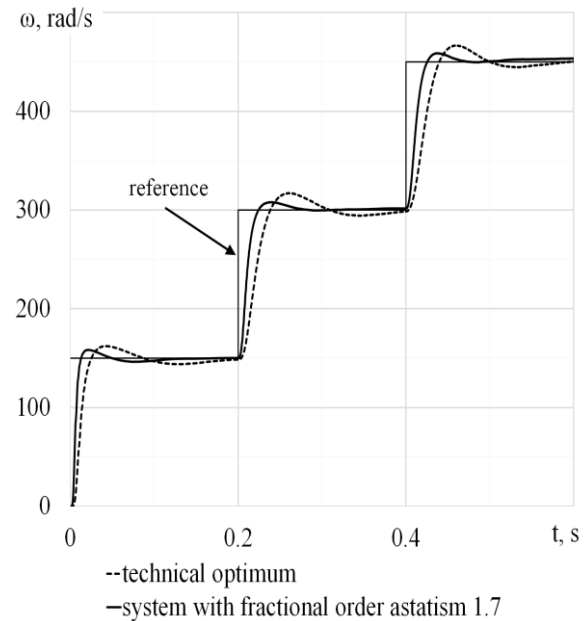


Рис. 5. Переходные процессы при ступенчатом изменении сигнала задания.⁹

Графики на рис. 5 подтверждают, что качественные показатели переходных процессов сохраняются и соответствуют эталонным (рис. 4). Лучшие результаты обеспечиваются при настройке контура с дробным порядком астатизма.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Проведено моделирование вентильно-реактивного двигателя при разных приложенных к обмоткам напряжениях и по полученным данным проведена динамическая аппроксимация ВРД передаточной функцией дробно-апериодического звена

$$W_{co}(s) = \frac{K}{a_0 s^\mu + 1}.$$

2. Показано, что при разных напряжениях параметры аппроксимирующей функции изменяются, поэтому коэффициенты регуляторов необходимо пересчитывать в зависимости от задания скорости.
3. Показано, что наилучшие показатели переходных процессов (минимальное время первого согласования, перерегулирование не более 2 %) обеспечивают регуляторы с дробно-интегральными составляющими при настройке системы с дробным порядком астатизма $1 + \mu$ (1.7).

APPENDIX 1 (ПРИЛОЖЕНИЕ 1)

¹**Fig. 1.** Block diagram of one phase (a) and SRM (b).

²**Fig. 2.** Transients with different applied voltages.

^{3,4}**Table 1.** Results of identification of transfer functions (8).

⁵**Fig. 3.** Block diagram of the speed closed loop.

⁶**Fig. 4.** Transients of speed with tuning on technical optimum (dotted line) and fractional astaticism $1 + \mu$ (solid line).

^{7,8}**Table 2.** Dependence of parameters on the reference signal.

⁹**Fig. 5.** Transients at step of a reference signal.

Литература (References)

[1] Kuznetsov V., Kuz'michev V. Ventil'no-induktornye dvigateli: uchebnoe posobie [Switched reluctance motor: schoolbook]. Moscow, Publisher MEI, 2003. 70 p. (In Russian).

[2] Miller T. J. E. *Electronic control of switched reluctance motors*. Glasgow, SPEED Laboratory, 2001. 272 p.

[3] Savvinov P. V., Semenov A. S. Obzor ventil'no-reaktivnyh dvigatelej [Overview of Switched Reluctance]. *Sovremennyye naukoemkie tehnologii - Modern High Technologies*, 2003, no. 8. (In Russian). Available at: <https://top-technologies.ru/pdf/2013/8-2/169.pdf>. (accessed 11.03.2019)

[4] Krishnan R. *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design*. New York, CRC Press, 2001. 432 p.

[5] Srinivas Pratapgiri, Prasad Polaki, Venkata Narsimha Direct torque control of 4 phase 8/6 switched reluctance motor drive for constant torque load. *World Journal of Modelling and Simulation*, 2005, vol. 8, no. 3, pp. 185-193.

[6] Inderka R. B., De Doncker R. W. DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 3, issue 4, 2003. pp. 1046 – 1051.

[7] Jay Dee, Zhen-Guo Lee, Jin-Woo Ahn Instantaneous Torque Control of SRM with a Logical Torque Sharing Method. *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2007, pp. 1784-1789. doi: 10.1109/PESC.2007.4342271

[8] Cetin Elmas, Tuncay Yigit Genetic PI controller for a switched reluctance motor drive. *International XII Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks, TAINN*, 2003.

[9] J. Xiu, C. Xia, "An application of adaptive fuzzy logic controller for switched reluctance motor drive," in *Proc. IEEE Fuzzy Syst. Knowl. Disc.*, 2007, pp. 154–158.

[10] Salah Ali, Hany M. Hasanien, Yasser Galal Speed Control of Switched Reluctance Motor Using Artificial Neural Network Controller. *Computational Intelligence and Information Technology: First International Conference, CIIT, Pune, India*, 2011. pp.6-14.

[11] Xia Changliang, Wang Mingchao Single Neuron PID Control for Switched Reluctance Motors Based on RBF Neural Network. *Proceedings of the CSEE*, vol. 25, no.15, 2005. pp. 161-165.

[12] Xiu Jie, Xia Changliang GA-Based Adaptive Fuzzy Logic Controller for Switched Reluctance Motor. *Transactions of China Electrotechnical Society*, vol. 22, no.11, 2007. pp. 69-73.

[13] Hari Prabhu. M, Mahendran. S, Rangarajan. V Fuzzy Logic Based PI Closed Loop Control of Switched Reluctance Motor Drives Using Z-Source Inverter. *International Journal of Engineering Research & Technology*, vol. 2 issue 9, 2013. pp. 2330–2340.

[14] Novikov V. V, Wojciechowski K. W., Komkova O. A., Thiel T. Anomalous relaxation in dielectrics. Equations with fractional derivatives. *Materials Science-Poland*, vol. 23, no. 4, 2005. pp. 977-984.

[15] Tarasov V. E. *Fractional Dynamics. Applications of Fractional Calculus to Dynamics of Particles, Fields and Media*. Berlin, Higher Education Press, Beijing and Springer-Verlag, 2010. 505 p. doi: 10.1007/978-3-642-14003-7

[16] Hilfer R. *Applications of Fractional Calculus in Physics*. New York World Scientific, 2000. 472 p. doi: 10.1142/3779

- [17] Das S., Pan I. *Fractional Order Signal Processing*. Springer Briefs in Applied Sciences and Technology, 2012. 116 p. doi: 10.1007/978-3-642-23117-9
- [18] Busher V. V., Aldairi A. synthesis and technical realization of the control systems with the digital fractional integral-differentiating regulators. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, vol. 4, no. 2, 2018. pp. 63-71. doi: 10.15587/1729-4061.2018.139892
- [19] Marushchak Ya. Yu., Kopchak B. L. Pobudova regulatoriv drobovogo poriadku dlia elektromekhanichnikh system [Controllers Construction of Fractional Order in Electromechanical Systems]. *Elektrotekhnichni ta komp'uterni sistemi – Electromechanical and Computer System*, no. 25, 2017. pp. 26–33. (In Ukrainian) Available at: http://nbuv.gov.ua/UJRN/etks_2017_25_6 (accessed 11.03.2019)
- [20] Chen Y. Q., Moore K. L. Discretization Schemes for Fractional-Order Differentiators and Integrators. *IEEE Transactions on Circuits and Systems. I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 49, no. 3, 2002. pp. 363–367.
- [21] Petráš I. *Fractional Derivatives, Fractional Integrals, and Fractional Differential Equations in Matlab, Engineering Education and Research Using MATLAB*. InTech, 2011. doi: 10.5772/19412
- [22] Uchaikin V. V. *Fractional Derivatives for Physicists and Engineers*. Berlin, Higher Education Press, 2013. 385 p. doi: 10.1007/978-3-642-33911-0
- [23] Podlubny I. *Fractional Differential Equations: An Introduction to Fractional Derivatives*. San Diego, Academic Press, 1999. 340 p.
- [24] David A. Coley. *An Introduction to Genetic Algorithms for Scientists and Engineers*. New Jersey, Word Scientific, 1999. 244 p. doi: 10.1142/3904
- [25] Mitsuo Gen, Runwei Cheng *Genetic Algorithms and Engineering Optimization*. New York, John Wiley and Sons, 2000. 511 p. doi: 10.1002/9780470172261

Сведения об авторах.



Бушер Виктор Владимирович, доктор технических наук, профессор кафедры Электромеханических систем с компьютерным управлением Одесского национального политехнического университета.
E-mail: victor.v.bousher@gmail.com



Горошко Василий Владимирович, аспирант кафедры Электромеханических систем с компьютерным управлением Одесского национального политехнического университета.
E-mail: vas.goroshko@gmail.com

Numerical-Field Calculation of the Angle Torque Characteristic of the Three-Phase Inductor of the Magnetic Field of the Electromagnetic Stirrer in Processing Dissimilar Mixtures

Milykh V.I., Shilkova L.V.

National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»
Kharkov, Ukraine

Abstract. The evaluation of the possibility of using electromagnetic stirrers for dissimilar mixtures in various technological processes requires the study of their work under load conditions. The load mode of the agitator is ensured by the needle ferromagnetic elements moving inside a cylindrical working chamber under the influence of a rotating magnetic field, whose effectiveness can be predicted by analyzing the magnitude and nature of changes at the electromagnetic moment. The magnetic field ensures ordering of the ferromagnetic elements, therefore the magnetic permeability in it along the longitudinal and transverse axes becomes different. Due to the anisotropy of the magnetic properties of the composite medium in the working chamber, strong influences arise on this medium, based on the magnetic tension forces acting on the ferromagnetic elements. The purpose of this work was to present the method of calculation of the electromagnetic moment and determination of its dependence on the angular displacement of the rotating magnetic field of the inductor. The distribution of the magnetic induction inside the working chamber in the idle and load modes was compared, it gave an idea of the distribution of the magnetic field lines in those modes, set out the basic principles for calculation of the angular characteristics of the torque of the electromagnetic stirrer. The proposed method was based on the multi-position numerical calculations of the magnetic fields in the FEMM software package. Comparative calculations of the angular characteristics of the torque were performed at different magnetic permeabilities of the composite medium in the working chamber.

Keywords: electromagnetic stirrer, inductor, magnetic field, numerical-field calculations, electromagnetic moment, angular characteristic, magnetic permeability, anisotropy.

DOI: 10.5281/zenodo.3239174

Calculul numeric-experimental al caracteristicilor unghiulare de moment pentru inductorul electromagnetic trifazat al agitatorului electromagnetic pentru prelucrarea amestecurilor diferite

Mylykh V.I., Shilkova L.V.

Universitatea Tehnică Națională "Institutul Politehnic Kharkhov"
Kharkhov, Ucraina

Rezumat. Evaluarea posibilității de a utiliza agitatoare electromagnetice de amestecuri eterogene în diferite procese tehnologice necesită studierea funcționării lor sub sarcină. Regimul de funcționare a agitatoarelor este asigurat de elemente feromagnetice de tip ac, care se deplasează într-o cameră de lucru cilindrică sub influența unui câmp magnetic rotativ. Acest câmp este excitat de un inductor trifazat, a cărui eficiență poate fi prezisă prin analizarea amplitudinii și a naturii schimbărilor în momentul electromagnetic, sub influența căruia amestecurile sunt amestecate în interiorul camerei de lucru. Câmpul magnetic asigură comandarea elementelor feromagnetice în camera de lucru a inductorului, prin urmare permeabilitatea magnetică în el de-a lungul axelor longitudinale și transversale devine diferită. Datorită anizotropiei proprietăților magnetice ale mediului compozit, efectele forței asupra acestui mediu apar în camera de lucru și se bazează pe forțele magnetice de tensiune care acționează asupra elementelor feromagnetice. Scopul acestei lucrări este prezentarea metodei de calcul al momentului electromagnetic și determinarea dependenței de deplasarea unghiulară a câmpului magnetic rotativ al inductorului. Soluția problemei analizei funcționării unui inductor în regimul de încărcare se realizează prin calcule numerice ale câmpurilor magnetice. Se face o comparație a distribuției inducției magnetice în interiorul camerei de lucru la mers în gol și sub sarcină, sunt prezentate modelele de distribuție a liniilor câmpului magnetic în aceste regimuri, sunt evidențiate principiile de calcul al momentului unghiular caracteristic unui inductor de câmp magnetic trifazat.

Cuvinte-cheie: agitator electromagnetic, inductor, câmp magnetic, calcule experimental-numerice, moment electromagnetic, caracteristică unghiulară, permeabilitate magnetică, anizotropie.

Численно-полевой расчет моментной угловой характеристики трехфазного индуктора магнитного поля электромагнитного перемешивателя для обработки разнородных смесей
Милых В.И., Шилкова Л.В.

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
 Харьков, Украина

Аннотация. Оценка возможности применения электромагнитных перемешивателей разнородных смесей в различных технологических процессах требует исследования их работы под нагрузкой. Рабочий режим перемешивателей обеспечивается ферромагнитными элементами игольчатого типа, движущимися внутри цилиндрической рабочей камеры под воздействием вращающегося магнитного поля. Это поле возбуждается трехфазным индуктором, эффективность работы которого может прогнозироваться путем анализа величины и характера изменения электромагнитного момента, под воздействием которого происходит перемешивание смесей внутри рабочей камеры. Магнитное поле обеспечивает упорядоченность ферромагнитных элементов в рабочей камере индуктора, поэтому магнитная проницаемость в ней по продольной и поперечной осям становится разной. Благодаря анизотропии магнитных свойств композитной среды в рабочей камере возникают силовые воздействия на эту среду, и они основываются на силах магнитного натяжения, действующих на ферромагнитные элементы. Целью данной работы является представление методики расчета электромагнитного момента и определение его зависимости от углового смещения вращающегося магнитного поля индуктора. Решение задачи анализа работы индуктора в режиме нагрузки достигается численными расчетами магнитных полей. Проводится сравнение распределения магнитной индукции внутри рабочей камеры в режиме холостого хода и под нагрузкой, представлены картины распределения силовых линий магнитного поля в этих режимах, изложены принципы расчета моментной угловой характеристики трехфазного индуктора магнитного поля. Предложенная методика базируется на многопозиционных численных расчетах магнитных полей в программном пакете FEMM методом конечных элементов. Построение физико-геометрических расчетных моделей индуктора, расчеты магнитных полей и получение угловой моментной характеристики автоматизированы с использованием созданного скрипта Lua, встроенного в программу FEMM. Сравнительные расчеты моментных угловых характеристик сделаны при различных магнитных проницаемостях композитной среды в рабочей камере по взаимноперпендикулярным осям. Варьирование магнитных свойств среды позволяет оценить возможность использования электромагнитного перемешивателя для разных технологических операций.

Ключевые слова: электромагнитный перемешиватель, индуктор, магнитное поле, численно-полевые расчеты, электромагнитный момент, угловая характеристика, магнитная проницаемость, анизотропия.

ВВЕДЕНИЕ

Магнитная сепарация во все времена развития технического прогресса находит широкое применение, как важный этап технологической обработки различных материалов. Устройства, которые обеспечивают такие процессы, имеют множество конструкций. Магнитные сепараторы (МС) можно разделить в зависимости от источника магнитного поля (МП) на два класса: на основе постоянных магнитов и на основе электромагнитов.

Первые применяются с целью обогащения руд магнитных и слабомагнитных материалов, очистки немагнитных материалов от нежелательных магнитных примесей, а также для извлечения ферромагнитных предметов с целью их дальнейшей переработки, транспортировки и использования [1].

Второе применение связано с эффектом вихревого слоя, который возникает в рабочей зоне в результате создания МП электромагнитами.

Широкие возможности в области технологии перемешивания мелких объектов с различными электромагнитными свойствами, с

точки зрения существенного повышения интенсивности и производительности технологических процессов, открываются с использованием электромагнитных перемешивателей (ЭМП) на базе трехфазных асинхронных двигателей (ТАД).

Так, при производстве резины применения ЭМП позволяют уменьшить продолжительность измельчения и смешивания наполнителей, увеличить прочность вулканизаторов на основе каучуков.

Для интенсификации химических процессов применение ЭМП позволяет ускорить окислительно-восстановительные процессы и процессы полимеризации.

Для порошковой металлургии характерным примером служит интенсификация процессов смешивания и диспергирования тугоплавких соединений в качестве сырья для порошкообразных материалов.

В электронной промышленности одной из перспективных отраслей использования ЭМП является производство токопроводящих композиций для переменных непроволочных резисторов. Это позволяет обеспечить необхо-

димое качество помола и смешивания компонентов для резисторов.

В горной химии – доизмельчение до нескольких сотен микрон руды и концентратов, позволяет раскрыть тонковкрапления руды. А также ускорение процессов растворения, выщелачивания и увеличения процента извлечения из руды полезного продукта.

В производстве алмазных и абразивных инструментов применение ЭМП позволяет обеспечить равномерность смешивания компонентов в смеси.

В процессах очистки сточных вод они позволяют произвести очистку от примесей тяжелых металлов.

Также ЭМП находят широкое применение в производстве стройматериалов – для качественного смешивания материалов при производстве керамзита, ячеистых бетонов, силикатного кирпича, при подготовке керамической массы, для размолва красителей и пигментов. Свойства вихревого слоя ферромагнитных частиц могут находить широкое применение и в других отраслях промышленности, как с принудительным введением в рабочую зону дополнительных ферромагнитных частиц для немагнитного сырья, так и без них для ферромагнитного сырья.

Для распространения ЭМП в различные технологические процессы актуальной становится оценка величины электромагнитного момента (ЭММ), под воздействием которого происходит перемешивание разнородных смесей внутри рабочей зоны ЭМП.

Этот вопрос остается неосвещенным и является новизной представляемой работы, несмотря на то, что современные ученые активно изучают и совершенствуют систему проектирования МС, что решаются за счет применения численных методов проектирования, применения новых материалов и конфигураций магнитов или электромагнитов и магнитопроводов.

К таким разработкам относятся:

- работа [1] представляет аналитический метод расчета плоскомеридианного МП МС с осевым расположением полюсов. Используя метод конформного отображения, дано аналитическое выражение для МП во внутренней области МС;

- в работе [2], представлен метод расчета установки возбуждающего тока для процесса высокоинтенсивной сепарации гематитовой руды;

- в работах [3–7] исследуется МС с постоянными магнитами разной формы, предназначенными для разделения ферромагнитных включений в органических продуктах. Представлена математическая модель, основанная на методе конечных элементов и результаты экспериментального исследования;

- работа [8] посвящена проблемам исследования линейных индукционных машин для электродинамического разделения объектов в движущемся МП;

- работа [9] посвящена изучению МП в специальных электромагнитах постоянного тока МС, используемых для извлечения ферромагнитных объектов из разных смесей;

- в работе [10] показаны результаты численных расчетов МП гибридной магнитной системы, состоящей из П-образного электромагнитного сепаратора железа и концентраторов ножеобразных форм, выполненных с использованием метода конечных элементов в программе ANSYS Maxwell;

- в работе [11] целью является изучение имитационных моделей двух электрических устройств с открытой магнитной системой (концентратор) и гибридной магнитной системой (сепаратор железа и концентратор);

- в работе [12] описан способ идентификации и разделения отходов черных и цветных металлов, а также их сплавов;

- в одной из глав работы [13] рассматриваются наиболее распространенные типы МС;

- в работе [14] представлен усовершенствованный механизм МС твердых жидкостей, который отделяет твердую компоненту от жидкой смеси с помощью центробежной силы и разницы удельного веса;

- в работе [15] анализируется крутящий момент и потери в металлической оболочке, которую используют МС удерживающие постоянные магниты;

- в работе [16] описан МС, состоящий из нескольких модульных магнитных роликов, магнитная система которых имеет верный и кольцевой магнит;

- в работе [17] представлена методика численного моделирования динамики магнитных частиц МС;

- также большой интерес у ученых вызывает изучение высокоградиентных МС. Так работы [18-19] посвящены усовершенствованию их конструкций с помощью численного моделирования распределения МП.

Таким образом, можно сделать выводы, что ЭМП имеют широкие возможности при-

менения в различных отраслях промышленности, но до сих пор не являются достаточно изученными, а совершенствование разнообразных конструкций МС современные ученые достигают путем численного моделирования их МП.

Аналогами по принципу действия исследуемого здесь ЭМП являются аппараты вихревого слоя АВС-100 и АВС-150 [20]. Конструктивно они выполняются с сосредоточенными обмотками индуктора в отличие от ЭМП, который сконструирован на базе ТАД, а, значит, имеет распределенную обмотку. Следует отметить, что эти аппараты вихревого слоя имеют уровень магнитной индукции (МИ) в рабочей камере $B=0,15$ Тл.

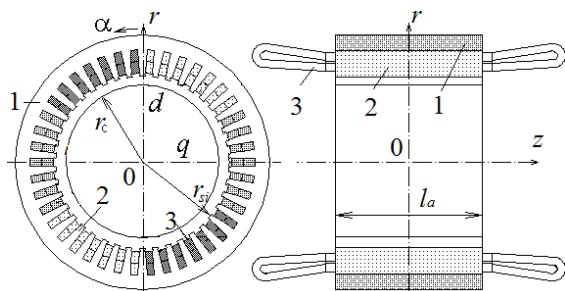
ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Индуктор ЭМП, представляемый авторами данной работы, сконструирован на базе статора ТАД и рассчитан на обеспечение в режиме холостого хода (ХХ) внутри рабочей камеры равномерного МП с МИ $B=0,24$ Тл.

Этот индуктор был подробно представлен в [21], и его конструкция изображена здесь на рис. 1. Рабочая зона ЭМП находится во внутреннем пространстве индуктора, где в ТАД располагался ротор. Проектирование индуктора выполнено по методикам из [22, 23] – аналогично проектированию статора ТАД.

Режим ХХ подразумевает отсутствие в рабочей зоне ферромагнитных элементов, поэтому анизотропии магнитных свойств нет, и относительная магнитная проницаемость здесь по всем направлениям составляет $\mu_r=1$.

Ввиду того, что пространство внутри рабочей камеры индуктора при ХХ немагнитное, необходимо было исследовать трехмерное распределение МП. На рис. 2 силовыми линиями представлена структура такого МП, полученная в [21] численно-полевыми взаимосвязанными расчетами МП в поперечном и продольном сечениях индуктора (на рисунке даны симметричные четверти этих сечений).



1 - спинка сердечника,
2 - зубцово-пазовая зона,
3 - трехфазная обмотка
Рис. 1. Конструктивная схема индуктора ЭМП.¹

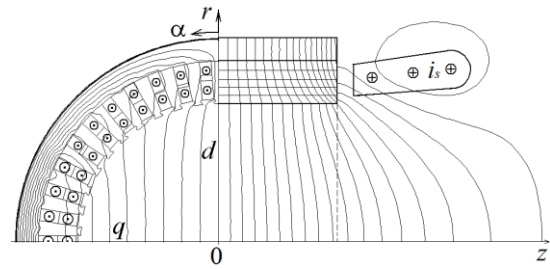


Рис. 2. Продольно-поперечная электромагнитная модель МП индуктора ЭМП.²

Как видно по картине МП, в аксиальном направлении – по оси z вблизи координатной оси r оно существенно не изменяется. Поэтому для анализа электромагнитных процессов в рабочей зоне можно ограничиться расчетами МП в центральном поперечном сечении, проходящем по оси $0r$ (рис. 1 и 2). Это сечение на рис. 2 расположено слева.

Следующий – более важный этап в изучении ЭМП – исследование его работы в режиме нагрузки.

Для обеспечения какого-либо технологического процесса в рабочей камере будут находиться равномерно распределенные ферромагнитные элементы, например, в виде иголок или просто коротких отрезков железной проволоки. При неподвижном МП они будут ориентироваться по его силовым линиям и, значит, на рис. 2 – параллельно оси $0r$. Это приведет к различию магнитных свойств внутри рабочей камеры по разным направлениям, и будет выражаться магнитной анизотропией с разными составляющими относительной магнитной проницаемости μ_{rd} и μ_{rq} по продольной d и поперечной q осям, обозначенным на рис. 1 и 2. Причем значения этих составляющих будут зависеть от конфигурации и числа ферромагнитных элементов.

Интенсивность и качество технологической обработки разнородных смесей зависят от электромагнитного момента (ЭММ) M_{em} , действующего на ферромагнитные элементы. По сути, в ЭМП этот момент является реактивным и сам принцип действия ЭМП оказывается подобным принципу действия синхронного реактивного двигателя [24]. Поэтому в рабочем режиме между ориентацией намагничивающихся ферромагнитных элементов и направлением силовых линий МП

^{1,2} Appendix 1

должен быть некоторый угол, который можно считать углом нагрузки Θ .

В соответствии с отмеченными условиями, целью данной работы является представление методики расчета ЭМП и определение его зависимости от углового смещения вращающегося кругового МП индуктора ЭМП относительно оси, по которой ориентированы (расположены) ферромагнитные элементы. Фактически задача состоит в получении моментной угловой характеристики индуктора МП $M_{em}(\Theta)$. Данная задача может быть решена с применением численно-полевых расчетов.

Для возможности объективной оценки проводимых исследований приведем **основные параметры** электромагнитной системы ЭМП, конструкция которого представлена на рис. 1. Его главные размеры составляют: активная длина $l_a=300$ мм, радиус расточки сердечника индуктора $r_{si}=175$ мм, радиус рабочей камеры $r_c=170$ мм. Определены также номинальные расчетные фазные напряжение $U_{sN}=220$ В и ток $I_{sN}=950$ А, частота $f_s=50$ Гц. В обмотке индуктора числа фаз $m_s=3$ и пар полюсов $p=1$, числа пазов $Q_s=42$ и последовательных витков фазной обмотки $N_s=28$, число параллельных ветвей $a_s=1$. Обмотка индуктора – двухслойная, распределенная, с диаметральной шаг, схема соединения «звезда».

ОСНОВЫ РАСЧЕТА МАГНИТНОГО ПОЛЯ ИНДУКТОРА ЭМП

В поперечном сечении расчетной модели индуктора ЭМП на рис. 1 и 2 заданы и далее используются полярные координаты r, α .

МП индуктора в его центральном поперечном сечении описывается общеизвестным двумерным дифференциальным уравнением:

$$\text{rot} \left[\frac{1}{\mu_e} \text{rot}(\vec{k} A_z) \right] = \vec{k} J_z, \quad (1)$$

где A_z, J_z – аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала (ВМП) и плотности тока;

\vec{k} – орт по аксиальной оси z ;

μ_e – абсолютная магнитная проницаемость (АМП), причем для участков области расчета в шихтованном сердечнике используется эквивалентное ее значение:

$$\mu_e = \mu_{Fe} k_{Fe}, \quad (2)$$

где μ_{Fe} – АМП стальных листов;

k_{Fe} – коэффициент заполнения ими сердечника.

Для остальных участков, кроме области рабочей камеры, μ_e соответствует магнитным свойствам немагнитных сред.

АМП рабочей камеры μ_c задавалось через относительную магнитную проницаемость μ_r

$$\mu_c = \mu_r \mu_0, \quad (3)$$

где $\mu_0=4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная.

При определении значений μ_c и μ_r в рабочей камере учитывается разреженная структура ферромагнитных элементов. На данном этапе исследования сделать это достаточно точным расчетом не представлялось возможным, поэтому магнитная проницаемость μ_r принимались ориентировочно как эквивалентная с учетом АМП ферромагнитных элементов и их концентрации в рабочей камере.

В связи с тем, что для разнообразных технологических процессов требуется различное количество ферромагнитных элементов, которое влияет на величину μ_r , задача расчета моментной угловой характеристики решается для ряда различных значений μ_r . При этом принимается, что ферромагнитные элементы ориентированы по продольной оси, что будет выражаться условием неравенства $\mu_{rq} < \mu_{rd}$.

Распространение МП ограничивалось внешней поверхностью сердечника индуктора, где задано граничное условие Дирихле:

$$A_z = 0. \quad (4)$$

Фактором возбуждения магнитного поля в ЭМП являются токи его индуктора.

В фазных зонах трехфазной обмотки индуктора задана симметричная система токов:

$$\begin{aligned} i_{As} &= I_m \cos(\omega t_k + \beta); \\ i_{Bs} &= I_m \cos(\omega t_k - 2/3 \pi + \beta); \\ i_{Cs} &= I_m \cos(\omega t_k + 2/3 \pi + \beta); \end{aligned} \quad (5)$$

где $I_m = \sqrt{2} I_s / a_s$ – амплитуда токов;

$\omega = 2\pi f_s$ – угловая частота;

t_k – текущее время;

β – начальная фаза токов, которая задает пространственное угловое направление МДС обмотки статора F_s в области расчета МП.

В начальный момент времени ($t_k = 0$) ток в фазной обмотке A равняется амплитудному

значению $i_{sA}=I_{ms}$, тогда определены и токи в фазных обмотках B и C : $i_{sB}=i_{sC}=-0,5I_{ms}$.

Расчетным инструментом (решателем) для решения полевой задачи, описанной уравнениями (1)–(5), является общедоступная программа FEMM [25], составлена на основе метода конечных элементов. Общие принципы таких расчетов магнитного поля и определения ряда электромагнитных параметров электрических машин и других электротехнических устройств изложены в [26, 27].

В качестве исходной иллюстрации на рис. 3 представлена электромагнитная система ЭМП при относительных магнитных проницаемостях по продольной и поперечной осям $\mu_{rd}=10$, $\mu_{rq}=2$. Расчет МП проводился при $\beta = 0$ (5), поэтому картина силовых линий этого поля на рис. 3 в рабочей зоне ориентирована по продольной оси d .

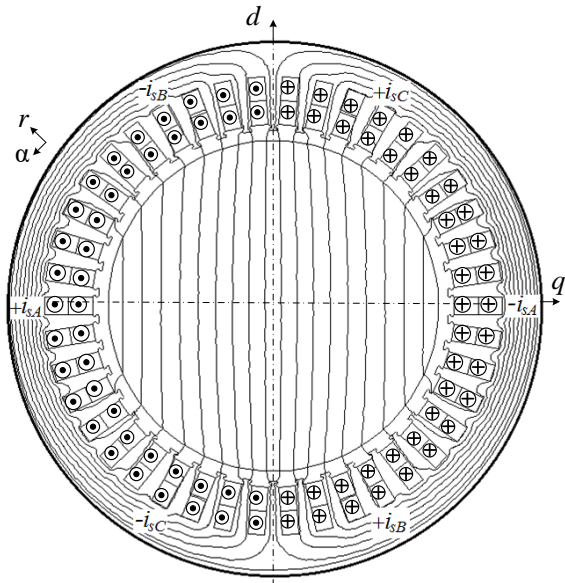


Рис. 3. Поперечное сечение электромагнитной системы ЭМП для $\mu_{rd}=10$, $\mu_{rq}=2$.³

В пазах индуктора на рис. 3 показаны соответствующие направления фазных токов, знаки + и – после их символов учтены в их мгновенных значениях, определяемых по (5). В режиме нагрузки во всех вариантах представляемого исследования так же, как и в режиме ХХ, значение фазного тока принято одним и тем же и равным номинальному току I_{sN} . Это являлось единой основой для сравнения разных режимов и вариантов расчета МП и соответствующих ему параметров индуктора.

По распределению ВМП $A_z(r, \alpha)$, через известное выражение [21, 26]

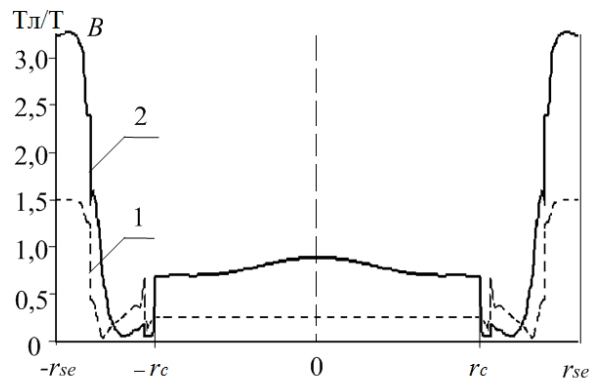
$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (6)$$

определяются радиальная и угловая составляющие МИ:

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \alpha}; \quad B_\alpha = -\frac{\partial A_z}{\partial r} \quad (7)$$

$$\text{и ее модуль: } B = \sqrt{B_r^2 + B_\alpha^2}. \quad (8)$$

На рис. 4 представлены изменения в распределении МИ B по продольной оси $0q$ ЭМП при переходе от режима ХХ к режиму нагрузки в начальном положении МП, которое соответствует рис. 2 и 3. Характерно, что внутри рабочей камеры при ХХ МИ распределена равномерно, а в режиме нагрузки МИ существенно увеличивается и ее кривая становится «выпуклой». Увеличение МИ к краям графиков приходится на зоны стального сердечника индуктора, что практически не затрагивает рабочую камеру. Ограничение уровня МИ в сердечнике может быть сделано изменением его размеров или уменьшением тока обмотки индуктора при нагрузке.



1 – режим ХХ,
2 – режим нагрузки для $\mu_{rd}=10$, $\mu_{rq}=2$.
Рис. 4. Распределение МИ B по оси $0q$.⁴

РАСЧЕТ МОМЕНТНОЙ УГЛОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭМП

Силовые действия в индукторе ЭМП возникают под воздействием МП и основываются на силах магнитного натяжения, которые возникают за счет разной магнитной проводимости наполнителя его рабочей камеры по продольной $0d$ и поперечной $0q$ осям.

После численного расчета МП, описываемого уравнением (1), ЭММ определяется через тензор магнитного натяжения Максвелла [27]:

$$M_{em} = \frac{l_a}{\mu_0(r_{si} - r_c)} \int_{S_\delta} B_r B_\alpha r dS. \quad (9)$$

Для этого в программе FEMM есть соответствующая функция, активизируемая скриптом Lua. Ее работа подготавливается выделением всей области рабочей камеры, и далее программа сама формирует в зазоре кольцевой слой между радиусами окружностей r_{si} и r_c , которые ограничивают поперечную площадь зазора S_δ со сторон расточки индуктора и поверхности рабочей камеры. Результатом работы функции является значение ЭММ (9).

Для получения угловых функций ЭММ проведены многопозиционные расчеты МП при последовательных изменениях угла β , входящего в (5), с заданным шагом, равным, например, 5 или 10 градусам. При этом структура токов и МДС трехфазной обмотки индуктора поворачивалась на такой же угол. Пересчет токов индуктора (5) при разных углах β , а также вычисление и сбор необходимых результатов расчета проводились при работе программы FEMM автоматически с использованием специально написанной подпрограммы на языке Lua, встроенном в эту программу.

Чтобы убедиться, что МП поворачивается на тот же угол β , что и структура токов (5), провели тестовые расчеты при отсутствии магнитной анизотропии в рабочей камере внутри индуктора. Конкретно было принято $\mu_{rd} = \mu_{rq} = 1$, что соответствует режиму ХХ. Для численного эксперимента взяли значения $\beta_1 = 24^\circ$ и $\beta_1 = 52,5^\circ$ (их происхождения станет ясно из дальнейшего текста). Полученные результаты показаны на рис. 5 в виде соответствующих картин МП ЭМП. Как ожидалось, при магнитной проницаемости, в рабочей камере, равной μ_0 , анизотропия не проявилась, и МП повернулось строго на заданные углы.

Численные расчеты зависимости ЭММ от угла нагрузки, т.е. $M_{em}(\Theta)$ проводились при различных сочетаниях составляющих относительной магнитной проницаемости по продольной μ_{rd} и поперечной μ_{rq} осям. На рис. 6 представлены в виде графиков наиболее характерные варианты угловой моментной характеристики при разных сочетаниях μ_{rd} и μ_{rq} . Такие варианты могут быть обусловлены разнообразием областей применения ЭМП, а характеристики могут использоваться для определения ЭММ при применении ферромагнит-

ного наполнителя с различными магнитными свойствами для исследуемого образца ЭМП.

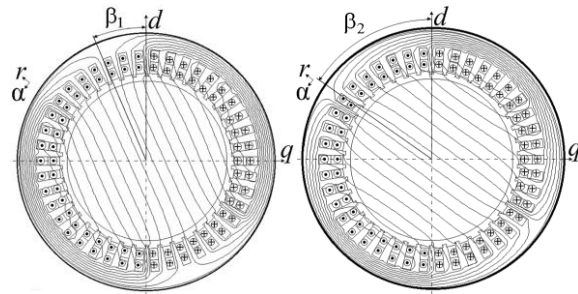
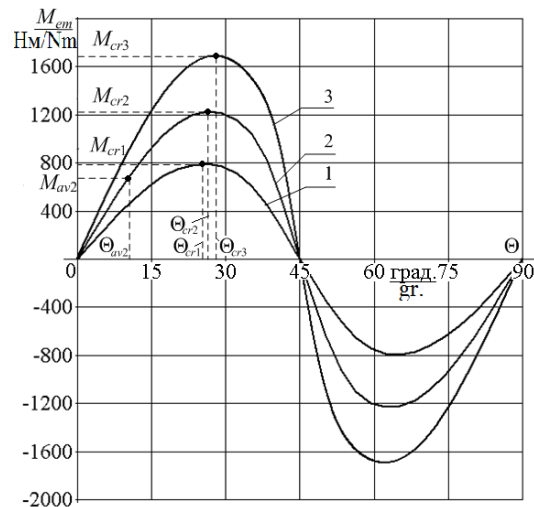


Рис. 5. Картинки МП ЭМП при $\beta_1 = 24^\circ$ и $\beta_2 = 52,5^\circ$ для $\mu_{rd}=1, \mu_{rq}=1$.⁵



1 – при $\mu_{rd}=5, \mu_{rq}=2$; 2 – при $\mu_{rd}=10, \mu_{rq}=2$; 3 – при $\mu_{rd}=50, \mu_{rq}=2$.

Рис. 6. Моментная угловая характеристика ЭМП.⁶

Адекватность расчетов подтверждает то, что характер изменения ЭММ при вращении МП индуктора на 180 эл. град. типичен для синхронных реактивных машин [24]. Там при идеализации расчетных моделей машин угловая функция реактивного момента имеет вид:

$$M_r = M_{max} \sin(2\Theta), \quad (10)$$

где угол Θ соответствовал бы основной угловой функции ЭММ обычной синхронной машины.

Соответственно (10) период изменения функции реактивного момента в два раза меньше периода токов (5). Поэтому соответствующие им аргументы имеют соотношение:

$$\Theta = \beta / 2, \quad (11)$$

и именно в такой интерпретации на рис. 6 представлен масштаб по оси абсцисс.

На рис. 6 функции подтвердили периодичность идеализированной функции (10), но здесь «волны» угловой функции (рис. 6) наклонились

^{5, 6}Appendix 1

и получились смещения критической точки на графиках, которое обусловлено искажением реалистичного МП.

На рис. 6 видны уровни максимальных значений момента M_{cr} в критических точках характеристик при критических углах нагрузки Θ_{cr} , а также среднего значения момента M_{av} для одного из расчетных вариантов.

При расчетном исследовании образца ЭМП: для $\mu_{rd}=5, \mu_{rq}=2$: $\Theta_{cr1}=25,25^\circ$ при $\beta_1 = 50,5^\circ$; для $\mu_{rd}=10, \mu_{rq}=2$: $\Theta_{cr2}=26,25^\circ$ при $\beta_2 = 52,5^\circ$; для $\mu_{rd}=50, \mu_{rq}=2$: $\Theta_{cr3} = 29,25^\circ$ при $\beta_3 = 58,5^\circ$.

На рис. 7 и 8 представлены картины МП, демонстрирующие повороты его силовых магнитных линий при нагрузке ЭМП. Оба раза для удобства сравнения взят один и тот же вариант относительных магнитных проницаемостей: $\mu_{rd}=10, \mu_{rq}=2$, но при указанных на рисунках углах Θ : Θ_{av2} и Θ_{cr2} , которые определены согласно рис. 6.

Таким образом, поворот силовых линий МП соответствует углам нагрузки, определяемым по (11), то есть силовые линии МП повернулись на углы, в два раза меньшие, чем заданные для токов (5) углы β . Это и подтверждает то, что в индукторе ЭМП, как и в теории синхронных электрических машин, угол поворота МП относительно продольной оси ротора считается углом нагрузки.

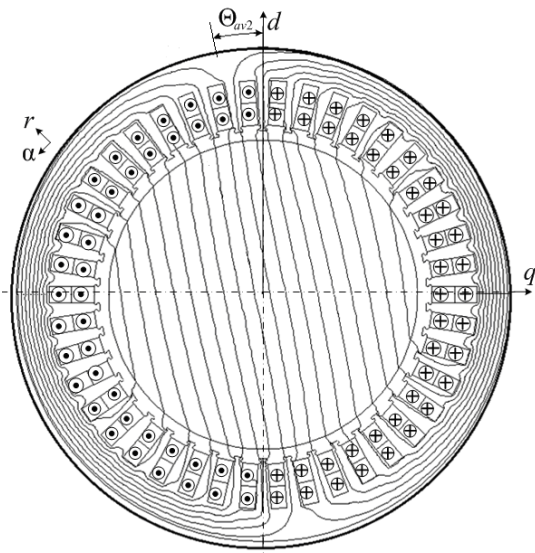


Рис. 7. Картина МП ЭМП при $\Theta_{av2}=12^\circ$ для $\mu_{rd}=10, \mu_{rq}=2$.⁷

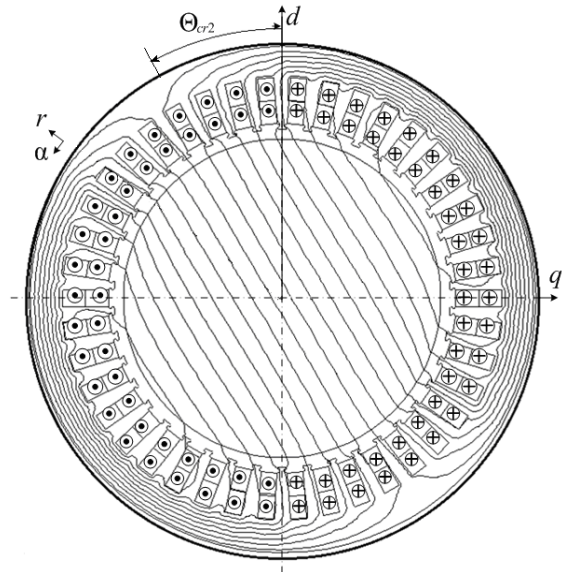


Рис. 8. Картина МП ЭМП при $\Theta_{cr2}=26,25^\circ$ для $\mu_{rd}=10, \mu_{rq}=2$.⁸

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исходя из цели работы в процессе исследования было установлено:

1. Численно-полевые расчеты МП и ЭММ по программе FEMM с использованием написанной подпрограммы на языке Lua являются эффективным средством для расчетного анализа режимов работы индуктора МП в ЭМП. При этом практически без упрощений учитываются геометрия электромагнитной системы индуктора, нелинейные магнитные свойства его сердечника и анизотропия полумагнитной среды, заполняющей рабочую камеру.

2. Численные расчеты МП достаточно точно возвращают его повороты в соответствии с задаваемой фазой токов трехфазной обмотки индуктора. При этом в режиме нагрузки получаемый угол нагрузки индуктора соответствует углу поворота МП, но оказывается в два раза меньше, чем задаваемый угол фазы токов обмотки индуктора.

3. Период моментной угловой характеристики рассматриваемого индуктора МП оказывается в два раза меньше периода токов обмотки индуктора, что соответствует классическим представлениям об угловой функции реактивного момента электрических машин.

4. Представленная методика автоматизированных численно-полевых расчетов индуктора МП может стать эффективной основой для проектирования устройств рассмотренного типа с получением необходимого уровня ЭММ.

APPENDIX 1 (ПРИЛОЖЕНИЕ 1)

¹**Fig. 1.** The design of the inductor of the electromagnetic stirrer.

²**Fig. 2.** The longitudinal-transverse electromagnetic model of the magnetic field of the inductor of the electromagnetic stirrer.

³**Fig. 3.** The electromagnetic system cross section of the electromagnetic stirrer for $\mu_{rd}=10$, $\mu_{rq}=2$.

⁴**Fig. 4.** The distribution of magnetic induction on the Od axis (1 – idle mode, 2 – load mode for $\mu_{rd}=10$, $\mu_{rq}=2$).

⁵**Fig. 5.** The view of magnetic field of the electromagnetic stirrer on the $\beta_1 = 24^\circ$ и $\beta_2 = 52,5^\circ$ for $\mu_{rd}=1$, $\mu_{rq}=1$.

⁶**Fig. 6.** The torque angular characteristic of the electromagnetic stirrer (1 – for $\mu_{rd}=5$, $\mu_{rq}=2$; 2 – for $\mu_{rd}=10$, $\mu_{rq}=2$; 3 – for $\mu_{rd}=50$, $\mu_{rq}=2$).

⁷**Fig. 7.** The view of magnetic field of the electromagnetic stirrer on the $\Theta_{cr2}=12^\circ$ for $\mu_{rd}=10$, $\mu_{rq}=2$.

⁸**Fig. 8.** The views of magnetic field of the electromagnetic stirrer on the $\Theta_{av2}=26,25^\circ$ for $\mu_{rd}=10$, $\mu_{rq}=2$.

Литература (References)

- [1] Smolkin M.R., Smolkin R.D., Smolkin E.R. Analysis of magnetic fields and circuits in separators with plane-parallel and plane-meridian symmetry. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2008, vol. 44, no. 8. pp. 1990–2001. doi: 10.1109/TMAG.2008.921841.
- [2] Liu Jinxin, Liu Jinli, Ding Jinliang, Chai Tianyou. Intelligent control for operation of iron ore magnetic separating process. *IEEE Conference Publications "7th World Congress on Intelligent Control and Automation"*. China. 2008. pp. 2798–2803. doi: 10.1109/WCICA.2008.4593369.
- [3] Dimova Tatyana, Marinova Mariya, Aprahamian Bohos. Assessment of the influence of the magnetic filter type on the magnetic field of a separator type MCR-5. *IEEE Conference Publications "19th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA)"*. Bulgaria. 2016. pp. 1–4. doi: 10.1109/SIELA.2016.7542990.
- [4] Dimova Tatyana, Aprahamian Bohos, Marinova Maria, Streblau Maik. Increasing the efficiency of permanent magnet separators by maintenance of certain functional state of the object of separation. *IEEE Conference Publications "19th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA)"*. Bulgaria. 2016. pp. 1–4. doi: 10.1109/SIELA.2014.6871849.
- [5] Dimova Tatyana, Mariya Marinova, Aprahamian Bohos. Investigation of the magnetic field of a separator with specific configuration of the magnetic filter. *IEEE Conference Publications "19th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA)"*. Bulgaria. 2016. pp. 1–4. doi: 10.1109/SIELA.2016.7542989.
- [6] Dimova Tatyana M., Marinova Mariya I., Aprahamian Bohos R., Marinov Marin T. Investigation of the exploitation modes of a special type magnetic separator. *IEEE Conference Publications "2018 International Conference on High Technology for Sustainable Development (HiTech)"*. Bulgaria. 2018. pp. 444–447. doi: 10.1109/ELMA.2017.7955482.
- [7] Dimova Tatyana M., Streblau M., Aprahamian Bohos R. 3D Modeling of the Magnetostatic Field in Separation Apparatus. *IEEE Conference Publications "15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)"*. Bulgaria. 2017. pp. 1–4. doi: 10.1109/HiTech.2018.8566294.
- [8] Obvintseva Evgeniya Yu., Konyaev Andrey Yu. Linear induction machines for electrodynamic separation of non-ferrous metals. *IEEE Conference Publications "IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EICon Rus)"*. Russia. 2017. pp. 1567–1570. doi: 10.1109/EIConRus.2017.7910871.
- [9] Tatevosyan A. A. Tatevosyan A. S., Zaharova N. N. The study and calculation of magnetic field of the DC electromagnet with the split poles and polar tips. *IEEE Conference Publications "2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)"*. Russia. 2016. pp. 1–4. doi: 10.1109/ICIEAM.2016.7911489.
- [10] Andreeva Yelena G., Semina Irina A., Orlov Andrey S. The research of three-dimensional magnetic field of the hybrid magnetic system in the ANSYS Maxwell program. *IEEE Conference Publications "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)"*. Russia. 2016. pp. 1–4. doi: 10.1109/Dynamics.2016.7818964.
- [11] Demin Alexander V., Andreeva Elena G., Semina Irina A. The study of electromagnetic processes and characteristics systems with open magnetic core. *IEEE Conference Publications "International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)"*. Russia. 2015. pp. 1–4. doi: 10.1109/SIBCON.2015.7146974.
- [12] Brojboiu Maria, Mandache Lucian, Ivanov Virginia. Concerning the selectivity of the experimental device based on eddy currents for the metal waste separation. *IEEE Conference Publications "4th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE)"*. Romania. 2013. pp. 1–5. doi: 10.1109/ISEEE.2013.6674383.
- [13] Brauer John R. *Magnetic actuators operated by DC. Magnetic actuators and sensors*. Wiley-IEEE Press eBook Chapters. Publisher: Wiley-IEEE Press. 2014. Edition 1. p. 400. doi: 10.1002/9781118779262.ch07.
- [14] Koshi Yasuhiro, Ooshima Masahide, Uddin M. Nasir, Kitada Hiroshi. Improvement of rotational torque and suspension force by winding arrangement in a bearingless motor drive for a solid-liquid separator. *IEEE Conference Publications "IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)"*. Canada. 2011. pp. 1415–1420. doi: 10.1109/IEMDC.2011.5994815.
- [15] Gerlando A. Di, Foglia G., Iacchetti M., Perini R., Gatelli F., Armellini L. Torque and losses in the metallic shell of a dual mechanical port PM electrical machine, for dangerous fluid pumps. *IEEE Confer-*

- ence Publications "The XIX International Conference on Electrical Machines ICEM 2010". Italy. 2010. pp. 1–6. doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5607880.
- [16] Hongguang Jiao, Song Liu, Jiao Ma. Research on new magnetic roller for magnetite preselection with discarding tailings. *IEEE Conference Publications "2011 Second International Conference on Mechanical Automation and Control Engineering"*. China. 2011. pp. 612–616. doi: 10.1109/MACE.2011.5986999.
- [17] Young Sun Kim, Myung Ki Baek, Gwan Soo Park, Il Han Park. Dynamics of magnetic particles in a magnetic separation system using the finite element field model and level set method. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2010, vol. 20, no. 3. pp. 953 - 956. doi: 10.1109/TASC.2010.2040381.
- [18] Shvedchykova Iryna, Romanchenko Julia, Nitchenko Inna. Comparative analysis of inhomogeneity degree of magnetic field of polygradient magnetic separators for purification of bulk materials. *IEEE Conference Publications "2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)"*. Ukraine. 2017. pp. 144–147. doi: 10.1109/MEES.2017.8248873.
- [19] Kheshti Zeinab, Hassanajili Shadi, Ghajar Koorosh Azodi. Study and optimization of a high-gradient magnetic separator using flat and lattice plates. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2018, vol. 55, no. 2. pp. 1–8. doi: 10.1109/TMAG.2018.2883624.
- [20] Kompanija GlobeCore. *Apparat Vikhrevogo Sloja AVS-100*. [Company GlobeCore. Vortex Layer Machine ABC-100]. Available at: <https://avs.globecore.ru/products/avs-100.html>. (accessed 17.11.2017).
- [21] Milykh V.I., Shilkova L.V., Revugenko S.A. Chyselnyi analiz mahnitnoho polia tsylindrychnoho tryfaznoho induktora mahnitnoho separatora [Numerical analysis of the magnetic field of a cylindrical three-phase magnetic separator inductor]. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion."*, 2017, no. 1 (1123), pp. 76–82. (In Ukrainian).
- [22] Gol'dberg O. D., Gurin Ja. S., Sviridenko I. S. *Proektirovanie jelektricheskikh mashin* [The design of electrical machines]. Moscow, Vysshaja shkola, 2001, 430 p. (in Russian).
- [23] Kopylov I. P., Goryainov F. A., Klovov B. K. et al. *Proektirovanie elektricheskikh mashin* [The design of electrical machines]. Moscow: Yurait, 2011, 767 p. (in Russian).
- [24] Voldek A. I., Popov V. V. *Elektricheskie mashiny. Mashinyi peremennogo toka* [Electrical Machines. Machines of alternating current], SPb, Piter Publ, 2010, 356 p. (in Russian).
- [25] Meeker D. *Finite Element Method Magnetics: OldVersions*. 11October 2010. Available at: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions>. (accessed 21.10.2016).
- [26] Bianchi, Nicola. *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements (Copyrighted Material)*. CRC Press, Taylor & Francis Group, University of West Florida, 2005, 276 p.
- [27] Milykh V. I., Polyakova N. V. Opredelenie elektromagnitnykh parametrov elektricheskikh mashin na osnove chislennykh raschetov magnitnykh poley [Determination of electromagnetic parameters of electric machines based on numerical calculations of magnetic field]. *Electrotehnika i Electromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*. 2006, no. 2, pp. 40–46. (in Russian).

Сведения об авторах.



Мильх Владимир Иванович, окончил Харьковский политехнический институт по специальности «Электрические машины и аппараты», заведующий кафедрой «Электрические машины» Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», профессор, доктор технических наук, Отличник образования Украины, член специализированного ученого совета Д 64.050.08. Область научных интересов связана с математическим моделированием и исследованием электромагнитных полей, параметров и процессов в электрических машинах, исследованием машин постоянного тока разных типов, турбогенераторов, линейных электродвигателей различного назначения.

E-mail: mvikemkpi@gmail.com

Шилкова Лариса Васильевна, окончила Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт» по специальности «Электрические машины и аппараты» в 2007 г. Аспирант и по совместительству старший преподаватель кафедры «Электрические машины» этого же университета. Область научных интересов связана с исследованием магнитных сепараторов, автоматизированными численными расчетами магнитных полей электрических машин, повышением эффективности системы проектирования магнитных сепараторов.

E-mail: larisa_lv@ukr.net



Control System Structure of the 4th Drive Power Installations for Electric Vehicles

Osadchyy V.V., Nazarova E.S., Brylistyy V.V.
Zaporizhzhia National Technical University
Zaporizhzhia, Ukraine

Abstract. The main global trend in the automotive industry is a significant increase in the share of hybrid and electric vehicles in total production, as well as the expansion of the related infrastructure. One of the main objectives of the development of an electric vehicle was to increase mileage without recharging and to improve the handling and maneuverability, as well as the passengers' safety and cargo transportation conditions. The increase in mileage can be achieved both by improving the battery, and by improving the energy efficiency of the electric drive. The passenger safety is largely dependent on the vehicle handling. Therefore, an urgent task is to improve the performance and energy efficiency of the electric vehicles using the electric drive. The aim of this work was to justify the use of the 4-drive installation, which allowed us to redistribute the torque between the drive wheels, as a base for a modern electric vehicle. The redistribution of the moment between the drive wheels by means of an automated electric drive improved the controllability and safety of the vehicle by maintaining the torque of the drive wheels at the maximum possible level under the given driving conditions. Namely, they are the vehicle speed, angle of rotation and coefficient of adhesion of the drive wheels to the road surface. Using this method enabled to improve the energy efficiency compared to the mechanical method of the redistribution of the moment by eliminating the braking losses of the wheels, which required a reduction in the moment.

Keywords: automobile industry, automobile production, electric car, automatic control system, torque, electric drive, four-wheel drive, 4 engines.

DOI: 10.5281/zenodo.3239150

Structura sistemului de control a instalației de putere cu 4 acționări pentru vehicule electrice

Osadchy V.V., Nazarova E.S., Brylisty V.V.

Universitatea Tehnică Națională din Zaporije, Zaporije, Ucraina

Rezumat. Principala tendință globală în industria automobilelor este creșterea semnificativă a ponderii vehiculelor hibride și electrice în producția totală, precum și extinderea infrastructurii asociate. Unul dintre obiectivele principale ale dezvoltării unui vehicul electric este de a crește kilometrajul fără reincărcare și de a îmbunătăți manevrabilitatea și controlul, precum și siguranța pasagerilor și condițiile de transport al încărcăturii. Creșterea kilometrajului poate fi atinsă atât prin îmbunătățirea bateriei, cât și prin îmbunătățirea eficienței energetice a transmisiei electrice. Siguranța transportului de pasageri și mărfuri depinde în mare măsură de controlabilitatea vehiculului. Prin urmare, o sarcină urgentă este îmbunătățirea performanței și a eficienței energetice a vehiculelor electrice care utilizează unitatea electrică. Scopul lucrării este de a crește controlabilitatea vehiculului prin utilizarea unei unități de antrenare pe 4 roți, care permite redistribuirea cuplului între roțile motoare. Acest obiectiv este realizat prin menținerea cuplului roților motoare la cel mai înalt nivel posibil în condițiile de conducere date, și anume viteza vehiculului, unghiul de rotație și coeficientul de aderență al roților motoare pe suprafața drumului, ceea ce îmbunătățește controlul și siguranța vehiculului. Ca urmare a studiului, s-au formulat cerințele de bază pentru sistemul de control automat al unei centrale electrice de autovehicul și s-au obținut expresii analitice pentru determinarea momentului maxim al roții, luând în considerare calea, baza, înălțimea centrului de masă și raza de cotitură, asigurând accelerația maximă a vehiculului, Redistribuirea momentului dintre roțile motoare, prin intermediul unei acționări electrice automate, ținând cont de expresiile analitice obținute, face posibilă creșterea eficienței energetice a vehiculului.

Cuvinte-cheie: industria automobilelor, producția de automobile, mașină electrică, sistem de control automat, cuplu, acționare electrică, tracțiune integrală, 4 motoare.

Структура системы управления 4-х приводной силовой установкой для электрических транспортных средств

Осадчий В.В., Назарова Е.С., Брылистый В.В.

Запорожский национальный технический университет, Запорожье, Украина

Аннотация. Основной мировой тенденцией в автомобильной промышленности является существенное увеличение доли гибридных и электрических транспортных средств в общем объеме производства, а также расширение связанной с ними инфраструктуры. Одной из основных задач развития электрического транспортного средства является увеличение пробега без подзарядки и улучшения показателей управляемости и маневренности, а также безопасности пассажиров и условий перевозки груза. Увеличение пробега может быть достигнуто как за счет совершенствования аккумуляторной батареи, так и путем повышения энергоэффективности электропривода. Безопасность перевозки пассажиров и грузов в значительной степени зависит от управляемости транспортного средства. Поэтому актуальной задачей является повышение показателей управляемости и энергоэффективности электрического транспортного средства с использованием электропривода. Целью работы является повышение управляемости транспортного средства путем применения 4-х приводной установки, позволяющей перераспределять крутящий момент между приводными колесами. Поставленная цель достигается за счет поддержания крутящих моментов приводных колес на максимально возможном уровне при данных условиях движения, а именно, скорости транспортного средства, угла поворота и коэффициента сцепления приводных колес с дорожным покрытием, что позволяет повысить управляемость и безопасность транспортного средства. В результате исследования сформулированы основные требования к системе автоматического управления силовой установки транспортного средства и получены аналитические выражения для определения максимального момента на колесе, учитывающие колею, базу, высоту центра масс и радиус поворота, обеспечивающие максимальное ускорение транспортного средства, исключая пробуксовку колес. Перераспределение момента между приводными колесами средствами автоматизированного электропривода с учетом полученных аналитических выражений позволяет повысить энергоэффективность транспортного средства по сравнению с механическим способом перераспределения момента за счет исключения потерь на торможение колес, на которых требуется снижение момента.

Ключевые слова: автомобильная промышленность, автомобильное производство, электромобиль, система автоматического управления, крутящий момент, электропривод, полный привод, 4 двигателя.

ВВЕДЕНИЕ

Современное состояние мирового рынка транспортных средств характеризуется существенным увеличением доли электрических транспортных средств (ЭТС) в общем объеме производства. Одними из основных задач развития ЭТС является увеличение пробега без подзарядки и улучшения показателей безопасности пассажиров и условий перевозки груза. Увеличение пробега может быть достигнуто как за счет совершенствования аккумуляторной батареи так и путем повышения энергоэффективности электропривода. Безопасность пассажиров в значительной степени зависит от управляемости транспортного средства. Поэтому актуальной проблемой является повышение показателей управляемости и энергоэффективности ЭТС средствами электропривода.

Предлагаемое решение данной проблемы – использование 4-х приводной силовой установки в качестве базовой и разработка, под данную силовую установку, системы автоматического управления распределения крутящим моментом.

Сравнительный анализ литературных источников показал недостаточную освещенность вопроса разработок систем управления крутящим моментом именно 4-х приводных силовых установок. Исследуемые источники условно структурированы по категории в соответствии с тематикой.

К 1-й категории можно отнести обзор и выбор тяговых силовых установок для электромобиля. В работе [1] обосновывается использование двунаправленных преобразователей и суперконденсаторов в гибридных тяговых установках, системам управления с нелинейными регуляторами посвящено исследование [2], сравнительный анализ различных типов электродвигателей проведен в работах [3], [4], применение математического моделирования для анализа эффективности электропривода электромобиля рассмотрено в [5]. Основной идеей, объединяющей указанные источники, является их применение в качестве тяговой установки для электромобиля синхронного двигателя на постоянных магнитах (СМПС), который обладает рядом существенных преимуществ относительно двигателей других конструкций, описанных в

источниках; а именно: высокий КПД, длительный срок службы, низкий уровень шума. Недостатком является его высокая стоимость из-за использования в конструкции редкоземельных металлов. Несмотря на это СМПП перспективен для электромобиля.

Ко второй категории относится обзор и выбор бортовых систем управления и систем управления тяговым приводом современных электромобилей.

Исследования, посвященные системе оптимального управления энергопотреблением на основе комплексного целочисленного линейного программирования для станции замены батарей, отражены в [6]. Необходимость соответствия стратегии управления стилю езды для обеспечения экономии энергии показана в [7], различные типы бортовых систем управления автономным транспортным средством рассмотрены в [8], в том числе с использованием интеллектуальных систем [9] и векторного управления [10], с использованием технологий Интернета вещей для повышения эффективности процесса заряда аккумуляторных батарей [6], с применением математического моделирования для определения энергетических характеристик электромобиля [11]. Исследованы особенности взаимодействия систем управления электромобиля с системами распределения энергии в зданиях [12], рассмотрен метод экономии энергии за счет управления моментом электродвигателя в гибридных автомобилях [10].

Источники, описанные в 3-й категории, на основании сформулированных задач, целей и начальных условий приводят расчеты механических параметров узлов транспортного средства и элементов трансмиссии. Так источник [13] предлагает руководство по определению подходящих концепций трансмиссий для различных электрических двигателей. Значение механического сцепления и его связь с размером ТС и топологией двигателя представлено в [14]. Немаловажным в данной тематике является статья [15], представляющая концепцию высокоэффективной трансмиссии с учетом динамики движения. Работа [16] демонстрирует результаты экспериментального исследования по эффективности коробки передач электромоторов.

Интересной с точки зрения результатов исследования, является 4-я категория литературных источников, посвященная результатам реальных экспериментов, так как они

носят противоречивый характер. Например, в статье [17] в выводах указан «большой социальный эффект» от массовой модернизации автомобиля путем замены ДВС на ЭП (конвертация), который, по итогу, должен активизировать малый и средний бизнес по производству такой модернизации. Однако в автореферате [18] аналитически и опытным путем доказано, что метод частичной или полной конвертации автомобиля в электромобиль нивелирует большую часть преимуществ электропривода относительно ДВС.

Важно отметить работы [19], [20], использующие схожую идею 4-х приводной силовой установки, но имеющее принципиальное отличие – использование в качестве приводов мотор – колеса, что в данном исследовании недопустимо. Ранее было выяснено из [18] о необходимости создания конструкции транспортного средства, которое обеспечит электромобилю наилучшие качества. Неподдресоренная масса мотор-колесо снижает комфорт и управляемость, повышает износ подвески, передает вибрации на кузов. Соответственно выход из строя мотор-колеса требует немалых средств на ремонт и снижает гибкость эксплуатации транспортного средства.

Работы 5-й категории посвящены современным технологиям зарядки электрических транспортных средств, а также их влиянию на инфраструктуру [21], [6], [22-26].

Финальная часть работ, касающихся электромобиля, посвящена экономическим эффектам в области автомобилестроения и смежным с ней отраслям. Главный вывод в этой теме – существенное влияние электромобиля на деятельность автопроизводителей и автомобильную отрасль [27].

Таким образом, недостаточная освещенность вопроса применения 4-х приводной установки, в качестве базовой на современном ЭТС, как способа повышения показателей управляемости и энергоэффективности ЭТС средствами электропривода, определяет цель исследования.

Целью работы является повышение управляемости транспортного средства путем применения 4-х приводной установки, позволяющей перераспределять крутящий момент между приводными колесами.

МЕТОДЫ, РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

С целью максимальной реализации преимуществ электропривода, как основной си-

ловой установки транспортного средства, сформулированы основные требования к системе автоматического управления силовой установки и к транспортному средству:

- высокие показатели управляемости и проходимости транспортного средства;
- обеспечение максимального уровня безопасности водителя и пассажиров, находящихся в транспортном средстве и участников движения;
- минимизация затрат энергии в различных режимах езды;
- соответствие показателя цена/качество сложившейся ситуации на рынке электромобилей;
- экономически обоснованное использование электропривода и микропроцессорных систем управления вместо механических узлов управления моментом;
- максимально возможный учет в конструкции транспортного средства требований по компоновке элементов электропривода.

Опыт множества мировых автопроизводителей показывает, что полноприводные системы лучше справляются с указанными требованиями по сравнению с отдельно задним и отдельно передним приводом.

Однако средства передачи момента от двигателя к колесу остались прежними: дифференциал, муфты, карданный вал и другие.

Наличие таких механических узлов ведет к неизбежным потерям мощности на колесе, а, следовательно, приводит к нерациональному распределению крутящего момента.

Вследствие этого, очевидна необходимость уменьшения количества механических узлов. Самая эффективная передача крутящего момента – напрямую от двигателя к колесу. Современные электромоторы по массогабаритным показателям и выходным мощностям превосходят ДВС.

Наличие таких электромоторов позволяет использовать на транспортном средстве не одну силовую установку, что в свою очередь позволяет решать задачи уменьшения количества механических узлов передачи момента и замены их на электропривод. Подтверждением этому служит тенденция увеличения количества приводов в современных электромобилях.

Последние модели обладают минимум двумя силовыми установками. Один электро-

мотор на задней оси, другой на передней, исключая необходимость карданного вала.

Однако технологи компании «Audi» пошли дальше. Один из последних прототипов Audi E-Tron Quattro 2018 обладает 3 силовыми установками (2 на задней оси и 1 на передней).

Стремление автопроизводителей управлять крутящим моментом каждого колеса отдельно позволит им в результате получить продукт, имеющий наилучшие показатели в управляемости, проходимости, безопасности, комфорте и расходе энергии, а значит, быть передовым на современном рынке электромобилей.

Таким образом, обоснование применения 4-х приводной силовой установки сводится к:

- возможности конструкционной реализации 4-х приводной силовой установки;
- способности данной системы на выполнение всех требований, отражающих максимальную реализацию преимуществ электропривода, как силовой установки современного транспортного средства;
- тенденции современного автомобилестроения, как подтверждение реализуемости и правильности выбранного решения.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- определение структуры САУ распределения моментом;
- определение зависимости допустимых моментов колес от скорости движения и радиуса поворота автомобиля;
- выбор тяговых двигателей в зависимости от конструктивных особенностей, мощностных показателей и энергетических затрат.

Структура САУ распределения крутящего момента 4-х приводной силовой установки представлена на рис. 2., где K_A – положение педали акселератора, K_B – положение педали тормоза, φ_s - угол поворота рулевого колеса, Torque control system (TCS) - микропроцессорная система управления распределением момента, Drive – электропривод, Wheel – колесо.

Подсистема Drive (рис.3) представлена частотным преобразователем (FC) и двигателем (Motor).

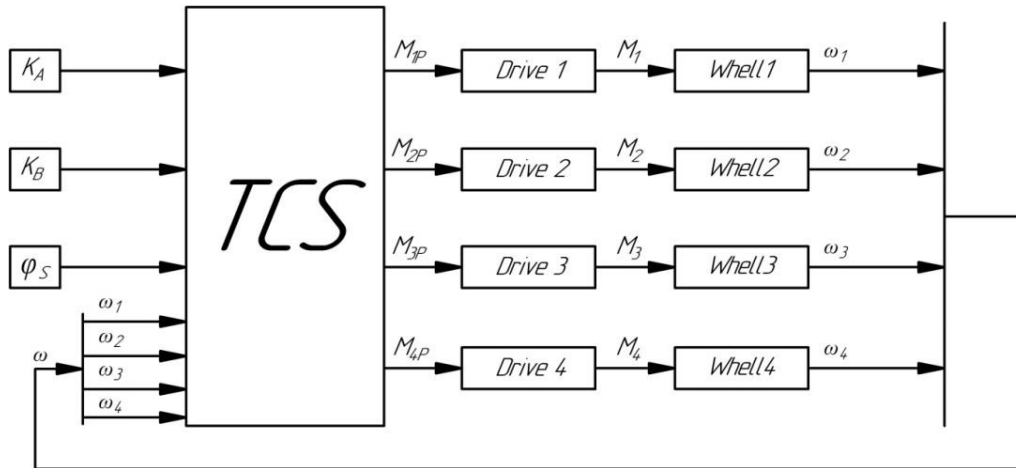


Рис. 1. Структурная схема САУ. ¹

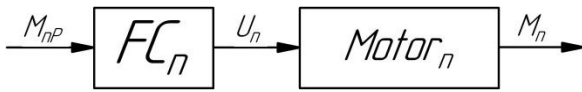


Рис 2. Структурная схема подсистемы Drive. ²

При математическом описании объекта приняты следующие допущения: центр масс находится в геометрическом центре ТС, каркас ТС абсолютно жесткий, коэффициент трения покоя между колесом и дорожным покрытием известен и одинаков для всех колёс.

На рис. 4 представлены силы, действующие на транспортное средство в повороте, где A - поперечное расстояние между серединами колес ТС (колея), B - продольное расстояние между серединами колес ТС (база), C - расстояние от внутреннего колеса до центра поворота ТС, высота центра масс - H .

Необходимо вывести формулы сил, тянущих транспортное средство в поворот ($F_{P1}, F_{P2}, F_{P3}, F_{P4}$), определить максимальную силу тяги (F_{Tmax}), которую можно подавать на колесо до момента пробуксовки, с учетом перераспределения реакций опор (N_1, N_2, N_3, N_4) в повороте.

Исходя из рис. 4, можно определить углы поворотов колеса 1 (1) и колеса 2 (2), угол между вектором центростремительной силы и осью задних колес (3), а также вычислить радиус поворота (4) по формулам:

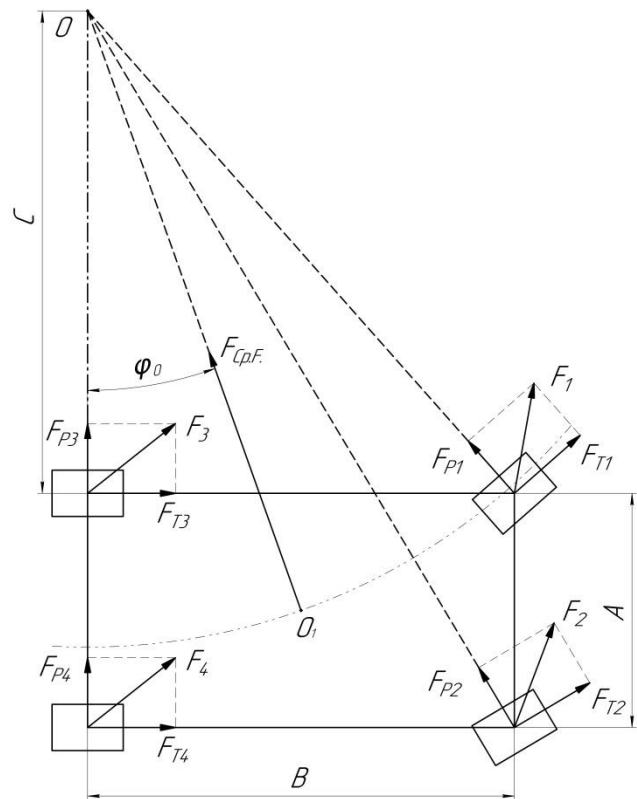


Рис. 3. Силы, действующие в повороте. ³

$$\varphi_1 = \arctan \frac{B}{C}, \quad (1)$$

$$\varphi_2 = \arctan \frac{B}{A+C}, \quad (2)$$

$$\varphi_0 = \arctan \frac{B/2}{A/2+C}, \quad (3)$$

$$R = \sqrt{\left(\frac{A}{2} + C\right)^2 + \left(\frac{B}{2}\right)^2}. \quad (4)$$

С целью нахождения сил $F_{P1}, F_{P2}, F_{P3}, F_{P4}$, необходимо перераспределить центробежную силу на переднюю ось (F_{P12}) и заднюю (F_{P34}), что представлено на рис. 5.

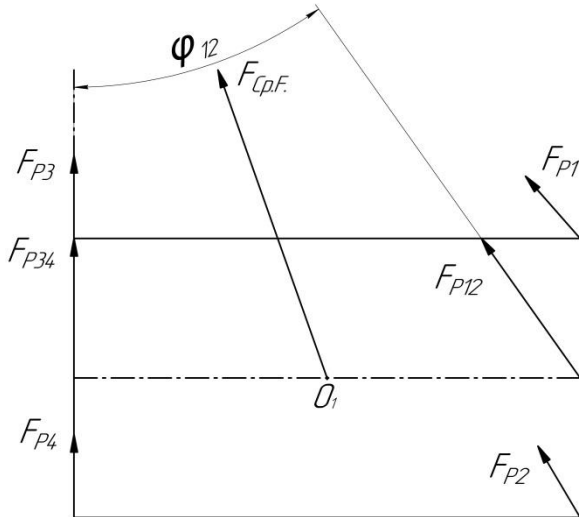


Рис.4. Распределение центробежной силы. 4

Необходимо найти силы F_{P12} и F_{P34} , являющимися геометрической суммой $F_{Cp.F.}$ (5) и определить угол φ_{12} – как угол между вектором $\overline{F_{P12}}$ и осью задних колес (6)

$$\overline{F_{Cp.F.}} = \overline{F_{P12}} + \overline{F_{P34}}, \quad (5)$$

$$\varphi_0 = \arctan \frac{B}{\frac{A}{2} + C}. \quad (6)$$

Составим систему уравнений, где первое уравнение системы отражает проекцию сил на ось X , а второе – на ось Y (7):

$$\begin{cases} -\sin \varphi_0 \cdot F_{Cp.F.} = -\sin \varphi_{12} \cdot F_{P12} + 0 \\ \cos \varphi_0 \cdot F_{Cp.F.} = \cos \varphi_{12} \cdot F_{P12} + F_{P34} \end{cases} \quad (7)$$

Решением системы уравнений (7) является матрица (9), полученная из (8):

$$X_1 = \begin{pmatrix} -\sin \varphi_{12} & 0 \\ \cos \varphi_{12} & 1 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} -\sin \varphi_0 \cdot F_{Cp.F.} \\ \cos \varphi_0 \cdot F_{Cp.F.} \end{pmatrix}, \quad (8)$$

$$X_1 = \begin{pmatrix} F_{P12} \\ F_{P34} \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Так как F_{P12} – геометрическая сумма сил F_{P1} и F_{P2} (10), можно найти F_{P1} и F_{P2} с помощью системы уравнений (11).

$$\overline{F_{P12}} = \overline{F_{P1}} + \overline{F_{P2}}, \quad (10)$$

$$\begin{cases} -\sin \varphi_{12} \cdot F_{P12} = -\sin \varphi_1 \cdot F_{P1} - \sin \varphi_2 \cdot F_{P2} \\ \cos \varphi_{12} \cdot F_{P12} = \cos \varphi_1 \cdot F_{P1} + \cos \varphi_2 \cdot F_{P2} \end{cases}. \quad (11)$$

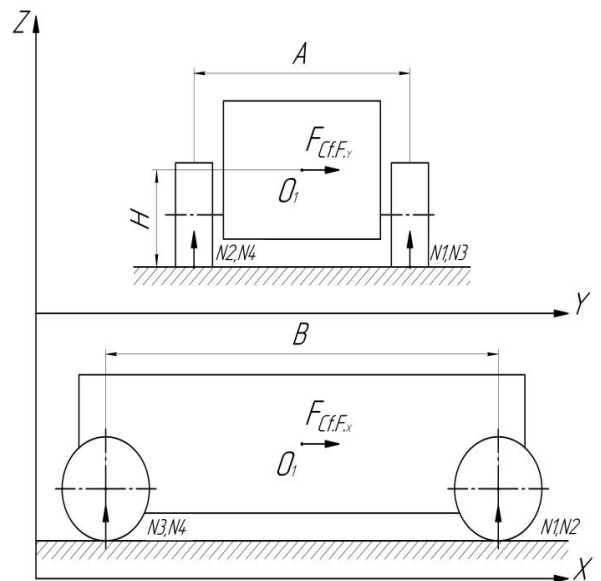


Рис. 5. Воздействие центробежной силы на транспортное средство. 5

Система уравнений (11) так же имеет матричное решение представленное (12) и (13).

$$X_2 = \begin{pmatrix} -\sin \varphi_1 & -\sin \varphi_2 \\ \cos \varphi_1 & \cos \varphi_2 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} -\sin \varphi_{12} \cdot F_{P12} \\ \cos \varphi_{12} \cdot F_{P12} \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$$X_2 = \begin{pmatrix} F_{P1} \\ F_{P2} \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Для сил F_{P3}, F_{P4} и F_{P34} находящихся на одной оси, принимаем, что силы F_{P3}, F_{P4} равны и вычисляются по формуле (14):

$$\overline{F_{P3}} = \overline{F_{P4}} = \frac{\overline{F_{P34}}}{2}. \quad (14)$$

Известно, что в повороте на колеса, которые едут по внешнему радиусу сила воздействия больше, чем на внутренние. Это связа-

но с опрокидывающим моментом, создаваемым центробежной силой ($F_{Cf.F.}$), что представлено на рис. 6.

Вследствие этого, на внешние колеса можно подавать момент больше, а с внутренних снимать, так как сцепление с покрытием внешних колес лучше. С целью внесения данной закономерности в САУ, необходимо представить в виде формул (15-18), отражающих изменения сил реакций опор в повороте.

$$N_1 = \frac{mg}{4} + F_{Cf.F.x} \cdot \frac{H}{B} + F_{Cf.F.y} \cdot \frac{H}{B}, \quad (15)$$

$$N_2 = \frac{mg}{4} + F_{Cf.F.x} \cdot \frac{H}{B} - F_{Cf.F.y} \cdot \frac{H}{B}, \quad (16)$$

$$N_3 = \frac{mg}{4} - F_{Cf.F.x} \cdot \frac{H}{B} + F_{Cf.F.y} \cdot \frac{H}{A}, \quad (17)$$

$$N_4 = \frac{mg}{4} - F_{Cf.F.x} \cdot \frac{H}{B} - F_{Cf.F.y} \cdot \frac{H}{A}. \quad (18)$$

Исходя из полученных данных определим силы (F_1, F_2, F_3, F_4) как геометрические суммы сил тяги (F_{T_i}) и силы, тянущей в поворот (F_{P_i}) по формуле (19)

$$F_i^2 = F_{T_{max_i}}^2 + F_{P_i}^2. \quad (19)$$

Для нахождения максимальной возможной силы тяги, которую можно подать на колесо без пробуксовки необходимо записать результирующую силу через условие пробуксовки, выраженное в формуле (20)

$$F_{T_i} \geq N_i \mu. \quad (20)$$

Значит, максимальная сила тяги на колесе равна (21):

$$F_{T_{max_i}} = \sqrt{(N_i \mu)^2 - F_{P_i}^2}. \quad (21)$$

Максимальный момент на колесе определим по формуле (22)

$$M_{max_i} = \frac{F_{T_{max_i}} \cdot D}{2}, \quad (22)$$

где D – диаметр колеса.

Предложенная структура САУ распределения крутящего момента и аналитические выражения, определяющие допустимые значения моментов колес являются основой для математического моделирования электромеханических процессов в автоматизированном электроприводе.

Целью работы является повышение управляемости транспортного средства путем применения 4-х приводной установки.

В соответствии с целью в работе предложена структура системы управления 4-х приводной силовой установки, позволяющей перераспределять крутящий момент между приводными колесами. Получены аналитические выражения для определения максимального момента на колесе, учитывающие колею, базу, высоту центра масс и радиус поворота, обеспечивающие максимальное ускорение транспортного средства, исключая пробуксовку колес.

Выводы

Перераспределение момента между приводными колесами средствами автоматизированного электропривода позволяет повысить управляемость и безопасность транспортного средства.

Использование указанного способа позволяет повысить энергоэффективность транспортного средства по сравнению с механическим способом перераспределения момента за счет исключения потерь на торможение колес, на которых требуется снижение момента.

Дальнейшие исследования планируются в направлении разработки системы автоматического управления 4-х приводной силовой установкой электроавтомобиля.

APPENDIX 1 (ПРИЛОЖЕНИЕ 1)

¹**Fig. 1.** Structural scheme of automatic control system.

²**Fig. 2.** Block diagram of the subsystem Drive.

³**Fig. 3.** Forces acting in turn.

⁴**Fig. 4.** Distribution of centripetal force.

⁵**Fig. 5.** The impact of centrifugal force on the vehicle.

Литература (References)

- [1] Veer Singh, Krishna & Bansal, Hari & Singh, Dheerendra. A comprehensive review on hybrid electric vehicles: architectures and components. *Journal of Modern Transportation*, 2019. Available at: <https://www.researchgate.net/>

- [publication/331623927_A_comprehensive_review_on_hybrid_electric_vehicles_architectures_and_components](#) (accessed 25.03.2019)
- [2] El Idrissi Z & El Fadil, Hassan & Giri, Fouad. Nonlinear control of salient-pole PMSM for electric vehicles traction. *19th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, 2018, pp. 231-236.
- [3] Shumov Yu.N. Energosberigayushchiye elektricheskiye mashiny [Energy saving electric machines]. *Elektrichestvo*, 2015, no.4, pp. 45-47. (In Russian).
- [4] Berbirenkov I.A., Lokhnin V.V. *Tyagovyye elektrodvigateli na postoyannykh magnitakh v elektroprivode avtomobilya* [Traction motors with permanent magnets in the electric drive vehicle]. *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta*, 2011. no.4, pp. 148-150. (In Russian).
- [5] Kozlova T.A. Metodika poiska ratsional'nykh konstruktivnykh parametrov tyagovogo privoda elektromobilya [Technique for finding rational design parameters of an electric vehicle drive]. *Internet-zhurnal "Naukovedeniye"*, 2016, Vol. 8, no.5 (In Russian). Available at: <http://naukovednie.ru/PDF/86TVN516.pdf>(accessed 25.03.2019)
- [6] Ahmad, Furkan & Alam, Mohammad & M. Shariff, Samir. A Cost-efficient Energy Management System for Battery Swapping Station. *IEEE Systems Journal*, 2019. Available at: https://www.researchgate.net/publication/331506460_A_Cost-efficient_Energy_Management_System_for_Battery_Swapping_Station (accessed 25.03.2019)
- [7] Nazari, Shima & Stefanopoulou, Anna & Martz, Jason & J. Middleton, Robert. The elusive consequences of slow engine response on drive cycle fuel efficiency, 2018. Available at: https://www.researchgate.net/publication/325661803_The_elusive_consequences_of_slow_engine_response_on_drive_cycle_fuel_efficiency (accessed 25.03.2019)
- [8] Shariff, Samir & Ahmad, Zaurez & Ahmad, Furkan & Alam, Mohammad. Conceptual Framework of Connected and Automated Electric Vehicles, 2018. Available at: https://www.researchgate.net/publication/328653416_Conceptual_Framework_of_Connected_and_Automated_Electric_Vehicles (accessed 25.03.2019)
- [9] Nasibulov I.R. Bortovaya intellektualnaya sistema elektromobilya [Onboard intelligent system of electric vehicle]. *Automation and Control in Technical Systems (ACTS)*, 2014, no. 1.1(8), pp. 74-83. (In Russian) doi: 10.12731/2306-1561-2014-1-8.
- [10] Varzanosov P.V. Vybor sistemy upravleniya dvigatelem elektromobilya [Selection of motor vehicle engine control system]. *Materialy VI Mezhduнародnoi nauchnoi konferencii "Tekhnicheskkiye nauki v Rossii i za rubezhom" [Materials VI International Scientific Conference "Technical Sciences in Russia and Abroad"]*, Moscow, 2016, pp. 47-51. Available at: <https://moluch.ru/conf/tech/archive/228/11297/> (accessed 25.03.2019)
- [11] Kongjeen, Yuttana & Bhummkittipich, Krischonme. Modeling of electric vehicle loads for power flow analysis based on PSAT. *13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 2016. Available at: https://www.researchgate.net/publication/308496101_Modeling_of_electric_vehicle_loads_for_power_flow_analysis_based_on_PSAT (accessed 25.03.2019)
- [12] Barone, Giovanni & Buonomano, Annamaria & Calise, Francesco & Forzano, Cesare & Palombo, Adolfo. Building to vehicle to building concept toward a novel zero energy paradigm: Modelling and case studies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2019, vol.101. pp. 625-648.
- [13] Felden, M & Butterling, Patrick & Jeck, Peter & Eckstein, Lutz & Hameyer, Kay. Electric vehicle drive trains: From the specification sheet to the drive-train concept. *14th International Conference "Power Electronics and Motion Control (EPE/PEMC)"*, 2010, pp. 9-16.
- [14] Camilleri, Robert & Armstrong, Peter & Ewin, N & Richardson, R & Howey, David & McCulloch, Malcolm. The Value of a Clutch Mechanism in Electric Vehicles. *World Electric Vehicle Journal*, 2013, vol. 6. pp. 696-706.
- [15] Jandura, Pavel & Břoušek, Josef & Bukvic, Martin. The concept of a highly efficient powertrain for an electric vehicle with respect to vehicle driving dynamics. *International Conference on Electrical Drives and Power Electronics*. The High Tatras, 2015, pp. 422-429.
- [16] Břoušek, Josef & Zvolský, Tomáš. Experimental study of electric vehicle gearbox efficiency. *MATEC Web of Conferences*, 2018. Available at: https://www.researchgate.net/publication/329097934_Experimental_study_of_electric_vehicle_gearbox_efficiency (accessed 25.03.2019)
- [17] Klepikov V.B., Gonchar A.S., Semikov A.V., Moiseyev A.N., Kastornyy P.M., Timoshchenko A.V., Pshenichnikov D.A., Kovtun V.V., Banev Ye.F., Khoreva A.V. Iz opyta sozdaniya elektroprivoda elektromobilya s superkondensatornym nakopitelem energii [From the experience of creating an electric drive electromotive with a supercondenser energy storage device]. *Visnyk NTU "KHPI"*, 2015, no.12(1121), pp. 195-198.
- [18] Gur'yanov D.I. *Optimizatsiya upravleniya elektromobilyami maloy gruzopod'yemnosti s privodami postoyannogo toka*. Avtoref. diss. kand. tekhn. nauk. [Optimization of control of low-capacity electric vehicles with direct-current drives. Author. Diss. Candidate of Technical Sciences.] Moscow, 1992. p. 19.

- [19] Carlos Montero, David Marcos, Carlos Bordons, Miguel A. Ridao, E.F. Camacho, Elena Gonzalez and Alejandro Oliva [Modeling and Torque Control for a 4-Wheel-Drive Electric Vehicle]. *Department of Systems Engineering and Automatic Control University of Seville, Spain*, pp2650-26555 doi: 10.1109/ICIT.2015.7125488.
- [20] De Pinto S., Camocardi P., Sorniotti A., Mantriota G., Perlo P., Viotto F. [A Four-Wheel-Drive Fully Electric Vehicle Layout with Two-Speed Transmissions] *Department of Mechanical Engineering Sciences. University of Surrey. Guildford, United Kingdom. Dipartimento di Meccanica, Matematica e Management. Politecnico di Bari. Bari, Italy. Interactive Fully Electrical Vehicles (IFEVS). Torino e-District. Torino, Italy. EV & HEV Transmissions – Automotive Applications. Oerlikon Graziano SpA. Torino, Italy. Conference Paper, December 2014* doi: 10.1109/VPPC.2014.7006997.
- [21] Ahmad, Aqueel & Khan, Zeeshan Ahmad & Alam, Mohammad & Khateeb Razack, Siddique Ali. A Review of the Electric Vehicle Charging Techniques, Standards, Progression and Evolution of EV Technologies in Germany. *Smart Science*, 2018, vol.6, pp. 36-53.
- [22] Mies Bsc, J & Helmus, Jurjen & van den Hoed, Robert. Estimating the charging profile of individual charge sessions of Electric Vehicles in the Netherlands. *Symposium 30 “Electronic Vehicle”*, Stuttgart, 2016, pp. 1-12.
- [23] M. A. Haidar, Ahmed & Muttaqi, Kashem. Behavioral Characterization of Electric Vehicle Charging Loads in a Distribution Power Grid Through Modeling of Battery Chargers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015. Available at: https://www.researchgate.net/publication/282526025_Behavioral_Characterization_of_Electric_Vehicle_Charging_Loads_in_a_Distribution_Power_Grid_Through_Modeling_of_Battery_Chargers (accessed 25.03.2019)
- [24] Kongjeen, Yuttana & Junlakan, Wannawit & Bhumkittipich, Krischonme & Nadarajah, Mithulananthan. Estimation of the Quick Charging Station for Electric Vehicles based on Location and Population Density Data. *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, 2018, no.11, pp. 233-241.
- [25] Shukla, Akanksha & Verma, Kusum & Kumar, Rajesh. Multi-Stage Voltage Dependent Load Modelling of Fast Charging Electric Vehicle. Available at: https://www.researchgate.net/publication/322819859_Multi-Stage_Voltage_Dependent_Load_Modelling_of_Fast_Charging_Electric_Vehicle (accessed 25.03.2019)
- [26] Popović, Vlado & Jereb, Borut & Kilibarda, Milorad & Andrejić, Milan & Keshavarzsaleh, Abolfazl & Dragan, Dejan. Electric Vehicles as Electricity Storages in Electric Power Systems. *Logistics & Sustainable Transport*, 2018, no.9, pp. 57-72.
- [27] Chekhin D.V. Vliyaniye elektromobiley na tsepochnu sozdaniya tsennosti v avtomobilestroyenii [The impact of electric cars on the value chain in the automotive industry]. *Nauchnyy forum: ekonomika i menedzhment*, 2017, no.7, pp. 80-88.

Сведения об авторах.



Осадчий Владимир Владимирович,
к.т.н., доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Запорожского национального технического университета.
ул. Жуковского, 64, Запорожье, Украина, 69063
E-mail: w.osadchiy@gmail.com



Брылистый Виктор Викторович,
аспирант кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Запорожского национального технического университета.
ул. Жуковского, 64, Запорожье, Украина, 69063
e-mail: 77vitya77@gmail.com



Назарова Елена Сергеевна,
к.т.н., доцент кафедры «Электропривод та автоматизация промышленных установок» Запорожского национального технического университета.
ул. Жуковского, 64, Запорожье, Украина, 69063
E-mail: nazarova16@gmail.com

The Improvement of Energy Harvesting Efficiency of Constant Current Source

V. V. Martynyuk, V. D. Kosenkov, and M. V. Fedula

Khmelnytskyi National University
Khmelnytskyi, Ukraine

Abstract. This study aims at determination the maximum power point parameters for the constant current source with nonlinear parasitic elements. The aim has been achieved by analyzing the differential resistance and equivalent parameters of a circuit with a constant current source. As a result, the buck-boost converter circuit is considered with the equivalent current source, which is formed with a photovoltaic module. The problem of the maximum photovoltaic module of energy harvesting is related to the research of its nonlinearity, which determines operating points at the current-voltage curves under different irradiances and temperatures. Thus, the differential resistance of photovoltaic module is examined to determine the parameters of the maximum power point mode.

The main result of the research is the model, which differs from the known models by the description of the dependence between the buck-boost converter duty cycle and input equivalent current source parameters in the maximum power point mode. The results of modelling are supported by experimental research of the laboratory layout. The presented circuit ensures the operating point close to the maximum power point of the solar panel equivalent current source. The duty cycle of the buck-boost converter is determined directly from the equivalent current source model with the parameters estimated analytically from the irradiance and temperature of the solar cells. The presented approach allows developing the maximum power point tracking algorithms based on the estimation of the equivalent current source parameters that provide improvement of the energy harvesting efficiency.

Keywords: current source, energy losses, nonlinearity, solar panel, DC-DC converter, differential resistance.

DOI: 10.5281/zenodo.3239160

Îmbunătățirea eficienței energetice a sursei DC

Martynyuk V.V., Kosenkov V.D., Fedula N.V.

Universitatea Națională din Khmelnytsk, Khmelnytsky, Ucraina

Rezumat. Problema extragerii maxime a energiei este importantă în multe domenii ale ingineriei electrice moderne, cum ar fi în special energia solară și eoliană. Dezvoltarea energiei regenerabile moderne necesită dezvoltarea unor noi surse de energie, convertoare și algoritmi de control care asigură o eficiență energetică ridicată de selecție a surselor de curent continuu. Scopul principal al lucrării propuse este de a determina punctul de putere maximă a unei surse de curent continuu cu elemente parazitare neliniare. Scopul este realizat prin analiza parametrilor rezistenței diferențiale și a parametrilor echivalenți ai circuitului cu o sursă de curent constantă. Ca rezultat, pulsul este considerat circuit de convertizor cu o sursă de curent echivalent, care este constituit dintr-un modul fotoelectric. Problema de a cantității maxime de energie de la modulul fotovoltaic ține de cercetarea neliniarității acestuia, care determină punctul de lucru pe caracteristicilor curent-tensiune pentru diferite valori de luminozitate și temperatură. Neliniaritatea sursei de energie echivalentă afectează în mod semnificativ pierderea de energie în circuitul exterior și, prin urmare, ar trebui să fie luate în considerare în dezvoltarea convertoarelor de impulsuri care controlează punctele de operare. Astfel, rezistența diferențială a modulului fotovoltaic este investigată pentru a determina parametrii modului de putere maximă. Rezultatul principal al cercetării este un model, care este diferit de cele cunoscute prin descrierea dependenței dintre coeficientul de umplere a impulsurilor de dirijare cu cheia electronică și parametrii echivalenți ai sursei de curent de intrare în punctul de putere maximă. Rezultatele simulării sunt confirmate de un studiu experimental pe un stand de laborator.

Cuvinte-cheie: sursă de curent, pierdere de energie, neliniaritate, panou solar, convertor DC-DC, rezistență diferențială.

Повышение эффективности отбора энергии источника постоянного тока

Мартынюк В.В., Косенков В.Д., Федула Н.В.

Хмельницкий национальный университет

г. Хмельницкий, Украина

Аннотация. Проблема максимального отбора энергии важна во многих областях современной электротехники, таких как, в частности, солнечная и ветровая энергетика. Развитие современной

возобновляемой энергетики требует разработки новых источников энергии, преобразователей и алгоритмов управления, которые обеспечивают высокую эффективность отбора энергии источников постоянного тока. Главной целью предложенной работы является определение точки максимальной мощности источника постоянного тока с нелинейными паразитными элементами. Цель достигается путем анализа дифференциального сопротивления и эквивалентных параметров цепи с источником постоянного тока. Как результат, рассматривается схема импульсного преобразователя с эквивалентным источником тока, который образован фотоэлектрическим модулем. Проблема максимального отбора энергии фотоэлектрического модуля связана с исследованием его нелинейности, которая определяет рабочие точки на вольт-амперных характеристиках при различных значениях освещенности и температуры. Нелинейность эквивалентного источника тока существенно влияет на потери энергии во внешних цепях, и поэтому должна учитываться в процессе разработки импульсных преобразователей, управляющих рабочими точками. Таким образом, дифференциальное сопротивление фотоэлектрического модуля исследовано с целью определения параметров режима максимальной мощности. Главным результатом исследований является модель, которая отличается от известных описанием зависимости между коэффициентом заполнения импульсов управления ключом преобразователя и параметрами эквивалентного входного источника тока в режиме точки максимальной мощности. Результаты моделирования подтверждены экспериментальным исследованием лабораторного макета. Представленная схема обеспечивает рабочую точку, близкую к точке максимальной мощности эквивалентного источника тока солнечной панели. Коэффициент заполнения импульсного сигнала управления преобразователя определяется непосредственно из модели эквивалентного источника тока с параметрами, аналитически оцененными исходя из освещенности и температуры солнечных элементов. Предложенный подход позволяет разрабатывать алгоритмы отслеживания точек максимальной мощности, основанные на оценке параметров источника эквивалентного тока, которые обеспечивают повышение эффективности отбора энергии.

Ключевые слова: источник тока, потери энергии, нелинейность, солнечная панель, DC-DC преобразователь, дифференциальное сопротивление.

INTRODUCTION

The improvement of efficiency of energy harvesting from constant current source is required in many areas of modern electrical engineering, especially, in solar [1] and wind [2] energetics, low power devices [3] and different power supplies [4]. When the requirements for energy losses are strict, the electrical circuits and systems should be designed taking into account many parasitic parameters and exact characteristics of operation mode [5], which impact substantially the energy losses. Work [5] describes the effect of parasitic elements on the modes and transient characteristics of the DC-DC converters. It is shown that small changes in the equivalent circuit of the switching device can cause significant changes in energy losses.

At present, the renewable energy sources are the most important issues of modern energetics that is described in [6]. Paper [6] shows that maximum power point tracking allows to significantly increase the value of harvested energy. Thus, the development of renewable energetics impacts substantially the research and design of new power converters [7], which should have highly flexible and controllable dynamics [8] for integration into the Smart Grids [9]. Thus, the circuits of switching converters should make it possible to control increasing and

decreasing output current and voltage, relatively to the input values.

This requirement leads to the application of the buck-boost converters [10]. Paper [11] describes the modes and main problems of modeling the buck-boost converter circuit.

For the purposes of design of the solar energy devices, the DC-DC converters can be modeled numerically [12], considering the exact ripple values. But the envelopes of switching circuit transient processes can be obtained using simpler analytical methods based on the state-space averaging [13].

A significant part of the described energy-generating devices are characterized by the constant current source behavior [14].

The main problem considered is the maximum power point (MPP) analysis and control of the current sources with nonlinear parasitic elements [6]. The problem occurs because of the implicit equations and nonlinear dynamics, which characterize the dependences between currents and voltages of such sources.

Thus, the purpose of this study is determination of the MPP mode parameters for the constant current source with nonlinear parasitic elements. For the research, the solar module is selected as one of the most useful devices characterized by the constant current

source behavior under constant irradiance and temperature.

The aim has been achieved by analyzing the current source MPP and control problem, with the following main tasks being set in the research:

1) the analysis of the techniques, which ensure the capabilities for the increase in the energy harvested from a current source with nonlinear parasitic elements.

2) the development of a mathematical model which describes the mode parameters of the maximum power point for the current source formed by a solar module with nonlinear parasitic elements.

3) the experimental research of the maximum power point mode determined by the developed model, which is realized with the DC/DC converter circuit.

I. THE ANALYSIS OF TECHNIQUES FOR INCREASING SOURCE ENERGY HARVESTING EFFICIENCY

First, let us consider operation of a source [7] with constant internal resistance R_0 . It is known that the MPP mode is the matched mode for the direct source-to-load connection (Fig. 1):

$$R_{ld} = R_0; \quad U_{ld0} = \frac{E}{2}; \quad P_{ld0} = \frac{E^2}{4R_0}, \quad (1)$$

where E is the electromotive force, R_{ld} is the load resistance, U_{ld0} and P_{ld0} are the direct connection load voltage and power, respectively.

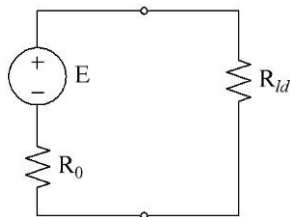


Fig. 1. Source to load connection circuit.

At arbitrary load resistance $R_{ld} = kR_0$, the load voltage U_{ldk} and load power P_{ldk} are as follows

$$U_{ldk} = E \frac{k}{1+k}; \quad P_{ldk} = \frac{U_{ld}^2}{kR_0}, \quad (2)$$

where $k = R_{ld} / R_0$.

To emit maximum power P_{ld0} for the arbitrary load R_{ld} , the equality (3) must be satisfied.

$$P_{ld0} = P_{ldk} \quad (3)$$

Thus, to satisfy the equivalent load matching condition (1), the corresponding arbitrary load voltage U_{ldk} should be determined as (4):

$$U_{ldk} = \frac{E}{2} \sqrt{k}, \quad (4)$$

and the ratio between the matched load voltage (4) and load direct connection voltage (2) is as follows:

$$\frac{\frac{E}{2} \sqrt{k}}{E \frac{k}{1+k}} = \frac{1+k}{2\sqrt{k}}. \quad (5)$$

The required load voltage (4) at $0 < k < 1$ is always higher than the direct connection voltage U_{ld0} .

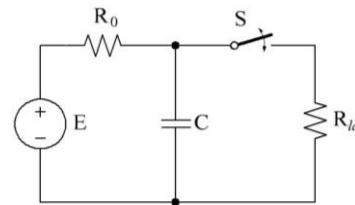
Let us consider some simple ways to obtain load voltage, which is higher than direct load connection voltage. According to [8], the impulse operation mode is analyzed for the connection of constant voltage source and capacitor.

Fig.2 shows the impulse operation mode of a source with parasitic resistance.

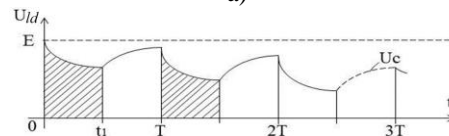
Here, the load voltage is applied during the time t_1 . According to [7], it is ensured that after completing the envelope transient process, when the load voltage changes periodically with the switch commutation, at $R_{ld} = R_0$, the equation (6) is satisfied:

$$U_{ld} = U_c = \frac{E}{2} + Q \frac{E}{2} e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (6)$$

where t is the time; τ is the constant time of the transient process, $\tau = \frac{R_0 C}{2}$.



a)



b)

Fig. 2. Impulse operation mode of a source.

The constant $Q \approx 0.5$ is obtained at different values of the switching period T ($T = \frac{\tau}{5}$, $T = \frac{\tau}{10}$, $T = \frac{\tau}{25}$), and $t_1 = \frac{T}{2}$, from the solutions of circuit (Fig. 2) differential equation for the ON and OFF switch states [15].

Then, in a circuit without a capacitor, the energy for the period is as follows:

$$W = 0.25 \frac{E^2 T}{R_{ld}}, \quad (7)$$

and in a circuit with a capacitor:

$$W = 0.278 \frac{E^2 T}{R_{ld}}. \quad (8)$$

The increase in the energy is about 11%. It is shown that at $R_{ld} = 0.5R_0$, the increase in the energy will be 22%. Thus, the impulse operation mode of the source of constant voltage with a capacitor is more effective at $R_{ld} \leq R_0$, but when $R_{ld} > R_0$, a “pause” in the load voltage leads to a decrease in the energy compared to the circuit in Fig. 1.

The analyzed circuit (Fig. 2) shows that the switching transient processes allow obtaining the increased average voltage $U_{ldAV} > U_{ld0}$ with $R_{ld} \leq R_0$. Such an increase in the power transmitted from source to load, is obtained regarding to the capacitor, which acts as a voltage source in the transient processes.

A further improvement of the circuit with a capacitor is discussed in [16]. Such an approach is also used in different circuits of the buck converters [17]. The results presented in [18], show that it is possible to obtain a higher average value of the load voltage U_{ld} during the period T and approximate it to $U_{ldAV} \approx E$, but without an excessive increase. The above mentioned switching converter circuits are useful in the cases of small load resistance values [18].

A similar approach can be used to obtain the average load voltage higher than the input source voltage. In Fig. 3, the circuit allows obtaining $U_{ldAV} > E$, according to [7].

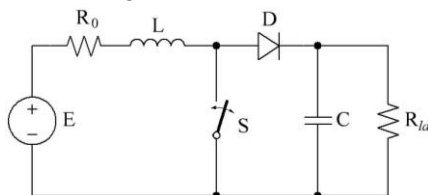


Fig. 3. The boost converter circuit.

The inductor current $i_L(t)$ is determined using expression (9):

$$i_L(t) = \frac{1}{L_0} \int_0^t u_L(\tau) d\tau. \quad (9)$$

If the switch S is closed, then inductor voltage is positive $u_L(t)$, and the current $i_L(t)$ increases. When the switch is open, then the inductor charges the capacitor C, acting as a current source, according to (9). The capacitor voltage $u_C(t)$ is given by (10):

$$u_C(t) = \frac{1}{C_0} \int_0^t i_C(\tau) d\tau \approx \frac{1-D}{C} \int_0^t i_L(\tau) d\tau - \frac{1}{R_{ld}C} \int_0^t u_C(\tau) d\tau, \quad (10)$$

where D is the switching duty cycle.

Thus, the capacitor voltage increases during the time range $t \in [T_1; T_2]$, if the inequality (11) is satisfied:

$$\frac{1-D}{C} \int_{T_1}^{T_2} i_L(\tau) d\tau > \frac{1}{R_{ld}C} \int_{T_1}^{T_2} u_C(\tau) d\tau, \quad (11)$$

such as

$$u_C(T_2) = u_C(T_1) + \frac{1-D}{C} \int_{T_1}^{T_2} i_L(\tau) d\tau - \frac{1}{R_{ld}C} \int_{T_1}^{T_2} u_C(\tau) d\tau.$$

The expressions (10) and (11) show that the maximum load voltage value is not limited by the source electromotive force value E , regarding to the inductor L , which acts as a current source that charges the capacitor C .

The development of switching converter circuits based on the described approach is shown in [4]. Boost converter circuits [19] allow significant increases of load voltage relatively to the input source voltage ($U_{ld} > E$). It is shown that the most efficient applications of boost converter circuits can be obtained for high values of load resistance $R_{ld} \gg R_0$.

Now, let's consider operation of the circuit with a source of constant voltage, which contains nonlinear internal resistance (Fig. 4) [5].

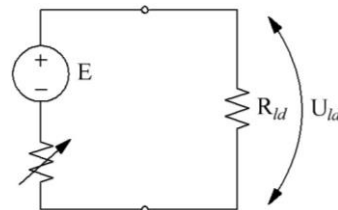


Fig. 4. The circuit with the source and nonlinear internal resistance.

It is noteworthy, that the presence of nonlinear elements can significantly increase the complexity of the DC-DC converter circuit dynamics [20].

The load power is given by (12):

$$P_{ld} = U_{ld}I = (E - U_{NE})I, \quad (12)$$

where I is the current, and U_{NE} is the nonlinear element voltage. According to [21], the DC-DC converter load power can be described by the differential equation:

$$\frac{dP_{ld}}{dI} = E - U_{NE} - I \frac{dU_{NE}}{dI} = 0.$$

Thus, taking into account that $E - U_{NE} = IR_{ld}$, we have come to:

$$IR_{ld} - I \frac{dU_{NE}}{dI} = 0; \quad R_{ld} = R_{dif}. \quad (13)$$

Therefore, the current value in the circuit is determined by the value of static resistance of the nonlinear element R_{st} and the load resistance value R_{ld} , which in its turn is equal to the differential resistance R_{dif} of the nonlinear element for obtaining $P_{ld} = \max$.

The performed analysis of the energy harvesting improvement techniques shows that the current source maximum power point tracking requires accurate control of switching converter equivalent resistance.

In case of nonlinear parasitic elements, the differential resistance should be used to characterize the source and converter operating point.

For the described sources, the DC/DC converters should combine the capabilities for increasing and decreasing the output voltages relatively to the input voltage with control of equivalent differential resistance.

II. ESTIMATION OF SOLAR MODULE LOAD MATCHING CONDITIONS

The equivalent circuit of considered solar battery is shown in Fig. 5. The circuit (Fig. 5) includes the current source and diode with nonlinear equivalent resistance.

Thus, the differential resistance R_{dif} estimation is required for the analysis of the load matching for such a source.

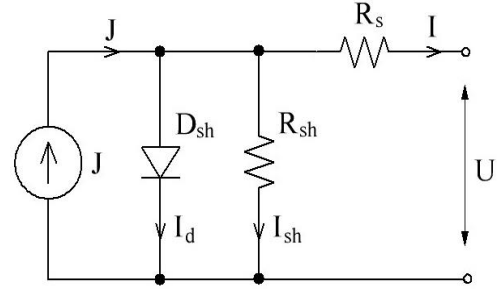


Fig. 5. Solar battery equivalent circuit.

Let us analyze the effect of the solar battery parameters on the equivalent differential resistance R_{dif} that occurs when the solar panel is connected into the circuit with current I and voltage U , which depend on the load characteristics.

$$I = J - I_d - I_{sh} = J - I_0 \left(e^{\frac{U + IR_s}{U_T}} - 1 \right) - \frac{U + IR_s}{R_{sh}}, \quad (14)$$

where J is the internal source of current, which depends on the solar panel irradiance, I_0 is the reverse saturation current, U_T is the thermal voltage, R_s and R_{sh} are equivalent series and parallel (shunt) resistances, respectively. The expression (14) can be represented as follows:

$$I \left(\frac{R_{sh} + R_s}{R_{sh}} \right) = J - I_0 \left(e^{\frac{U + IR_s}{U_T}} - 1 \right) - \frac{U}{R_{sh}},$$

where the ratio of resistances is obtained from the differentials:

$$dI \left(\frac{R_{sh} + R_s}{R_{sh}} \right) = -I_0 d \left(e^{\frac{U + IR_s}{U_T}} - 1 \right) - \frac{dU}{R_{sh}},$$

$$\frac{R_{sh} + R_s}{R_{sh}} = -I_0 \frac{d \left(e^{\frac{U + IR_s}{U_T}} - 1 \right)}{dI} - \frac{1}{R_{sh}} \cdot \frac{dU}{dI},$$

or

$$\frac{R_{sh} + R_s}{R_{sh}} = -\frac{I_0}{U_T} \left(\frac{dU}{dI} + R_s \right) e^{\frac{U + IR_s}{U_T}} - \frac{1}{R_{sh}} \cdot \frac{dU}{dI}.$$

Thus:

$$\begin{aligned} \frac{dU}{dI} \left(\frac{I_0 R_{sh}}{U_T (R_{sh} + R_s)} e^{\frac{U + IR_s}{U_T}} + \frac{1}{R_{sh} + R_s} \right) &= \\ &= -1 - \frac{I_0 R_{sh} R_s}{U_T (R_{sh} + R_s)} e^{\frac{U + IR_s}{U_T}} \end{aligned}$$

Finally, expression (15) is obtained as follows:

$$R_{dif} = \frac{dU}{dI} = - \frac{1 + \frac{I_0 R_{sh} R_s}{U_T (R_{sh} + R_s)} e^{\frac{U + IR_s}{U_T}}}{\frac{1}{R_{sh} + R_s} + \frac{I_0 R_{sh}}{U_T (R_{sh} + R_s)} e^{\frac{U + IR_s}{U_T}}} \cdot (15)$$

The calculation results have been verified for a Jinko JKM 260PP-60 solar panel with the following characteristics: $U_{oc}=38,1$ V, $I_{sc}=8,98$ A, $I_L=8,99$ A, $U_{opt}=31,1$ V, $I_{opt}=8,37$ A, $R_s=0,3$ Ohm, $R_{sh}=162$ Ohm, $t^\circ=25^\circ\text{C}$.

Taking into account the internal diode voltage U_d , thermal voltage U_T and the current I_0 :

$$U_d = U + IR_s = 31,1 + 0,3 \cdot 8,37 = 33,61 \text{ V},$$

$$U_T = \frac{k_B T}{q} \ln n_c = \frac{1,3806 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot 0,95 \cdot 60}{1,6022 \cdot 10^{-19}} = 1,4637 \text{ V},$$

$$I_0 = 4,6715 \cdot 10^{-11} \text{ A},$$

we have obtained $R_{dif} = -3,71$ Ohm, whereas the optimal load resistance indicated in the datasheet is $R_{opt} = U_{opt} / I_{opt} = 3,71$ Ohm. It means that the results coincide. The calculation for the simplified model ($R_{sh} = \infty$) is the following:

$$R_{dif} = - \frac{U_T}{I_0 e^{\frac{U_d}{U_T}}} - R_s = -3,64 \text{ Ohm} \quad (16)$$

Here, the result is close to that obtained for the refined model (the difference is $\approx 2\%$). It is necessary to mention that the value of resistance R_{dif} calculated according to its external characteristics differs from the internal resistance of the panel in its sign.

In a real-life situation $R_{ld} \neq R_{Lopt}$, that is why the following three cases are possible:

- 1) increase ($R_{ld} > R_{Lopt}$);
- 2) decrease ($R_{ld} < R_{Lopt}$);
- 3) increase/decrease ($R_{ld} \leq R_{Lopt}$).

For a buck-boost converter [6] we obtain

$$k = \frac{D}{1-D}, \quad R_{opt} = k^2 R_{ld}$$

If illumination $W=\text{const}$, $t^\circ=\text{const}$, then $D = \frac{k}{1+k}$ (without tracking), but in practice $t^\circ=\text{var}$, illumination $W=\text{var}$, that is why the duty cycle must depend on the solar panel parameters.

III. THE MODEL AND REALIZATION OF SOLAR MODULE MPP MODE

As is shown above, to obtain the maximum power point (MPP) mode, the switching converter should ensure the capabilities for increasing and decreasing the output voltage relatively to the voltage of the solar panel.

Thus, this study is performed for the connection of the solar module and buck-boost converter circuit.

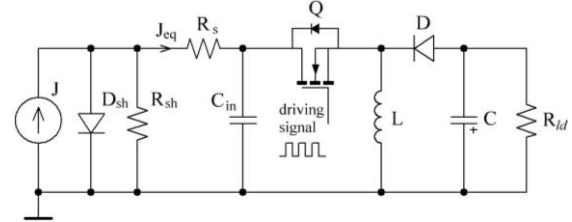


Fig. 6. Buck-boost converter based solar optimizer.

In Fig.6, the solar panel model is included in accordance with Fig. 5. For a clearer representation, the current source J with parallel diode D_{sh} and parallel resistance R_{sh} can be replaced by the equivalent current source J_{eq} , as shown in Fig.7.

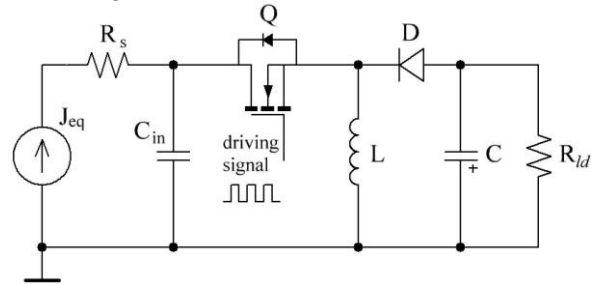


Fig. 7. The circuit with input equivalent current source.

The equivalent current source is determined in accordance with the photovoltaic panel model (14), which can be represented as follows (17):

$$i = J - I_0 \left(e^{\frac{U_d}{U_T}} - 1 \right) - \frac{U_d}{R_{sh}}, \quad (17)$$

where U_d is the voltage of diode D_{sh} .

The analysis of expression (17) shows that the parameters J , I_0 , U_T and R_{sh} do not depend on the voltage U_d .

Thus, the maximum power, which can be produced by the equivalent current source of solar panel, is determined from the characteristic (18):

$$P(U_d) = i \cdot U_d =$$

$$= (J + I_0)U_d - \frac{1}{R_{sh}}U_d^2 - I_0U_d e^{\frac{U_d}{U_T}} \quad (18)$$

Taking into account the estimated solar panel model parameters, the maximum internal source power point can be obtained using the analytical or numeric methods.

However, the value of U_d voltage depends both on current i and voltage u of the solar panel:

$$U_d = u + iR_s. \quad (19)$$

Expressions (18) and (19) show that different load-dependent voltages u and currents i can ensure the same operating point of equivalent internal current source.

The solar panel voltage u and current i can take any values that match the conditions given by (17) and (19). Whereas, the exact values of u and i are determined by the external DC-DC converter circuit which is connected to solar panel.

Thus, the problem of maximum power point tracking (MPPT) can be divided into two parts:

1) tracking the maximum internal power point of equivalent current source in order to obtain the best capabilities of the energy harvesting, using the analytical expression (18);

2) tracking the maximum external power point due to the load and energy transition criteria.

To determine the best possible MPP of the solar panel with buck-boost converter (Fig.7), let us analyze two equivalent circuits, for ON and OFF switch states, respectively.

The ON switch state circuit is shown in Fig.8.

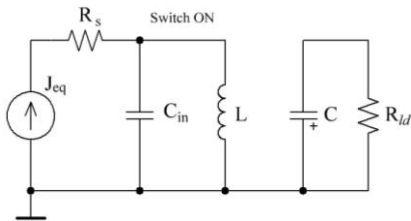


Fig. 8. The ON switch state circuit.

Here, the inductor current is increased by the impact of the solar panel and capacitor C_{in} . The output capacitor C discharges to the load resistance.

Fig.9 shows the OFF switch state circuit.

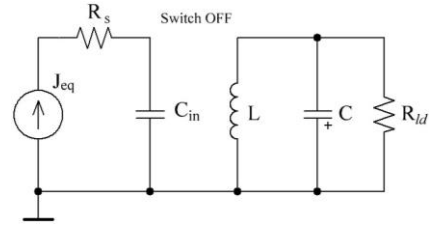


Fig. 9. The switch OFF state circuit.

In the OFF switch state, the input capacitor is charged by the solar panel, whereas the inductance L charges the output capacitor and increases the voltage on load resistance R_{ld} .

To analyze the solar panel maximum power point that can be ensured by the buck-boost converter, it is convenient to use the state-space averaging theory [5].

The ON switch state circuit is described by expression (20):

$$\begin{bmatrix} C_{in} \frac{du}{dt} \\ L \frac{di_L}{dt} \\ C \frac{du_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{ld}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u \\ i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

where u is the solar panel voltage, i is the solar panel current generated by equivalent source J_{eq} , i_L is the inductor current, and u_C is the load voltage.

Respectively, expression (21) describes the switch OFF state.

$$\begin{bmatrix} C_{in} \frac{du}{dt} \\ L \frac{di_L}{dt} \\ C \frac{du_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & \frac{1}{R_{ld}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u \\ i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (21)$$

The averaged model (22) is obtained by addition of the circuit matrices from (20) and (21) with the weight coefficients that correspond to the switch duty cycle D :

$$\begin{bmatrix} C_{in} \frac{du}{dt} \\ L \frac{di_L}{dt} \\ C \frac{du_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -D & 0 \\ D & 0 & (1-D) \\ 0 & (1-D) & \frac{1}{R_{ld}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u \\ i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

The solar panel behavior is described by the above equations (17) and (19). In the steady state, the values of u , i_L , u_C remain unchanged, and the derivatives are zero (23).

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -D & 0 \\ D & 0 & (1-D) \\ 0 & (1-D) & \frac{1}{R_{ld}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u \\ i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i \end{bmatrix}, \quad (23)$$

The expression (23) allows obtaining the voltages and currents of the circuit shown in Fig.7, upon the completion of the transient processes.

Taking into account the maximum power point current J_{MPP} and voltage U_{dMPP} of the internal equivalent current source, we can describe the circuit (Fig.7) by the following system of equations:

$$\begin{cases} -Di_L + J_{MPP} = 0, \\ Du + (1-D)u_C = 0, \\ (1-D)i_L + \frac{u_C}{R_{ld}} = 0, \\ u + R_s \cdot J_{MPP} = U_{dMPP}. \end{cases} \quad (24)$$

The maximum power point J_{MPP} and voltage U_{dMPP} of the internal equivalent source can be estimated by the parameters of the solar cells with expressions (18) and (19). Thus, the system (24) allows obtaining the duty cycle D , which ensures the MPP of the internal equivalent current source:

$$\begin{cases} i_L = \frac{1}{D} J_{MPP}, \\ u = U_{dMPP} - R_s \cdot J_{MPP}, \\ u_C = -\frac{D(U_{dMPP} - R_s J_{MPP})}{(1-D)}, \\ \frac{1-D}{D} J_{MPP} - \frac{D(U_{dMPP} - R_s J_{MPP})}{R_{ld}(1-D)} = 0. \end{cases} \quad (25)$$

Since J_{MPP} and U_{dMPP} are estimated from the physical parameters of the solar cells, we can determine the buck-boost converter duty cycle which ensures the maximum power point of the internal equivalent current source. For this purpose, let us solve the last equation of system (25), which looks like as (26):

$$\frac{(1-D)^2}{D^2} J_{MPP} - \frac{(U_{dMPP} - R_s J_{MPP})}{R_{ld}} = 0, \quad (26)$$

or

$$aD^2 + bD + c = 0, \quad (27)$$

where

$$a = J_{MPP} - \frac{U_{dMPP} - R_s J_{MPP}}{R_{ld}},$$

$$b = -2J_{MPP},$$

$$c = J_{MPP}.$$

Thus, the values of the duty cycle, which ensure the internal equivalent source MPP, are the following:

$$D_1 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad (28)$$

$$D_2 = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad (29)$$

The formulae from (25) to (29) describe the mathematical model, which determines the buck-boost converter mode that ensures the maximum possible solar module of the energy harvesting taking into account the internal equivalent current source characteristics.

It should be noted, that in some cases, the load MPP may not match the internal source MPP exactly. Then, the MPP value can be increased additionally, by improving the converter circuit or control algorithm.

If there are limitations to the parameters of the DC-DC converter elements (caused by the PCB size or price conditions), then the load MPP can be tracked with respect to the dependencies between i , u and u_C which can be obtained from (23) and (25).

Table 2

The maximum power point parameters

R , Ohm	$t^\circ C$	S ,	MPP Duty cycle D		
			Experiment	Model (28), (29)	Relative Error (30),
2.65	50	600	0.415	0.408	1.7%
6.25	33	600	0.50	0.505	1%
10.6	46	600	0.586	0.578	1.4%
21.3	42	600	0.66	0.658	0.3%

Table 2 shows the required MPP duty cycles, which can be obtained from the solar panel irradiance S and temperature t° . The modeling accuracy is estimated by the relative error (30):

$$\varepsilon = 100 \cdot \left| \frac{D_{\text{exp.}} - D_{\text{model}}}{D_{\text{exp.}}} \right|, \quad (30)$$

where $D_{\text{exp.}}$ is the experimental MPP duty cycle, D_{model} is the modeled MPP duty cycle value. The maximum error of modeled MPP duty cycle is 1.7% relatively to the experimental value.

The obtained results mean that the MPPT procedure can be realized based on the solar panel internal equivalent current source

characteristics, which depend on the irradiance and temperature values.

CONCLUSIONS

The harvesting of the constant current source energy is one of the most important purposes in the modern energetics. Especially, it appears in renewable energy and smart grids where the requirements to energy losses and load matching are strict.

In this paper, different architectures of switching converters are considered for the purpose of increasing the energy production of the constant current source. The load matching analysis is performed for a solar panel that functions as a constant current source with nonlinear parasitic elements under constant irradiance and temperature.

In accordance with the obtained results, the buck-boost converter circuit is selected for the improvement of the solar panel energy production.

The aim of the MPP mode determination is achieved by estimating the internal equivalent current source parameters for the constant current source with nonlinear parasitic elements.

The main obtained results are described as follows:

1) The analysis is performed for the techniques, which increase the energy harvested from a current source with nonlinear parasitic elements. As a result, the differential resistance estimation is obtained for the solar module as a constant current source with nonlinear parasitic elements.

2) The new mathematical model is proposed for the determination of the maximum power point mode parameters for the nonlinear current source formed by a solar module. The proposed mathematical model differs from the known ones in terms of internal equivalent current source parameters for the solar module. The model allows developing the MPP tracking techniques taking into account the measured solar module temperature and irradiance values.

3) The experimental research is performed for the solar module maximum power point. The MPP mode is controlled by buck-boost converter circuit with the duty cycle determined from the proposed model. The performed experiments show that the proposed model ensures the values of the buck-boost converter duty cycle, which almost match the duty cycle obtained experimentally for the MPP mode. The maximum relative error between theoretical and

experimental values of the buck-boost converter duty cycle is less than 1.7%.

Thus, the obtained results can be used for the maximum power point tracking of the current sources formed by the solar modules.

References

- [1] Magaldi G. L., Serra F. M., Silva L. I., "Energy management control strategy for stand-alone photovoltaic system," in *2015 16th Workshop on Information Processing and Control, RPIC 2015*, 2016.
- [2] Eltamaly A. M., Farh H. M., "Smart maximum power extraction for wind energy systems," in *International Conference on Smart Energy Grid Engineering, SEGE 2015*, 2015.
- [3] Shi C., Miller B., Mayaram K., Fiez T., "A multiple-input boost converter for low-power energy harvesting," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 58, no. 12, pp. 827–831, 2011.
- [4] Forouzesh M., Siwakoti Y. P., Gorji S. A., Blaabjerg F., Lehman B., "Step-Up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, 2017.
- [5] Davoudi A., Jatskevich J., "Parasitics realization in state-space average-value modeling of PWM dc-dc converters using an equal area method," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 54, no. 9, pp. 1960–1967, 2007.
- [6] Li S., Attou A., Yang Y., Geng D., "A maximum power point tracking control strategy with variable weather parameters for photovoltaic systems with DC bus," *Renew. Energy*, vol. 74, pp. 478–488, 2015.
- [7] Rashid M. H., Ed., *Advanced DC/DC Converters. Second Edition*. 2017.
- [8] Asadi F., Eguchi K., *Dynamics and Control of DC-DC Converters*, vol. 6, no. 1. 2018.
- [9] Nidhi N., Prasad D., Nath V., "Different aspects of smart grid: An overview," in *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2019, vol. 511, pp. 451–456.
- [10] Marodkar M., Adhau S., Sabley M., Adhau P., "Design and simulation of DC-DC converters for Photovoltaic system based on MATLAB," in *2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control, ICIC 2015*, 2015, pp. 1478–1483.
- [11] Yang N., Wu C., Jia R., Liu C., "Modeling and characteristics analysis for a buck-boost converter in pseudo-continuous conduction mode based on fractional calculus," *Math. Probl. Eng.*, vol. 2016, 2016.
- [12] Ramu G., Nagesh Kumar G. V., Dharma Raj C. H., "Performance analysis of boost fed Dc drive under load uncertainties," *Indian J. Sci. Technol.*, vol. 9, no. 45, pp. 1–11, 2016.

- [13] Arjun M., Patil V., “Steady state and averaged state space modelling of non-ideal boost converter,” *Int. J. Power Electron.*, vol. 7, no. 1–2, 2015.
- [14] Guerrero J. M., “Connecting renewable energy sources into the smartgrid,” in *Proceedings - ISIE 2011: 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2011, pp. 2400–2566.
- [15] Lopa S. A., Hossain S., Hasan M. K., Chakraborty T. K., “Design and Simulation of DC-DC Converters,” *Int. Res. J. Eng. Technol.*, pp. 2395–56, 2016.
- [16] Liu M., “Switched-Capacitor DC-DC Converters,” in *Demystifying Switched Capacitor Circuits*, 2007, pp. 223–245.
- [17] Abdulslam A., Amer S. H., Emara A. S., Ismail Y., “Evaluation of multi-level buck converters for low-power applications,” in *Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2016, vol. 2016–July, pp. 794–797.
- [18] Muntean N., Cornea O., Pelan O., Lascu C., “Comparative evaluation of buck and hybrid buck DC-DC converters for automotive applications,” in *15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe*, 2012.
- [19] Winder S., “Boost Converters,” in *Power Supplies for LED Drivers*, 2008, pp. 61–98.
- [20] Alzahrani A., Shamsi P., Ferdowsi M., Dagli C., “Chaotic behavior of DC-DC converters,” in *2017 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications, ICRERA 2017*, 2017, vol. 2017–Janua.
- [21] Beltrame F., Dupont F. H., Sartori H. C., Roggia L., Cancian E. C., Pinheiro J. R., “Different optimum designs investigation of DC/DC boost converter applied to the photovoltaic system,” in *2013 Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2013 - Proceedings*, 2013, pp. 538–543.

About authors.



Martynyuk Valeriy Volodymyrovych.
Ph.D, professor, head of the Department of Telecommunications and Computer-Integrated Technologies, Khmelnytskyi National University. His scientific interests are related to solar energy, supercapacitors and fractional calculus.
E-mail: martynyuk.valeriy@gmail.com



Fedula Mykola Vasyliovych
Ph.D, assistant professor, Department of Telecommunications and Computer-Integrated Technologies, Khmelnytskyi National University. His scientific interests are related to signal processing, nonlinear dynamics and computer modelling of electrical circuits.
E-mail: fedula@khnu.km.ua



Kosenkov Volodymyr Danylovych
Ph.D, professor, head of the Department of Physics and Electrical Engineering, Khmelnytskyi National University. His scientific interests are related to electrical engineering, circuit theory and transient processes.
E-mail: vladimirkosenkov43@gmail.com

The Method for Reducing the Term Vector Size for Category Classification of Text Documents

Golub T.V., Tiahunova M. Yu.

Zaporozhye National Technical University
Zaporozhye, Ukraine

Abstract. The article proposes a method for reducing time necessary for subsuming a certain document in order to classify the text documents by reducing the term vector size of certain categories. According to the method, the term weight factors were calculated for each classification category to implement subsuming process at the stage of training a certain system. As a result of the analysis of the obtained data, the individual category terms, whose weight values did not exceed the experimentally determined threshold value, were excluded from the term vector of the category by equating them to zero. Those terms were not involved in the further subsuming process at the testing stage. As the input data for the experimental part, the TF-SLF reference method and its modernization CTFSLF according to those described above were proposed. Due to the application of the method proposed, the differential term vector size for each category was decreased. Despite the increase in the compile time of the term vector according to categories, which was performed only once, the calculation time used to determine whether or not a document belonged to a specific category decreased without losing the classification quality. In addition, due to the fact that the proposed method excluded the words that were used in the texts frequently, it became possible to exclude the stage of removing the stop words from the pretreatment process of the analyzed text. For the same reason, the problem of misprints and the words "stuck together" in the initial, training sample was solved.

Keywords: text classification, stemming, terms vector, term weight, TF-SLF.

DOI: 10.5281/zenodo.3240216

Metoda de reducere a dimensiunii vectorului termenilor de clasificare a documentelor text pe categorii

Golub T.V., Tyagunova M.Yu.

Universitatea Tehnică Națională din Zaporozje
Zaporozje, Ucraina

Rezumat. Scopul studiului prezentat în articol a fost de a dezvolta o metodă de reducere a timpului necesar evaluării proprietăților unui document pentru anumite categorii, pentru a clasifica documentele text. Acest obiectiv este realizat prin reducerea dimensiunii vectorului termenilor anumitor categorii. Pentru a implementa procesul de determinare a proprietății unui document dintr-o anumită categorie în stadiul de pregătire a sistemului, conform metodei propuse, ponderile termenilor se calculează separat pentru fiecare categorie de clasificare. Ca rezultat al analizei datelor obținute, termenii categoriilor individuale, ale căror valori ale greutateii nu depășesc valoarea pragului determinat experimental, sunt excluse din vectorul termenilor unei anumite categorii prin egalarea lor cu zero. Acești termeni nu sunt implicați în procesul ulterior de evaluare a proprietății unei anumite categorii de documente în etapa de testare. Metoda de referință pentru determinarea ponderii termenilor TF-SLF, descrisă în literatură, și modernizarea acesteia pe categorii în conformitate cu descrierea de mai sus a CTFSLF, a fost utilizată ca date inițiale pentru partea experimentală. Ca rezultat al aplicării metodei propuse, mărimea vectorului termenilor caracteristici pentru fiecare categorie s-a redus, iar în consecință, în ciuda creșterii timpului de compilare a vectorului termenilor în categorii, care este efectuată o dată, timpul de efectuare a calculelor pentru a determina dacă un document aparține unei categorii specifice fără a pierde clasificarea calității de asemenea s-a redus. De asemenea, datorită faptului că metoda propusă exclude termenii frecvent utilizați în texte, devine posibilă excluderea etapei de eliminare a cuvintelor stop din textul analizat din procesul de preprocesare a documentelor.

Cuvinte-cheie: clasificare text, derivare, vector termen, pondere termen, TF-SLF.

Метод уменьшения размера вектора термов для классификации текстовых документов по категориям

Голуб Т.В., Тягунова М.Ю.

Запорожский национальный технический университет
Запорожье, Украина

Аннотация. Целью исследования, представленного в статье, была разработка метода для уменьшения времени, затрачиваемого на процесс оценки принадлежности документа отдельным категориям, с целью классификации текстовых документов. Данная цель достигается путем уменьшения размера вектора термов отдельных категорий. Для реализации процесса определения принадлежности документа

отдельной категории на этапе обучения системы, согласно предложенному методу, выполняется расчет весовых коэффициентов термов для каждой категории классификации в отдельности. В результате анализа полученных данных термы отдельных категорий, весовые значения которых не превышают экспериментально определенное пороговое значение, исключаются из вектора термов отдельной категории путем приравнивания их к нулю. Данные термы не участвуют в дальнейшем процессе оценки принадлежности документа отдельной категории на этапе тестирования. В качестве исходных данных для проведения экспериментальной части были использованы опорный метод определения весовых значений термов TF-SLF, описанный в литературе, и предложенная авторами его модернизация по категориям согласно приведенному выше описанию CTFSLF. В результате применения предложенного метода уменьшился размер вектора характерных термов для каждой категории, вследствие чего, не смотря на увеличение времени на составление вектора термов по категориям, которое выполняется один раз, уменьшилось время на выполнение расчетов для определения принадлежности документа конкретной категории без потери качества классификации. Также, в связи с тем, что предложенный метод исключает часто используемые в текстах слова, из процесса предварительной обработки документа становится возможным исключить этап удаления стоп-слов из анализируемого текста. По этой же причине решается проблема опечаток и «слипшихся» слов в исходной, обучающей выборке. Таким образом, поставленную в начале цель исследования можно считать достигнутой.

Ключевые слова: классификация текстов, стемминг, вектор термов, вес терма, TF-SLF.

ВВЕДЕНИЕ

Количество информации, представленной в текстовом виде, увеличивается непрерывно. Текстовая информация накапливается во всех областях деятельности человека. Начиная с хранения данных на персональных компьютерах и гаджетах и заканчивая Big Data как части киберфизических систем. Она охватывает такие области, как бизнес, работу исследовательских институтов, государственных и финансовых учреждений, интенсивно использующих технологии. Текстовая информация содержит статистические данные, управляющие команды, справочную информацию, законы изменения произвольных процессов. Особенностью такой информации является отсутствие ее структурированности, что усложняет процесс анализа [1].

Аналитика текста преобразует текст в числа, а числа, в свою очередь, позволяют упорядочить данные и помогают выявлять закономерности. Чем более структурированы данные, тем лучше анализ и, в конечном итоге, тем более качественными будут решения, принятые на его основе [2, 3].

Для возможности ориентирования во всем многообразии такой информации, в частности для поиска необходимых пользователю данных появляется необходимость ее классификации [4]. Данный процесс и является объектом рассмотрения предложенного исследования.

Классификация текстов относится к одной из задач компьютерной лингвистики, которая включает в себя определение тематической

принадлежности текстов, автора текста, эмоциональной окраски высказываний и другого.

Для упрощения поиска необходимой информации в массивах данных необходимо решить задачу систематизации документов. Такая задача является одной из наиболее актуальных, для решения которых требуется использование классификации текстов [5]. В связи с непрерывным возрастанием потока данных, требующих классификации, реализация данной задачи значительно усложняется и потому является актуальной.

В литературе описано множество подходов к решению данной задачи. В [1, 6 – 8] приведены обзор и сравнение актуальных на данный момент методов в соответствии с различными этапами данного процесса. В результате их анализа можно сделать вывод, что одним из важных моментов процесса классификации документов является выделение ключевых признаков. Решению данной задачи были посвящены работы [9 – 15], в которых раскрыты различные подходы, включая статистические, частотные, латентно-семантические и другие. Однако предложенные методы рассматривают термы в рамках всей коллекции документов, что не позволяет оценить важность отдельного терма в рамках каждой категории отдельно.

Классификация текстовых документов подразумевает процесс анализа его содержания и автоматического определения документа в одну или несколько категорий [16, 17]. Категориями являются множества документов, объединенные общей тематикой. При этом множество категорий задается

экспертом, либо определяется автоматически на основании обучающей выборки. На этапе обработки документов в информационно-аналитической системе используют автоматический классификатор – программу, определяющую тематику документов и осуществляющую их отнесение к рубрикам [6].

Также является актуальной обратная задача - выбор из множества документов тех, которые принадлежат отдельной категории, определенной пользователем. В этом случае является актуальным время выполнения определения принадлежности документа категории. Данная задача и является предметом проведенного исследования. В статье предлагается метод уменьшения времени, затрачиваемого на процесс оценки принадлежности документа отдельным категориям путем уменьшения размера вектора термов отдельных категорий для классификации текстовых документов.

I. МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

A. Математическая модель процесса классификации

Приведенные в [18, 19] математические модели процесса классификации текстовых документов являются общими. В данной статье авторами предложено усовершенствование существующих вариантов процесса определения весовых коэффициентов термов как части процесса классификации с учетом требований поставленной задачи. Приведем необходимые для понимания метода определения.

Для формального описания процесса решения поставленной задачи принадлежности текстовых документов отдельной категории предположим следующее.

Пусть имеется:

$T = \{t_1, \dots, t_{|A|}\}$ — множество термов (слов) документа;

$V = \{b_1, \dots, b_{|B|}\}$ — множество возможных слов;

$D = \{d_1, \dots, d_{|D|}\}$ — множество документов;

$C = \{c_1, \dots, c_{|C|}\}$ — множество категорий;

$E = \{e_1, \dots, e_{|E|}\}$ — множество термов категории.

В этом случае решение поставленной задачи можно формализовать следующим образом. Существует множество документов D , из которых нужно выбрать те, что принадлежат определенной заранее категории c_i из множе-

ства категорий C .

$$\Phi(d_j, c_i) = \begin{cases} 0, & \text{if } d_j \notin c_i \\ 1, & \text{if } d_j \in c_i \end{cases} \quad (1)$$

B. Создание множества данных документа

Классификация текстовых документов выполняется на основании анализа термов этих документов.

Для выполнения задачи классификации необходимо представить текст в форме модели множества. В этой форме текст рассматривается как множество слов – термов, имеющих некоторый вес. Термом является интуитивно определенное выражение формального языка, являющееся формальным именем объекта [13]. В данном случае под термом будем понимать слово, полученное в результате выполнения операции стемминга - приведения к некоему нормальному виду с усечением его окончаний и суффиксов. Одним из простейших методов стемминга слов является алгоритм Портера [20, 21] Это одна из задач этапа предварительной обработки текста.

При определении принадлежности документа какой-либо категории с учетом значимости каждого термина необходимо выполнить предварительную обработку текста.

Процесс предварительной обработки текста имеет следующие характеристики:

1. $T \in V$ — все термы документа входят в множество возможных слов;

2. $E \in V$ — все термы категории входят в множество возможных слов;

Совокупность элементов множеств T и E формируют множество V . Таким образом, множества T и E являются составляющими множества V .

3. $T_M = \langle n_1(a_1), n_2(a_2), \dots, n_{|A|}(a_{|A|}) \rangle$ — мультимножество множества T , которое позволяет собрать вхождение элементов множества несколько раз;

Формирование мультимножества документов одной группы, то есть категории, позволяет для каждого термина определить его мощность. Этот параметр оценивает количественный показатель встречаемости данного термина (в скольких документах категории встречается данный терм хотя бы один раз).

4. $E_M = \langle n_1(e_1), n_2(e_2), \dots, n_{|E|}(e_{|E|}) \rangle$ — мультимножество множества E , которое позволяет собрать вхождение элементов множества несколько раз.

При формировании мультимножества категорий возможно выделить термы по мощности их вхождения. Этот параметр показывает, во скольких категориях коллекции встречается рассматриваемый терм хотя бы один раз, что позволяет выделить термы, характерные для всех категорий и не являющиеся признаком принадлежности отдельной категории. Они перестают быть информативными и их можно исключить из анализируемого множества, используемого для дальнейшей классификации.

Последующая обработка текста выполняется с учетом этих характеристик.

С. Определение веса терма

Для оценки принадлежности документа категории вначале нужно определить вес каждого встречаемого терма множества B , т.е. весовые значения термов множества E для каждой категории.

Вес терма в множестве характеризует значимость, или важность, данного терма. Чем выше этот коэффициент, тем с большей вероятностью указанный терм является значимым для определения категории документа в целом. Если терм не встречается в документе, то его вес равен нулю [6].

Для определения весовых значений каждого терма множества B в рамках коллекции в целом используется параметр SLF – коэффициент, характеризующий оценку термов с учетом их вхождения в категории [13]. В отличие от множества других подходов определения весовых значений, данный метод учитывает важность каждого отдельного терма для конкретной категории.

Параметр SLF для каждого терма в рамках коллекции определяется согласно формуле:

$$TFSLF_t = TF_t(E_{t'}) \cdot SLF_t, \quad (2)$$

где $TF_t(E_{t'})$ — частота терма, принадлежащего множеству B , определяется как отношение числа вхождения некоторого терма к общему количеству термов документа. Таким образом, оценивается важность терма t_i в пределах отдельного документа d_j [9].

SLF_t — логарифмированная сумма частот терма t .

$$SLF_t = \log(|C| / \sum(NDF_{tc})), \quad (3)$$

где NDF_{tc} — нормализованная частота встречаемости терма t в категории c , данная

оценка является локальной для категории.

$$NDF_{tc} = df_{tc} / N_c, \quad (4)$$

где df_{tc} — число документов категории c , в которых встречается хотя бы раз терм t ;

N_c — количество документов в категории c .

В результате будет получен вектор B_T , содержащий значения весовых коэффициентов термов множества T в рамках всей коллекции в целом. В данном случае не в полной мере учитывается значимость термов, принадлежащих отдельной категории, что снижает качественные показатели выполнения классификации текстов, принадлежащих близким по смыслу и используемым словам тематик. Для реализации этой задачи предлагается подход, представленный далее.

Д. Предложенный авторами подход

Целью предложенного авторами подхода является выделение и исключение неинформативных термов для отдельной категории, т.е. в результате оставить информативные термы, характеризующие категорию и присутствующие ей. Данные действия ведут к сокращению вектора термов и, как следствие, объема вычислений, приводимых при поиске в общей коллекции документов, принадлежащих отдельной рассматриваемой категории. В результате сокращается время анализа каждого документа для принятия решения о его принадлежности категории.

На основании параметра SLF для каждой категории при достаточно большом объеме обучающей выборки можно выделить малоинформативные термы для отдельной категории и исключить их из анализа последовательности (приворвать весовое значение терма к нулю для отдельной категории).

Для выполнения приведенного анализа предлагается использовать предложенный авторами параметр CTFSLF. Данный параметр находится как произведение параметра SLF для коллекции в целом и параметра tf_{ic}/df_{ic} для каждой категории в отдельности. В результате получается нормированное значение относительно суммарного количества термов в коллекции, которое показывает процентную часть принадлежности терма к отдельной категории относительно всей коллекции, или взвешенный параметр веса терма, не зависящий от размера документа.

Алгоритм определения весовых значений термов вектора E_T для каждого e_i :

1. Определение коэффициента tf/df для каждого термина множества e_i , относящихся к категории, в рамках коллекции в целом как отношение общего количества каждого термина в рамках отдельной категории к общему количеству каждого термина в рамках коллекции в целом:

$$TF(t_i, c_j) = \frac{fr_{ij}}{\sum_i fr_{ij}}, \quad (5)$$

где $0 \leq i \leq |E|$, $0 \leq j \leq |C|$.

2. Определение значения веса каждого термина по категориям с учетом его встречаемости в категориях коллекции (множество E , содержащее значения $CTFSLF(t_i, c_j)$ каждого термина категории) как произведение коэффициента tf/df для каждого термина отдельных категорий и параметра SLF:

$$CTFSLF(t_i, c_j) = TF(t_i, c_j) * SLF_k, \quad (6)$$

где $0 \leq i \leq |E|$, $0 \leq j \leq |C|$, $0 \leq k \leq |B|$

Данный показатель веса термина характеризует степень его принадлежности отдельной категории.

3. Следующим этапом является определение и отсеечение нехарактерных терминов для каждой категории в отдельности. Для определения порогового значения с целью отсеечения неинформативных терминов на основании экспериментальных данных принимается величина, обратная количеству документов, принадлежащих анализируемой категории.

$$K_j = 1/|D_j| \quad (7)$$

где $0 \leq j \leq |C|$

Термы, весовые значения которых ниже указанного порогового значения, характеризуются высокой степенью встречаемости во всех категориях коллекции, потому их можно исключить из перечня характерных терминов для отдельной коллекции как неинформативные.

4. На основании предыдущих данных принимается решение о значении весовых коэффициентов терминов в рамках каждой категории. С этой целью для каждого термина каждой категории выполняется сравнение его значения веса с пороговым значением:

$$\Psi(e_i, c_j) = \begin{cases} 0, & \text{if } e_i < k_i \\ CTFSLF(t_i, c_j), & \text{if } e_i \geq k_i \end{cases} \quad (8)$$

где $0 \leq i \leq |E|$, $0 \leq j \leq |C|$.

Если данный параметр меньше порогового значения, эта величина веса термина приравнивается к нулю.

В результате данных преобразований уменьшается вектор анализируемых ключевых терминов для отдельных категорий, что приводит к уменьшению затрачиваемого времени на выполнение анализа принадлежности документа категории на этапе функционирования предложенного метода.

II. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

В качестве исходных категорий для проведения тестирования предложенного метода были выбраны категории классификатора УДК класса 004 «Информационные технологии. Вычислительная техника. Обработка данных», а именно:

- 004.0 «Специальные определители для вычислительной техники»,
- 004.2 «Архитектура вычислительных машин»,
- 004.4 «Программные средства»,
- 004.9 «Прикладные информационные (компьютерные) технологии. Методы, основанные на применении компьютеров».

Основной проблемой автоматического определения индекса УДК является близость характерных терминов категорий между собой и сложность определения признаков их дифференциации. Потому данное направление является актуальным.

A. Описание обучающей выборки и обучения

Под обучающей выборкой авторами понимается набор исходных текстовых документов с определенными заранее категориями принадлежности, на основании которых выполняется построение опорного вектора весовых коэффициентов терминов категорий, в дальнейшем используемых для классификации.

В качестве обучающей выборки для апробации разработанного метода были выбраны научные статьи по соответствующим тематикам, представленные на одном языке. Тематики (значения УДК) определялись и указывались авторами научных работ непосредственно в публикации.

Для каждой категории была подобрана обучающая выборка, представляющая собой перечень документов D , принадлежащих отдельным категориям C , для составления опорного вектора термов, множества E . Обучающая выборка была представлена 30 публикациями для каждой выбранной категории.

Для построения опорного вектора классификации на основании обучающей выборки основываясь на использовании параметра SLF [22] были выполнены следующие этапы:

1. предварительная обработка текстового документа для получения множества термов E : исключение вспомогательных символов и знаков пунктуации, стемминг слов;

2. определение весовых коэффициентов термов:

- подсчет частоты встречаемости термов в рамках отдельных категорий и коллекции в целом;
- подсчет коэффициента $CTFSLF(t_i, c_j)$ для каждого термина коллекции.

Для реализации предложенного метода этап определения весовых коэффициентов термов усовершенствован авторами тем, что добавлены следующие подэтапы:

1. определение весовых значений термов в рамках отдельных категорий;

2. определение порогового значения для отсека неинформативных термов в коллекциях;

3. определение отдельно для каждой категории коэффициента $\Psi(e_i, c_j)$ каждого термина.

В. Описание тестовой выборки и тестирования

В качестве тестовой выборки для предложенной модели был взят перечень документов, которые не участвовали на этапе обучения.

Для подготовки тестовой выборки были выполнены следующие этапы:

1. предварительная обработка текстового документа для получения множества термов E : исключение вспомогательных символов и знаков пунктуации, стемминг слов;

2. определение весового значения термов в анализируемом документе:

- подсчет частоты встречаемости термов в рамках документа;
- определение весового значения термина

как произведение результатов предыдущего пункта и коэффициента $\Psi(e_i, c_j)$ для каждой анализируемой категории;

- принятие решения о принадлежности документа к отдельной категории на основании суммарного значения весов термов для каждой категории.

С. Тестирование предложенного метода

Проведем проверку режимов работы исходного и предложенного авторами методов и сравним результаты их работы. Для этого реализуем этапы обучения и тестирования для систем, построенных на их основе.

Обучение. В результате выполнения описанных этапов обработки обучающей выборки были получены следующие результаты, приведенные в таблице 1.

В таблице 1 приведены суммарное количество слов в документах обучающей выборки и количество термов, полученных в результате обработки исходным и предложенным методами отдельно для каждой категории. А также долевая часть размера вектора термов для обоих методов относительно общего количества слов в исходных документах. Колонки части «Сравнение методов» отражают качественные показатели уменьшения вектора термов согласно предложенному методу относительно исходного. Как видно из таблицы 1, размер вектора термов относительно суммарного количества слов документов обучающей выборки для исходного метода составляет в среднем 15,05%. Для предложенного метода это значение составляет 11,75%. При этом размер вектора термов предложенного метода относительно исходного сократился в среднем на 21,53%.

Для большей наглядности на рис. 1 приведено графическое представление сравнения размера векторов термов исходного и предложенного методов.

Как видно из упомянутого рисунка, вне зависимости от количества слов в исходных документах в каждой категории наблюдается сокращение результирующего размера вектора термов, полученного при применении предложенного, метода относительно исходного.

Результаты выполнения этапа обучения

Категория (Categories)	Кол-во слов всего в документах (Number of words in documents)	SLF		CTFSLF		Сравнение методов	
		Кол-во термов (Terms number)	Доля термов от коллекции (Terms part from corpus)	Кол-во термов (Terms number)	Доля термов от коллекции (Terms part from corpus)	Кол-во исключенн ых термов (Excluded terms number)	Доля уменьшения вектора термов (Part of terms set decreasing)
004.0	148419	22118	14,90%	18450	12,43%	3668	16,58%
004.2	111213	12510	11,25%	8978	8,07%	3532	28,23%
004.4	108077	18752	17,35%	14652	13,56%	4100	21,86%
004.9	104207	17411	16,71%	13473	12,93%	3938	22,62%
Среднее значение (Average value)	117979	17698	15,05%	13888	11,75%	3810	21,53%

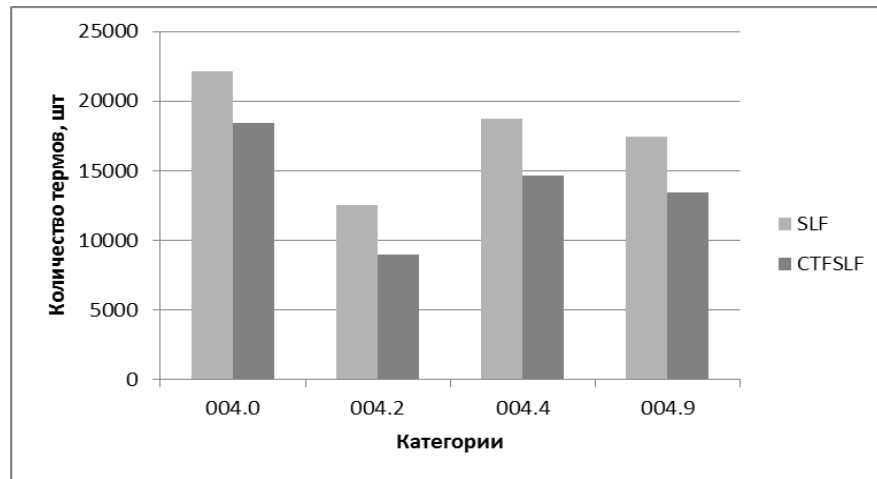


Рис. 1 Размеры векторов термов исходного и предложенного методов после этапа обучения².

Исключенные термы. Примерами термов, присутствующих в результирующем векторе исходного метода, и исключенных при применении предложенного метода, являются: *счита, одинаков, рассмотрен, функционир, реж, литератур, начальн, пример, реализац, течен, модел, аналогичн, длин, محتوا, порог, описа, передач, мож, эт, недостаток, минимизирова, переходн* и другие.

Как видно из приведенного примера, опираясь на данные термы сложно определить принадлежность документа к определенной категории. Потому исключение данного перечня термов не влияет на качество классификации. Что и подтвердили дальнейшие исследования.

Тестирование. На этапе тестирования про-

водилось исследование определения наиболее вероятной категории принадлежности анализируемого документа для исходного и предложенного методов, а также замер временных затрат на выполнение соответствующих расчетов. Результаты проведенных наблюдений представлены в таблице 2.

В первой колонке указаны категории, к которым были отнесены анализируемые документы авторами публикаций. Как видно из таблицы 2, результирующее время на тестирование сократилось на 18,61% без потери качества классификации.

На рисунке 2 приведены временные затраты на процесс классификации документов, наглядно показывающие представленные в таблице 2 результаты.

^{1,2}Appendix 1

Таблица 2³

Результаты выполнения этапа тестирования

Категория тестового документа (Text document category)	SLF		CTFSLF		Процент уменьшения временных затрат (Percentage of spent time reducing)
	Определенная категория (Certain category)	Затраченное время, с (Spent time, s)	Определенная категория (Certain category)	Затраченное время, с (Spent time, s)	
004.056	004.0	0,03125	004.0	0,02500	-20,00%
004.274	004.2	0,01875	004.2	0,01250	-33,33%
004.4	004.4	0,02188	004.4	0,02188	-0,01%
004.93	004.9	0,02813	004.9	0,01563	-44,44%
004.94	004.0	0,02813	004.4	0,03125	+11,11%
004.93+004.4	004.9	0,02500	004.9	0,01875	-25,00%
Результирующее значение (Result values)		0,15313		0,12501	-18,61%

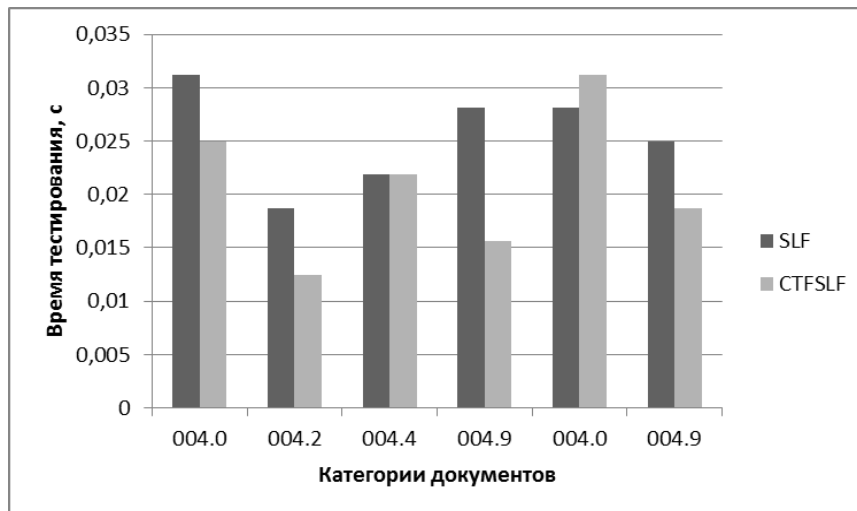


Рис. 2 Время, затраченное на классификацию документов с помощью исходного и предложенного методов⁴.

Сравнение результатов. Временные затраты на обучение и тестирование исходного и предложенного методов приведены в таблице 3. Для проведения экспериментальной части предложенного метода использовалась следующая аппаратная платформа: процессор — Intel Core i5 (1,70 ГГц), ОЗУ — 8 ГБ, накопитель SSD – 120 ГБ.

Для большей наглядности на рис. 3 приведено графическое представление временных затрат на этапах обучения и тестирования для обоих анализируемых методов.

Как видно из таблицы 3 и рис. 3, время на составление вектора термов увеличилось на

2,27%. При этом затраченное время на этапе тестирования сократилось на 18,37%.

Таким образом, количество значимых термов, включенных в оценку принадлежности документа отдельной категории, в среднем сократилось на 21,53%. При этом время на анализ каждого документа в отдельности без потери качества классификации сократилось в среднем на 18,61%. Общее время на классификацию сократилось на 18,37% при увеличении затраты времени на этапе обучения на 2,27%. Следовательно, не смотря на увеличение времени на этапе обучения, данный метод показал уменьшение временных

затрат на этапе работы классификатора без потерями. потеря качества и потому является перспек-

Таблица 3⁵

Сравнение временных затрат на этапах обучения и тестирования

Метод (Method)	Время на обучение, с. (Training time, s)	Время на тестирование, с. (Testing time, s)
Исходный метод SLF (Initial method SLF)	1,25145	0,15313
Предложенный метод CTFSLF(t _i ,c _j) (Proposed method CTFSLF(t _i ,c _j))	1,2798	0,12501
Процент отклонения (Deviation percentage)	+2,27%	-18,37%

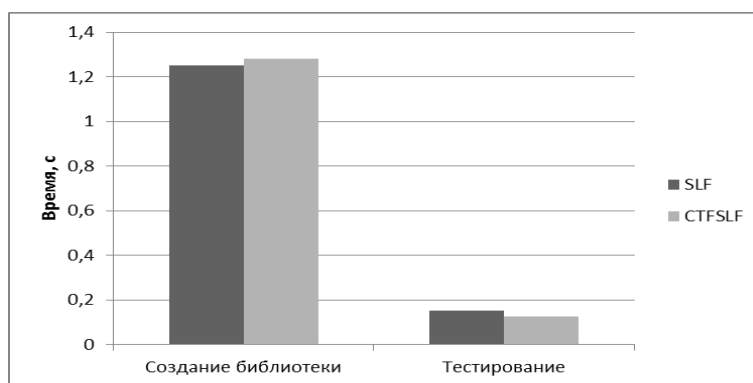


Рис. 3. Временные затраты на обучение и тестирование исходного и предложенного методов⁶.

III. ВЫВОДЫ

В статье предложен метод уменьшения времени, затрачиваемого на процесс оценки принадлежности документа отдельным категориям с целью классификации текстовых документов путем уменьшения размера вектора термов отдельных категорий.

В результате применения предложенного метода уменьшился размер вектора характерных термов для каждой категории, в следствие чего, не смотря на увеличение времени на составление вектора термов по категориям, которое выполняется один раз, уменьшилось время на выполнение расчетов для определения принадлежности документа отдельной категории без потери качества классификации. Также, в связи с тем, что предложенный метод исключает часто используемые в текстах слова, из процесса предварительной обработки документа становится возможным исключить этап удаления стоп-слов из анализируемого текста. По этой причине же таким же образом решается проблема опечаток и «слипшихся».

Таким образом, результаты тестирования

данного метода показали его перспективность, а именно в сравнении с исходным методом определения весовых значений термов, основанного на использовании метода SLF для коллекции в целом, и предложенного метода выделения весовых значений по отдельным категориям на основании экспериментальных данных были получены следующие результаты:

- увеличилось время на составление вектора термов категорий на 2,27%;
- уменьшилось время на выполнение расчетов для определения принадлежности документа конкретной категории на 18,37%;
- уменьшился размер вектора характерных слов в среднем на 21,53%;
- весовые значения термов были приравнены к 0 в рамках каждой категории в среднем на 3810 термов из 117979 исходных слов;
- определение принадлежности документа категории выполняется без потери качества (в сравнении с исходным методом);
- из процесса предварительной обработки документа становится возможным исключить этап удаления стоп-слов из анализируемого

текста;

- решается проблема опечаток и «слипшихся» слов в анализируемом тексте.

APPENDIX 1 (ПРИЛОЖЕНИЕ 1)

¹**Table 1.** The results of the training phase.

²**Fig. 1.** Terms vectors sizes of the original and proposed methods after the training phase.

³**Table 2.** The results of the testing phase.

⁴**Fig. 2.** Time spent on the documents classification using original and proposed methods.

⁵**Table 3.** Comparison of time spent at the stages of training and testing.

⁶**Fig. 3.** Time spent on learning and testing to the original and proposed methods.

Литература (References)

- [1] Thangaraj M., Sivakami M. Text classification techniques: A literature review. *Interdisciplinary Journal of Information, Knowledge, and Management*, 2018, vol. 13, pp. 117-135.
- [2] Brindha S., Sukumaran S., Prabha, K. A survey on classification techniques for text mining. *Proceedings of the 3rd International Conference on Advanced Computing and Communication Systems. IEEE*. Coimbatore, Indi., 2016 (In English) Available at: <https://doi.org/10.1109/ICACCS.2016.7586371> (accessed 13.03.2019)
- [3] Daud A., Li J., Zhou L., Muhammad F. Knowledge discovery through directed probabilistic topic models: a survey. *Frontiers of computer science in China*, 2010, vol. 4, no. 2, pp. 280–301.
- [4] Korde V., Mahender N. Text classification and classifiers: a survey. *International Journal of Artificial Intelligence & Applications (IJAIA)*, 2012, Vol. 3, no. 2, pp. 85–99
- [5] Pankov S. V., Shebanin S. P., Ribakov A. A., Thematic classification of text. *ROOKEE, ROMIP 2010*, Kazan', Russia, 2010, pp. 142-147
- [6] Golub T. The Analysis of text documents classifiers constructing methods, *Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science*, 2016, pp.742-745.
- [7] Yang Y., Zhang J., Kisiel B. A scalability analysis of classifiers in text categorization. *ACM SIGIR'03*, 2003. Available at: <https://dl.acm.org/citation.cfm?id=860455> (accessed 13.03.2019)
- [8] Sebastiani F. Machine learning in automated text categorization. *ACM computing surveys (CSUR)*, 2002, vol. 34, pp. 1-47.
- [9] Karpovich S.N. Mnogoznachnaya klassifikatsiya tekstovyykh dokumentov s ispol'zovaniyem veroyatnostnogo tematicheskogo modelirovaniya ml-PLSI [Multi-valued text documents classification using probabilistic thematic modeling ml-PLSI]. *SPIIRAS Proceedings*. 2016. Issue 4(47), pp.92 – 104. doi: 10.15622/sp.47.5.
- [10] Kuralegov I. Automatic classification of documents based on latent semantic analysis. *1st Int. Conf. Digital Libraries: Advanced Methods and Technologies, Digital Collections*, St-Petersburg, Russia, 1999, pp. 89-96. (In English)
- [11] Andreev A. M. Automatic classification of text documents using the neural network algorithms and semantic analysis. *Advanced Methods and Technologies, Digital Collections*, St-Petersburg, Russia, 2003, pp. 76-86. (In English)
- [12] Krasnov A., Ilatovskiy A.S., Khomonenko A.D., Arsen'yev V.N. Otsenka semanticheskoy blizosti dokumentov na osnove latentno-semanticheskogo analiza s avtomaticheskim vyborom rangovykh znacheniy [Evaluation of documents semantic proximity based on latent-semantic analysis with automatic selection of rank values]. *Trudy SPIIRAN – SPIIRAN proceedings*, 2017. no. 5(54), pp. 185-204.
- [13] Rehman Abdur, Barbi H., Saeed M., Feature Extraction for Classification of Text Documents *International Conference on Communications and Information Technology (ICCIT 2012)*, Hammamet, Tunisia, 2012, pp. 234 - 239. (In English)
- [14] Budanitsky A. Hirst G. Evaluating WordNet-based Measures of Lexical Semantic Relatedness *Computational Linguistics*. 2006. Vol. 32. pp. 13-47.
- [15] Bondarchuk D.V. Vektornaya model' predstavleniya znaniy na osnove semanticheskoy blizosti termov [Vector model of knowledge representation based on semantic proximity of terms] *Vestnik YUUrGU. Seriya: Vychislitel'naya matematika i informatika – Bulletin of SUSU. Series: Computational Mathematics and Computer Science*. 2017. vol. 6 no. 3. pp. 73–83. doi: 10.14521/cmse170305.
- [16] Tsoumakas G., Katakis I. Multi-label classification: an overview. *International Journal of Data Warehousing & Mining*. 2007. vol. 3(3). pp. 1–13.
- [17] Rubin T.N., Chambers A., Smyth P., Steyvers M. Statistical topic models for multilabel document classification. *Machine Learning*. 2012. vol. 88. no. 1–2. pp. 157–208.
- [18] Erpev A.S., Automatic classification of text documents, *Mathematical Structures and Modeling*. 2010, vol. 21, pp. 65-81.
- [19] Zyuz'kov V. M., Matematicheskaya logika i teoriya algoritmov [Mathematical logic and theory of algorithms], - Tomsk: El Content, 2015, 236 p. Available at: <http://www.math.tsu.ru/sites/default/files/mmf2/e-resources/math%20logika%20i%20teoriya-%20algoritmov.pdf> (accessed 13.03.2019)
- [20] Willett P. The Porter Stemming Algorithm: Then and Now *Program: Electronic Library and Information Systems*. 2006. vol. 4, no. 4. pp. 219-

223.

[21] Golub T.V., Tyahunova M.YU. Metod steminhu ukrayinomovnykh tekstiv dlya klasyfikatsiyi dokumentiv na bazi alhorytmu Portera [The method of Ukrainian language stitemming for the classification of documents based on Porter's algorithm] *Naukovi pratsi Donets'koho natsional'noho tekhnichnoho universytetu. Seriya: Informatyka, kibernetyka – Scientific papers of the Donetsk National Technical*

University. Series: Informatics, Cybernetics and Computing 2017, no. 1, pp. 59 – 63.

[22] Oliynyk YU. O., Katyushchenko D. O. Analiz metodiv vyznachennya vah oznak tekstovykh dokumentiv [Analysis of the methods of determining the text documents signs weight] *Naukovyy ohlyad – Scientific Review*, 2018, no. 3(46), pp. 112 – 123.

Сведения об авторах.



Голуб Татьяна Васильевна, ассистент кафедры Компьютерных систем и сетей. Область научных интересов: Классификация текстовых документов, анализ текстовых данных, машинное обучение.
E-mail: golub.tv6@gmail.com



Тягунова Мария Юрьевна, доцент кафедры Компьютерных систем и сетей. Область научных интересов: Интернет вещей, киберфизические системы, нейронные сети, генетические алгоритмы, машинное обучение.
E-mail: golub.tv6@gmail.com

Analysis of Technical and Energy Indicators of a Multi-Motor Electric Drive for Urban Public Transport

Voytenko V.A., Vodichev V.A., Kalinin A.G.
Odessa National Polytechnic University
Odessa, Ukraine

Abstract. The aim of this article was to analyze the profitability of using a multi-motor electric drive instead of a single-motor electric drive in a city vehicle to ensure the reduction of the electrical energy losses. To achieve the goal a mathematical model was used to calculate the energy losses in the single-motor and multi-motor electric drives of a bus with a different number of traction induction motors. The calculation was carried out for the steady-state driving modes with different speeds and transient acceleration modes. The change in the load torque of the vehicle's motors due to the change in the rolling friction force of the wheels with a different number of passengers carried was taken into account. The novelty of the work is that the use of a multi-motor electric drive shown for the first time allowed the reduction in the energy losses in the traction induction electric motors when the vehicle is moving at a constant speed and during acceleration with a different number of passengers carried. Moreover, to obtain energy saving, the number of motors used in a multi-motor electric drive should vary depending on the speed and acceleration, as well as on the total load torque of the multi-motor drive. The formula was obtained analytically for the calculation of the number of motors of a multi-motor electric drive, which would ensure energy saving compared to a single-motor electric vehicle.

Keywords: induction motor, vehicle, power, energy loss, single-motor and multi-motor drive, voltage frequency, voltage amplitude.

DOI: 10.5281/zenodo.3239179

Analiza indicatorilor tehnici și energetici a unei transmisii electrice cu multe motoare pentru transportul public urban

Voitenko V.A., Vodichev V.A., Kalinin A.G.
Universitatea Politehnică Națională din Odessa
Odessa, Ucraina

Rezumat. Scopul lucrării este de a analiza fezabilitatea utilizării unei transmisii electrice cu mai multe motoare în locul unui motor cu motor unic într-un vehicul urban pentru a asigura reducerea pierderilor de energie electrică la deplasarea pe o rută. Pentru a atinge obiectivul, se utilizează un model matematic pentru a calcula pierderile de energie în unitățile electrice monomotoare și multimotoare ale unei magistrale cu un număr diferit de motoare asincrone de tracțiune. Calculul a fost efectuat pentru cele mai caracteristice secțiuni ale ciclului urban al autobuzului: moduri de conducere la starea de echilibru cu viteze diferite și moduri de accelerare tranzitorie. Pentru a controla viteza motoarelor, se folosește legea proporțională a variației tensiunii pe bobina statorică și frecvența. Se ia în considerare schimbarea momentului de încărcare a motoarelor vehiculului datorită modificării forței de frecare la rulare a roților cu un număr diferit de pasageri transportați. Se ia în considerare modificarea sarcinii datorită rezistenței la aer atunci când se schimbă viteza de mișcare. Noutatea lucrării constă în faptul că s-a demonstrat pentru prima dată că utilizarea unui mecanism electric asincron cu mai multe motoare permite reducerea pierderilor de energie în motoarele electrice asincrone de tracțiune atunci când vehiculul se deplasează cu o viteză constantă și în timpul accelerării cu un număr diferit de pasageri transportați. Mai mult decât atât, pentru a obține economii de energie, numărul de motoare utilizate într-un motor electric cu mai multe motoare ar trebui să varieze în funcție de viteză și de accelerație, precum și de momentul de încărcare total al transmisiei multimotor.

Cuvinte-cheie: motor asincron, vehicul, putere, pierdere de energie, unitate electrică cu motor și multimotor, frecvență de tensiune, amplitudine de tensiune.

Анализ технических и энергетических показателей многодвигательного электропривода для городского общественного транспорта

Войтенко В.А., Водичев В.А., Калинин А.Г.
Одесский национальный политехнический университет
Одесса, Украина

Аннотация. Целью работы является анализ целесообразности применения многодвигательного электропривода вместо однодвигательного в городском транспортном средстве для обеспечения уменьшения потерь электрической энергии при движении по маршруту. Для достижения цели на

математической модели выполнен расчет потерь энергии в однодвигательном и многодвигательном электроприводах автобуса с разным количеством тяговых асинхронных двигателей. Расчет проведен для наиболее характерных участков городского цикла движения автобуса: установившихся режимов движения с разными скоростями и переходных режимов ускорения. Для управления скоростью двигателей использован пропорциональный закон изменения напряжения на обмотке статора и частоты. Учтено изменение момента нагрузки двигателей транспортного средства из-за изменения силы трения качения колес при разном количестве перевозимых пассажиров. Учтено изменение нагрузки из-за сопротивления воздуха при изменении скорости движения. Новизна работы заключается в том, что впервые показано, что применение многодвигательного асинхронного электропривода позволяет уменьшить потери энергии в тяговых асинхронных электродвигателях при движении транспортного средства с постоянной скоростью и при разгоне при разном количестве перевозимых пассажиров. Причём, для получения экономии электроэнергии количество двигателей, используемых в многодвигательном электроприводе, должно меняться в зависимости от скорости и ускорения, а также от суммарного момента нагрузки многодвигательного электропривода. Аналитически получена формула, которая позволяет на основании мощности постоянных и переменных потерь в сравниваемых электродвигателях, определить количество двигателей малой мощности, входящих в состав многодвигательного электропривода, при котором будет обеспечена экономия электроэнергии при применении многодвигательного электропривода вместо однодвигательного.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, транспортное средство, мощность, потери энергии, однодвигательный и многодвигательный электропривод, частота напряжения, амплитуда напряжения.

ВВЕДЕНИЕ

Общеизвестно, что загрязнение окружающей среды, в частности вызванное выхлопными газами автомобилей и автобусов, является серьезной проблемой современного общества. В связи с этим страны Европейского союза рассматривают программу постепенного запрещения использования в городах транспортных средств (ТС) с двигателями внутреннего сгорания и перевод их на тягово-ый электрический привод.

Для ТС, в которых используется автономный источник энергии, важным является вопрос выбора рациональной структуры электропривода, при которой будет обеспечена минимизация потерь электрической энергии. Это позволит увеличить дальность пробега при одинаковом начальном количестве энергии. При изменении количества перевозимых пассажиров и груза, при изменении угла наклона дороги и скорости движения ТС для минимизации потерь электрической энергии может потребоваться использовать разное количество двигателей, которые через редуктор с несколькими входными валами, приводят в движение карданный вал или полуоси ведущих колёс ТС [1].

В современных ТС как правило используют синхронные двигатели (СД) с возбуждением от постоянных магнитов или асинхронные двигатели (АД). СД с

возбуждением от постоянных магнитов являются наиболее энергоэффективными, поскольку не расходуют энергию на создание магнитного поля и имеют наиболее высокие значения удельного момента и удельной мощности. АД являются наиболее простыми по конструкции, наиболее надёжными и дешёвыми [2].

Аналізу мощности потерь в АД и методам их уменьшения посвящено значительное количество публикаций. В литературных источниках предложена математическая модель для анализа потерь в АД при питании от преобразователя частоты (ПЧ) [3], разработаны методы управления для обеспечения работы АД с минимальными потерями в меди при полеориентированном управлении [4, 5] и прямом управлении крутящим моментом [6], проанализирована энергоэффективность АД при питании синусоидальным и несинусоидальным напряжением [7].

Разработаны модели для исследования потерь в стали АД при питании от ПЧ [8], выполнена оценка потерь на вихревые токи [9], проведен анализ основных и гармонических потерь в стали для двигателей разной мощности [10, 11, 12]. Проанализированы потери энергии в АД при несимметричных провалах напряжения [13], а также потери в различных элементах системы ПЧ-АД [14 – 18]. В работе [19] сообщается об упрощенной эквивалентной схеме, с помощью которой включают в баланс

мощности паразитные нагрузки от пространственных гармоник. В работе [20] для определения потерь в АД предложен метод эквивалентной нагрузки. Предложена новая схема управления минимизацией потерь для приводов метрополитена на базе линейного асинхронного двигателя [21]. Разработан метод минимизации потерь для лифтовых систем с АД для определения оптимальной скорости [22].

Математическое описание режимов работы, в которых возможно снижение потерь в АД при питании от тиристорного преобразователя напряжения, выполнено в работах [23, 24].

Таким образом, в литературных источниках отсутствует сравнительная оценка потерь электрической энергии в однодвигательном и многодвигательном электроприводах по системе ПЧ-АД в установившихся и переходных режимах при различных нагрузках. Это не дает возможности обосновать выбор наилучшей по энергетическим показателям однодвигательной или многодвигательной системы электропривода для городских транспортных средств.

Целью работы является анализ и обоснование целесообразности применения многодвигательного электропривода вместо однодвигательного в городском транспортном средстве для обеспечения уменьшения потерь электрической энергии.

I. МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Упрощённая функциональная схема однодвигательного и многодвигательного тягового электропривода показана на рис. 1 и на рис. 2. На этих функциональных схемах приняты следующие обозначения: 1 – тяговые электродвигатели; 2 – редуктор; 3 – карданный вал; 4 – механический дифференциал; 5 – полуоси ведущих колёс; 6 – ведущие колёса.

На рис. 3 показана функциональная схема многодвигательного тягового электропривода каждого ведущего колеса. На рис. 3 приняты такие же обозначения, как и на рис. 1 и рис. 2.

Применение на ТС многодвигательного электропривода имеет ряд преимуществ по сравнению с применением однодвигательного электропривода.

Для улучшения управляемости ТС важно распределить нагрузку поровну между

передней и задней осью. Один большой и тяжёлый ТЭД приходится размещать в передней или в задней части ТС (рис.1), что перегружает переднюю или заднюю ось и ухудшает управляемость ТС. В многодвигательном электроприводе (рис.2) используются несколько ТЭД меньших размеров и меньшей массы, которые можно разместить между осями в средней части ТС без большого ущерба для его конструкции. В результате масса двигателей будет распределена более равномерно между передней и задней осью, что улучшит управляемость ТС.

При использовании однодвигательного или многодвигательного тягового электропривода для каждого ведущего колеса (рис.3) двигатели, как правило, располагают на неподрессоренной части ТС. Поэтому при эксплуатации ТС на неровных дорогах ТЭД подвергаются механическим ударным нагрузкам. Это уменьшает надежность и долговечность ТЭД.

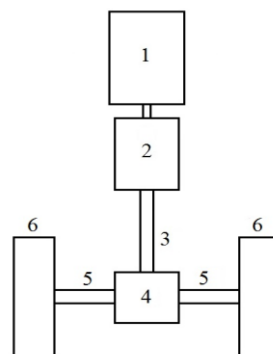


Рис.1. Функциональная схема однодвигательного тягового электропривода.

Fig. 1. Functional diagram of a single-motor traction drive.

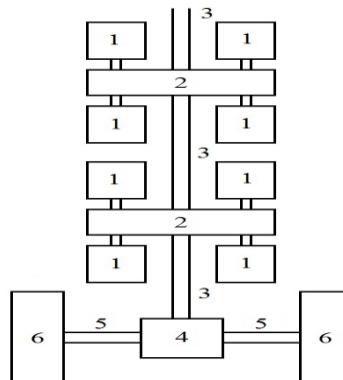


Рис.2. Функциональная схема многодвигательного тягового электропривода.

Fig. 2. Functional diagram of a multi-motor traction drive.

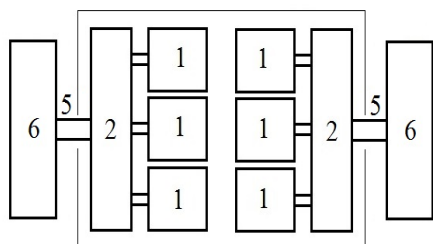


Рис.3. Функциональная схема многодвигательного тягового электропривода каждого ведущего колеса.

Fig. 3. Functional diagram of the multi-motor traction drive of each drive wheel.

При использовании однодвигательного или многодвигательного тягового электропривода, выполненного по функциональным схемам, приведенным на рис.1 и рис.2, благодаря наличию карданного вала, двигатели располагают на подрессоренной части ТС.

В результате они будут подвергаться на много меньшим механическим ударным нагрузкам. Это повышает надежность и долговечность ТЭД особенно при эксплуатации ТС на плохих дорогах.

Поскольку в многодвигательном электроприводе используются двигатели меньшего габарита, чем в однодвигательном, то они лучше встраиваются в конструкцию корпуса ТС.

При использовании многодвигательного тягового электропривода повышается надежность электропривода и ТС в целом. В ТС с одним ТЭД (рис.1) повреждение ТЭД приводит к остановке ТС. При использовании многодвигательного тягового электропривода поломка одного или нескольких ТЭД не является критичной, поскольку ТС может продолжать движение с помощью остальных неповреждённых двигателей.

В результате уменьшаются потери от простоя ТС. Кроме того, уменьшается цена двигателей, находящихся в резерве не ремонтном предприятии.

Сравнительный анализ и оценка энергетических показателей однодвигательного и многодвигательного электропривода проведены на примере украинского автобуса «Богдан» модели А-09202.

Автобус предназначен для перевозки 45 пассажиров, масса автобуса с пассажирами составляет 8230 кг, он оснащён двигателем внутреннего сгорания мощностью 89 кВт.

Проведенный расчет показал, что при КПД главной передачи и карданного вала равным 90%, а КПД электропривода – 80%, для перемещения полностью загруженного пассажирами автобуса по асфальтированной горизонтальной дороге на расстояние 100 км со скоростью 50 км/час требуется потратить 271 МДж (или 75,2 кВт×час.) электрической энергии. Стоимость электрической энергии, потраченной на выполнение этой работы в 3,5 раза меньше стоимости дизельного топлива. Поэтому экономическая эффективность замены дизельного двигателя электрическим приводом очевидна.

Для оценки энергетической эффективности электрического привода был проведен расчет потерь энергии в ТЭД.

Суммарную мощность потерь энергии при работе АД в номинальном режиме определяли по формуле:

$$\Delta P_H = P_{2H} \cdot \left(\frac{1}{\eta_H} - 1 \right), \quad (1)$$

где P_{2H} – номинальная мощность механической энергии на валу АД; η_H – номинальный коэффициент полезного действия АД.

Мощность потерь энергии в меди обмотки ротора определяли по формуле:

$$\Delta P_{M.2} = M_{AD} \omega_0 s, \quad (2)$$

где M_{AD} – момент развиваемый АД; ω_0 – синхронная угловая скорость вращения вала АД, которая соответствует текущему значению частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора; s – скольжение ротора относительно магнитного поля, соответствующее значению момента, который развивает АД.

При работе АД в номинальном режиме мощность потерь энергии в меди обмотки ротора

$$\Delta P_{M.2.H} = M_{AD.H} \omega_0 s_H, \quad (3)$$

где $M_{AD.H}$ – номинальный момент развиваемый АД; s_H – номинальное значение скольжения ротора относительно магнитного поля.

Если принять, что при номинальном значении частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора жёсткость рабочего участка

механической характеристики АД не изменятся, то для текущего значения момента на валу АД и текущего значения скольжения его вала можно записать:

$$s = \frac{M_{AD}}{M_{AD.H}} s_H ; \quad (4)$$

После подстановки в формулу (2) правой части формулы (4) и после преобразований получим:

$$\begin{aligned} \Delta P_{M.2} &= M_{AD} \omega_0 \frac{M_{AD}}{M_{AD.H}} s_H = \frac{M_{AD}^2}{M_{AD.H}^2} M_{AD.H} \omega_0 s_H ; \\ \Delta P_{M.2} &= \frac{M_{AD}^2}{M_{AD.H}^2} \Delta P_{M.2.H} ; \end{aligned} \quad (5)$$

Если принять, что вектор тока намагничивания отстаёт от вектора тока, протекающего в обмотке ротора на $\pi/2$ эл.радиан, то мощность потерь электрической энергии в обмотке статора можно представить в виде суммы мощности потерь электрической энергии от тока ротора и от тока намагничивания.

Поскольку при одинаковом значении тока ротора, который протекает и в обмотке статора, мощность потерь электрической энергии пропорциональна сопротивлению обмотки, то можно определить мощность потерь электрической энергии в меди обмотки статора от тока ротора по формуле:

$$\Delta P_{M.1} = \Delta P_{M.2} \frac{R_1}{R_2'} , \quad (6)$$

где R_1 – активное сопротивление фазы обмотки статора АД; R_2' – активное сопротивление фазы обмотки ротора АД, приведенное к параметрам обмотки статора АД.

После подстановки в формулу (6) правой части формулы (5) можно определить мощность потерь электрической энергии в меди обмотки статора от тока ротора через номинальную мощность потерь энергии в меди обмотки ротора АД по формуле:

$$\Delta P_{M.1} = \frac{M_{AD}^2}{M_{AD.H}^2} \Delta P_{M.2.H} \frac{R_1}{R_2'} . \quad (7)$$

Если принять, что вектор тока намагничивания отстаёт от вектора тока, протекающего в обмотке ротора на $\pi/2$ электрических радиан, то значение тока намагничивания для

номинального режима работы АД можно определить по формуле:

$$I_{0.H} = I_{1H} \sin \varphi_H = I_{1H} \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_H} . \quad (8)$$

Мощность потерь энергии в меди обмотки статора от тока намагничивания для номинального режима работы АД:

$$\begin{aligned} \Delta P_{M.1.0.H} &= 3 \cdot R_1 \cdot I_{0.H}^2 ; \\ \Delta P_{M.1.0.H} &= 3 \cdot R_1 \cdot I_{1.H}^2 (1 - \cos^2 \varphi_H) . \end{aligned} \quad (9)$$

Мощность дополнительных потерь энергии в двигателе считаем постоянной независимо от значения частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора и от момента нагрузки на валу АД

$$\Delta P_{\text{доб.н}} = 0,005 \cdot \frac{P_{2H}}{\eta_H} . \quad (10)$$

Мощность потерь энергии в стали для номинального режима работы АД

$$\Delta P_{C.H} = \Delta P_H - (\Delta P_{M.1.H} + \Delta P_{M.2.H} + \Delta P_{M.1.0.H} + \Delta P_{\text{доб}}) . \quad (11)$$

При постоянном значении частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора потери энергии в АД можно разделить на постоянные потери, мощность которых не зависит или почти не зависит от момента нагрузки на валу АД, и на переменные потери энергии, мощность которых зависит от момента нагрузки на валу АД. К постоянным потерям можно отнести потери энергии в стали, потери энергии в меди обмотки статора от тока намагничивания и дополнительные потери энергии в АД. Для номинального режима работы АД мощность постоянных потерь можно определить по формуле:

$$\Delta P_{H.CONST} = \Delta P_{C.H} + \Delta P_{M.1.0.H} + \Delta P_{\text{доб.н}} . \quad (12)$$

Для номинального режима работы АД мощность переменных потерь

$$\Delta P_{H.VARIA.} = \Delta P_{M.1.H} + \Delta P_{M.2.H} . \quad (13)$$

Из формул (5), (7) и (13) следует, что мощность переменных потерь энергии в АД при номинальном значении частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора, но при про-

извольном значении момента нагрузки на валу АД можно определить по формуле:

$$\begin{aligned} \Delta P_{VARIA} &= \Delta P_{M.2.H} \left(\frac{M_{AD}}{M_{AD.H}} \right)^2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) = \\ &= \Delta P_{H.VARIA} \left(\frac{M_{AD}}{M_{AD.H}} \right)^2. \end{aligned} \quad (14)$$

Будем полагать, что мощность постоянных потерь энергии $\Delta P_{H.CONST}$ не изменяется при изменении момента нагрузки на валу АД.

В качестве примера определим количество двигателей мощностью 45 кВт, которое надо использовать вместо одного двигателя мощностью 90 кВт, чтобы потери энергии в многодвигательном электроприводе были меньше потерь энергии в однодвигательном электроприводе. Для достижения энергетического эффекта при замене одного двигателя большой мощности несколькими двигателями меньшей мощности, которые работают при одинаковых значениях амплитуды и частоты напряжения на обмотке статора, должно выполняться условие:

$$\begin{aligned} (\Delta P_{VARIA.45} + \Delta P_{CONST.45}) N_{45} &\leq \\ &\leq (\Delta P_{VARIA.90} + \Delta P_{CONST.90}), \end{aligned} \quad (15)$$

где $\Delta P_{VARIA.45}$; $\Delta P_{CONST.45}$ – мощность переменных и постоянных потерь энергии в АД мощностью 45 кВт; $\Delta P_{VARIA.90}$; $\Delta P_{CONST.90}$ – мощность переменных и постоянных потерь энергии в АД мощностью 90 кВт; N_{45} – количество АД мощностью 45 кВт, которые заменяют один АД мощностью 90 кВт.

В частности, при номинальном значении частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора в формулу (15) подставим правую часть формулы (14) с учетом количества используемых двигателей мощностью 45 кВт и мощностью 90 кВт, а также с учётом того, что суммарный момент нагрузки поровну распределяется между двигателями мощностью 45 кВт:

$$\begin{aligned} \left(\Delta P_{H.VARIA.45} \left(\frac{M_{AD.\Sigma}}{N_{45} \cdot M_{AD.H.45}} \right)^2 + \Delta P_{CONST.45} \right) N_{45} &\leq \\ &\leq \left(\Delta P_{H.VARIA.90} \left(\frac{M_{AD.\Sigma}}{M_{AD.H.90}} \right)^2 + \Delta P_{CONST.90} \right). \end{aligned} \quad (16)$$

где $M_{AD.H.45}$, $M_{AD.H.90}$ – номинальное значение момента одного АД мощностью 45кВт и одного АД мощностью 90кВт; $M_{AD.\Sigma}$ – суммарный момент нагрузки.

После преобразований формулу (16) можно представить в виде:

$$aN_{45}^2 - bN_{45} + c \leq 0, \quad (17)$$

где

$$a = \Delta P_{CONST.45}; \quad (18)$$

$$b = \Delta P_{H.VARIA.90} \left(\frac{M_{AD.\Sigma}}{M_{AD.H.90}} \right)^2 + \Delta P_{CONST.90}; \quad (19)$$

$$c = \Delta P_{H.VARIA.45} \left(\frac{M_{AD.\Sigma}}{M_{AD.H.45}} \right)^2. \quad (20)$$

Решая неравенство (17), получим условие, которому должно удовлетворять количество двигателей мощностью 45 кВт, чтобы потери энергии в многодвигательном электроприводе были меньше потерь энергии в однодвигательном электроприводе:

$$N_{45.min} \leq N_{45} \leq N_{45.max}. \quad (21)$$

где

$$N_{45.min} = \frac{b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}; \quad (22)$$

$$N_{45.max} = \frac{b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}. \quad (23)$$

Задача имеет решение при выполнении условия:

$$b^2 - 4ac \geq 0. \quad (24)$$

В противном случае использование нескольких двигателей меньшей мощности вместо одного АД большой мощности не приведёт к положительному энергетическому эффекту.

Например, при номинальном значении частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора необходимо определить количество АД мощностью 45 кВт, которое надо использовать вместо одного АД мощностью 90кВт для получения энергетического эффекта при суммарном моменте нагрузки $M_{AD.\Sigma} = M_{AD.H.45}$. На основании формул (18) – (23) получим:

$$a = 1717,9 \text{ Вт};$$

$$b = 4364,2 \text{ Вт};$$

$$c = 2195,1 \text{ Вт};$$

$$N_{45.min} = 0,691 ;$$

$$N_{45.max} = 1,850 .$$

Таким образом, из неравенства (21) следует, что при номинальном значении частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора при суммарном моменте нагрузки $M_{AD,\Sigma} = M_{AD,H.45}$ для получения энергетического эффекта надо вместо одного АД мощностью 90 кВт использовать один АД мощностью 45 кВт.

Определим количество АД мощностью 30 кВт, которое надо использовать вместо одного АД мощностью 90 кВт для получения энергетического эффекта при суммарном моменте нагрузки $M_{AD,\Sigma} = M_{AD,H.45}$. На основании формул (18) – (23), с учётом мощности потерь в номинальном режиме работы двигателей, получим:

$$a = \Delta P_{CONST.30} = 1288,3 \text{ Вт};$$

$$b = \left(\Delta P_{H.VARIA.90} \left(\frac{M_{AD,\Sigma}}{M_{AD,H.90}} \right)^2 + \Delta P_{CONST.90} \right) = 4364,2 \text{ Вт};$$

$$c = \Delta P_{H.VARIA.30} \left(\frac{M_{AD,\Sigma}}{M_{AD,H.30}} \right)^2 = 3753,8 \text{ Вт}.$$

В рассматриваемом случае условие (24) не выполняется. Поэтому при номинальном значении частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора при суммарном моменте нагрузки $M_{AD,\Sigma} = M_{AD,H.45}$ использование нескольких АД мощностью 30 кВт вместо одного АД мощностью 90 кВт не приводит к положительному энергетическому эффекту.

Поскольку потери энергии в АД сложным образом зависят от амплитуды и частоты напряжения на обмотке статора, а также от момента нагрузки на валу АД, то записать достаточно точные и простые уравнения связи между потерями энергии в АД при номинальном значении частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора и потерями энергии в АД при других значениях частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора не представляется возможным. Поэтому для того, чтобы определить при каком количестве двигателей в многодвигательном электроприводе будет получен наибольший энергетический эффект, необходимо провести исследование сравниваемых вариантов на математической модели. Для этого в пакете SimPower Systems была разработана математи-

ческая модель системы преобразователь частоты – АД, в которой можно задать требуемый закон изменения напряжения и частоты и определить мощность потерь в АД.

При математическом моделировании мощность потерь энергии в стали АД определялась по формуле:

$$\Delta P_c = \Delta P_{c,H} \left(\frac{\Psi_1}{\Psi_{1,H}} \right)^2 \frac{\Omega_{0\text{ЭЛ}}}{\Omega_{0\text{ЭЛ,H}}} \left(0,7 + 0,3 \frac{\Omega_{0\text{ЭЛ}}}{\Omega_{0\text{ЭЛ,H}}} \right), \quad (25)$$

где $\Psi_1, \Psi_{1,H}$ – текущее и номинальное значение потокосцепления обмотки статора АД; $\Omega_{0\text{ЭЛ}}, \Omega_{0\text{ЭЛ,H}}$ – текущее и номинальное значения круговой частоты напряжения на обмотке статора АД; 0,7 и 0,3 – коэффициенты, которые учитывают доли потерь на гистерезис и на вихревые токи в стали для номинального режима работы АД.

Мощность потерь энергии на активном сопротивлении трех фаз обмотки статора от тока нагрузки и от тока намагничивания определялась по формуле:

$$\Delta P_{M.1} + \Delta P_{M.1.0} = R_s (i_a^2(t) + i_b^2(t) + i_c^2(t)), \quad (26)$$

где R_s – активное сопротивление фазы обмотки статора АД; $i_a(t); i_b(t); i_c(t)$ – мгновенные значения тока в фазах обмотки статора.

Мощность потерь энергии на активном сопротивлении 3-х фаз обмотки ротора от тока нагрузки определялась по формуле:

$$\Delta P_{M.2} = R_r (i_a^2(t) + i_b^2(t) + i_c^2(t)), \quad (27)$$

где R_r – активное сопротивление фазы обмотки ротора АД; $i_a(t); i_b(t); i_c(t)$ – мгновенные значения тока в фазах обмотки ротора.

II. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Результаты расчёта мощности потерь энергии в АД при движении автобуса с 45 пассажирами при скорости движения около 56 км/час, которая соответствует частоте напряжения 50 Гц и фазному действующему значению напряжения на обмотке статора 220 В приведены в таблице 1. Из неё видно, что если вместо одного двигателя номинальной мощностью $P_n = 90$ кВт использовать один двигатель мощностью 45 кВт или два двигателя мощностью 30 кВт, то это позволит

уменьшить суммарную мощность потерь ΔP_{Σ} электрической энергии соответственно на 0,931 кВт (на 24,6%) и на 0,537 кВт (на 14,2%). Из таблицы 1 также видно, что использование одного двигателя мощностью

30 кВт недопустимо для длительного режима работы, суммарная мощность потерь энергии в АД превышает номинальное значение 1359 Вт. Следовательно, двигатель мощностью 30 кВт будет перегреваться.

Таблица 1¹.

Мощность потерь энергии в двигателях автобуса при движении с постоянной скоростью с 45 пассажирами².

P_n , kW	1×90	1×45	2×45	1×30	2×30	3×30	4×30
$\Delta P_{M1} + \Delta P_{M10} + \Delta P_{M2}$, kW	0,602	1,474	0,838	2,159	0,577×2	0,299×3	0,202×4
ΔP_c , kW	2,703	1,139	2,332	0,8533	0,884×2	0,895×3	0,899×4
ΔP_{Σ} , kW	3,7889	2,8576	3,6592	3,1773	3,2516	4,0764	5,0652

Результаты аналогичного расчёта при движении автобуса с 22 пассажирами показали, что если вместо одного двигателя мощностью 90 кВт использовать один двигатель мощностью 45 кВт или один двигатель мощностью 30 кВт, то это позволит уменьшить мощность потерь электрической энергии, потребляемой от автономного бортового источника питания соответственно на 1,169 кВт (на 32,9%) и на 1,033 кВт (на 28,2%). Использование одного двигателя мощностью 30 кВт приводит к полной загрузке двигателя по моменту, мощность потерь энергии в стали также достигает номинального значения, но суммарная мощность потерь энергии в АД меньше

номинальной, поэтому при движении наполовину загруженного автобуса со скоростью 55,6 км/час можно использовать один двигатель мощностью 30 кВт.

Результаты расчёта мощности потерь энергии в АД при движении автобуса без пассажиров при скорости около 56 км/час приведены в таблице 2. Из неё видно, что если вместо одного двигателя мощностью 90 кВт использовать один двигатель мощностью 45 кВт или один двигатель мощностью 30 кВт, то это позволит существенно уменьшить мощность потерь электрической энергии, потребляемой от автономного бортового источника питания соответственно на 1,354 кВт (на 38,2%) и на 1,362 кВт (на 38,2%).

Таблица 2³.

Мощность потерь энергии в двигателях автобуса при движении с постоянной скоростью без пассажиров⁴.

P_H , kW	1×90	1×45	2×45	1×30	2×30	3×30
$\Delta P_{M1} + \Delta P_{M10} + \Delta P_{M2}$, kW	0,368	0,815	0,263 ×2	1,170	0,346 ×2	0,197 ×3
ΔP_c , kW	2,715	1,153	1,173×2	0,870	0,892×2	0,900×3
ΔP_{Σ} , kW	3,5669	2,2126	3,3612	2,2048	2,8056	3,7854

Аналогичные расчёты были проведены при движении полного, наполовину полного и пустого автобуса по горизонтальной дороге с максимальной скоростью примерно равной 28 км/час и 14 км/час. Результаты расчёта мощности потерь энергии в АД при движении автобуса с 45 пассажирами со скоростью 28 км/час (действующее значение напряжения на обмотке статора 110 В, частота 25 Гц) показали, что если вместо одного двигателя мощностью 90 кВт использовать один двигатель мощностью 45 кВт или два двигателя мощностью 30 кВт, то

это позволит уменьшить мощность потерь электрической энергии, соответственно на 0,376 кВт (на 18,6%) и на 0,192 кВт (на 9,5%). Если вместо двигателя мощностью 90 кВт использовать один двигатель мощностью 30 кВт, то это уменьшит мощность потерь энергии на 0,137кВт, что несколько меньше по сравнению с вариантом, когда используются два двигателя мощностью 30 кВт.

Результаты расчёта мощности потерь энергии в АД при движении автобуса с 22 пассажирами со скоростью, 28 км/час

показали, что если вместо одного двигателя мощностью 90 кВт использовать один двигатель мощностью 45 кВт или один двигатель мощностью 30 кВт, то мощность потерь электрической энергии уменьшится соответственно на 0,560 кВт (на 29,0%) и на 0,475 кВт (на 24,6%).

Результаты расчёта для случая движения автобуса без пассажиров со скоростью, соответствующей частоте напряжения 25 Гц и среднеквадратичному значению фазного напряжения на обмотке статора 110 В, показали, что если вместо одного двигателя мощностью 90 кВт использовать один двигатель мощностью 45 кВт или один двигатель мощностью 30 кВт, то мощность потерь электрической энергии уменьшится соответственно на 0,695 кВт (на 37,4%) и на 0,723 кВт (на 38,9%). Применение двух двигателей мощностью 45 кВт или двух двигателей мощностью 30 кВт даст значительно меньший эффект (соответственно 0,041 кВт и 0,364 кВт).

Результаты расчёта мощности потерь энергии в АД при движении полностью загруженного автобуса со скоростью около 14 км/час, которая соответствует частоте напряжения 12,5 Гц и среднеквадратичному значению фазного напряжения на обмотке статора 55 В, показали, что если вместо одного двигателя мощностью 90 кВт использовать один двигатель мощностью 45 кВт или два двигателя мощностью 30 кВт, то это приведёт к незначительному уменьшению мощности потерь электрической энергии, соответственно на 0,046 кВт (на 3,4%) и на 0,005 кВт (на 0,4%). Для наполовину загруженного автобуса использование одного двигателя мощностью 45 кВт, или двух двигателей мощностью 30 кВт приводит к уменьшению мощности потерь электрической энергии соответственно на 0,240 кВт (на 19,0%) и 0,104 кВт (на 8,3%).

Для пустого автобуса использование одного двигателя мощностью 45 кВт или одного двигателя мощностью 30 кВт позволит уменьшить мощность потерь электрической энергии соответственно на 0,373 кВт (на 31,1%) и на 0,358 кВт (на 29,8%).

Кроме режимов движения с постоянной скоростью было проведено исследование эффективности работы многодвигательного привода в характерных для городского цикла движения автобуса переходных режимах. Были оценены потери энергии в меди обмоток статора ΔE_1 и ротора ΔE_2 , в стали ΔE_{steel} , и добавочные потери ΔE_{DOV} при разгоне полного и пустого автобуса за 12,5 секунд до скорости примерно равной 56 км/час, которая соответствует частоте напряжения на обмотке статора равной 50 Гц при использовании закона частотного управления, который обеспечивает постоянное значение критического момента.

Результаты расчёта потерь энергии в АД при разгоне полного автобуса за 12,5 секунд при изменении частоты напряжения на статоре от 0Гц до 50Гц приведены в таблице 3. Из неё видно, что если вместо одного двигателя мощностью 90 кВт использовать 4 двигателя мощностью 45 кВт, то это позволит уменьшить суммарные потери электрической энергии ΔE_{Σ} при разгоне автобуса, примерно на 127,17 кДж (на 44%). Если вместо одного двигателя мощностью 90 кВт использовать 7 двигателей мощностью 30 кВт, то это позволит уменьшить потери электрической энергии при разгоне автобуса примерно на 105,3 кДж (на 36%).

Результаты аналогичного расчёта потерь энергии в АД при разгоне пустого автобуса показали, что если вместо одного двигателя мощностью 90 кВт использовать 3 двигателя мощностью 45 кВт, то потери электрической энергии уменьшатся примерно на 1,75 кДж (на 1,7%).

Таблица 3⁵.

Потери энергии при разгоне автобуса⁶.

P_H, kW	1×90	2×45	3×45	4×45	5×45	5×30	6×30	7×30	8×30
$\Delta E_{1+} \Delta E_2, kJ$	173,7	(86,82+	(34,01+	(20,77+	(15,57+	(24,21+	(17,44+	(13,78+	(11,61+
	+95,98	40,35)×2	15,34)×3	9,050)×4	6,575)×5	11,54)×5	8,136)×6	6,295)×7	5,200)×8
$\Delta E_{steel}, kJ$	13,48	6,820×2	7,370×3	7,632×4	7,786×5	3,938×5	4,056×6	4,139×7	4,201×8
$\Delta E_{DOV}, kJ$	6,049	3,057×2	3,057×3	3,057×4	3,057×5	2,060×5	2,060×6	2,060×7	2,060×8
$\Delta E_{\Sigma}, kJ$	289,21	274,09	179,33	162,04	164,94	208,74	190,15	183,92	184,57

^{5,6} Appendix 1

III. ВЫВОДЫ

1. При движении автобуса по горизонтальной дороге с постоянной скоростью при любом количестве пассажиров двигатель мощностью 90 кВт оказывается существенно недогруженным. При этом суммарные потери энергии в однодвигательном электроприводе оказываются достаточно большими за счёт наличия больших постоянных потерь. Использование вместо одного двигателя большой мощности одного или нескольких двигателей малой мощности с меньшими постоянными потерями энергии позволяет уменьшить суммарные потери энергии, несмотря на то, что переменные потери в двигателях малой мощности могут быть больше переменных потерь в двигателе большой мощности. Это приводит к тому, что, чем меньше загружен автобус при одинаковой скорости движения (а точнее при одинаковых значениях частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора), тем меньше доля переменных потерь и тем больше доля постоянных потерь в суммарных потерях энергии. В результате, чем меньше загружен автобус, тем больше энергетический эффект от использования одного или нескольких двигателей малой мощности. Важно отметить, что это справедливо для любой скорости движения автобуса.

2. При уменьшении частоты и амплитуды напряжения на обмотке статора уменьшаются потери в стали. Поэтому, чем меньше скорость движения автобуса, тем меньше энергетический эффект от использования одного или нескольких двигателей малой мощности.

3. При разгоне автобуса по горизонтальной дороге от нуля до максимальной скорости энергетические преимущества многодвигательного электропривода проявляются только при разгоне полного автобуса с большой перегрузкой двигателя по моменту. При этом существенно увеличиваются переменные потери в однодвигательном электроприводе. В многодвигательном электроприводе, благодаря распределению момента нагрузки между двигателями, переменные потери и суммарные потери энергии оказываются значительно меньшими. Это позволяет значительно уменьшить расход энергии при разгоне ТС. При этом суммарная мощность всех двигателей в многодвигательном электроприводе в 2,0 - 2,3 раза превышает мощность одного

двигателя в однодвигательном электроприводе. При движении вверх по дороге, имеющей уклон, избыточная мощность многодвигательного электропривода может быть полезной.

4. При разгоне пустого автобуса перегрузка двигателя по моменту не так велика, как при разгоне полного автобуса. При этом переменные потери энергии в многодвигательном электроприводе близки по значению к переменным потерям энергии в однодвигательном электроприводе благодаря распределению момента нагрузки между двигателями малой мощности за счёт увеличения их количества. В результате постоянные потери в многодвигательном электроприводе увеличиваются, и энергетический эффект оказывается значительно меньше или отсутствует вообще.

5. В рассмотренном примере применение одного или нескольких двигателей мощностью 45 кВт в большинстве рассмотренных случаев оказалось более предпочтительным по энергетическим показателям, чем использование нескольких двигателей мощностью 30 кВт. Но если для рассматриваемой конструкции автобуса двигатели мощностью 45 кВт являются слишком большими по размерам или по весу, или являются слишком дорогими по цене, то можно использовать несколько двигателей меньшего габарита.

6. Применение многодвигательного электропривода в городском цикле движения автобуса позволит уменьшить мощность потерь электрической энергии, потребляемой от автономного бортового источника питания. Это увеличит пробег транспортного средства при одной зарядке аккумуляторных батарей или создаст резерв энергии батарей для обогрева салона в зимнее время.

APPENDIX 1 (ПРИЛОЖЕНИЕ 1)

¹Table 1. ²Power loss in motors of the bus when driving at a constant speed with 45 passengers.

³Table 2. ⁴Power loss in motors of the bus when driving at a constant speed without passengers.

⁵Table 3. ⁶Energy loss during acceleration of the bus.

ЛИТЕРАТУРА (REFERENCES)

- [1] Starjinsky V.E., Mardosevich E.I., Lobkova M.P. Optimizacionnie rascheti mnogostupenchatikh i mnogopotchnikh zubchatikh mekhanizmov priborov [Optimization calculations of multistage and multithreaded gear mechanisms of devices]. *Aktualnie voprosy mashinovedeniya*, 2015, vol. 4, pp. 276-279. (In Russian).

- [2] Voytenko V.A. Trebovania k parametram asinkhronnogo tyagovogo dvigatelya elektromobilya [Requirements for the parameters of asynchronous traction motor of electric vehicle]. *Elektrotekhnicheskie i komp'uternie sistemy*, 2014, no. 15(91). – pp. 129 – 131. (In Russian).
- [3] Lassi Aarniovuori, Lasse I. E. Laurila, Markku Niemela, Juha J. Pyrhonen Measurements and Simulations of DTC Voltage Source Converter and Induction Motor Losses. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, vol. 59, no. 5, pp. 2277 – 2287. doi: [10.1109/TIE.2011.2161061](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2161061)
- [4] Antonio T. Alexandridis, George C. Konstantopoulos, Qing-Chang Zhong Advanced Integrated Modeling and Analysis for Adjustable Speed Drives of Induction Motors Operating With Minimum Losses. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015, vol. 30, no 3, pp. 1237 – 1246. doi: [10.1109/TEC.2015.2392256](https://doi.org/10.1109/TEC.2015.2392256)
- [5] S. Lim, K. Nam Loss-minimising control scheme for induction motors. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 2004, vol. 151, no. 4, pp. 385 – 397. doi: [10.1049/ip-epa:20040384](https://doi.org/10.1049/ip-epa:20040384)
- [6] Ali M. Bazzi, Veysel T. Buyukdegirmenci, Philip T. Krein System-Level Power Loss Sensitivity to Various Control Variables in Vector-Controlled Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2013, vol. 49, no. 3, pp. 1367 – 1373. doi: [10.1109/TIA.2013.2252320](https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2252320)
- [7] Lassi Aarniovuori, Paavo Rasilo, Markku Niemelä, Juha J. Pyrhönen Analysis of 37-kW Converter-Fed Induction Motor Losses. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no. 9, pp. 5357 – 5365. doi: [10.1109/TIE.2016.2555278](https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2555278)
- [8] Zhao Haisen, Zhang Dongdong, Wang Yilong, Zhan Yang, Xu Guorui Piecewise Variable Parameter Loss Model of Laminated Steel and Its Application in Fine Analysis of Iron Loss of Inverter-Fed Induction Motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, vol. 54, no. 1, pp. 832 – 840. doi: [10.1109/TIA.2017.2740278](https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2740278)
- [9] Yanping Liang ; Xu Bian ; Honghao Yu ; Cangxue Li Finite-Element Evaluation and Eddy-Current Loss Decrease in Stator End Metallic Parts of a Large Double-Canned Induction Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, vol. 62, no. 11, pp. 6779 – 6785. doi: [10.1109/TIE.2015.2438051](https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2438051)
- [10] Krzysztof Komez, Maria Dems Finite-Element and Analytical Calculations of No-Load Core Losses in Energy-Saving Induction Motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, vol. 59, no. 7, pp. 2934 – 2946. doi: [10.1109/TIE.2011.2168795](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2168795)
- [11] Katsumi Yamazaki, Akihiro Suzuki, Motomichi Ohto, Teruyuki Takakura Harmonic Loss and Torque Analysis of High-Speed Induction Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, vol. 48, no. 3, pp. 933 – 941. doi: [10.1109/TIA.2012.2191252](https://doi.org/10.1109/TIA.2012.2191252)
- [12] Zhao Haisen ; Wang Yilong ; Zhang Dongdong ; Zhan Yang ; Xu Guorui ; Luo Yingli Piecewise variable parameter model for precise analysis of iron losses in induction motors. *IET Electric Power Applications*, 2017, vol. 11, no. 3, pp. 361 – 368. doi: [10.1049/iet-epa.2016.0009](https://doi.org/10.1049/iet-epa.2016.0009)
- [13] Vijaya Huchche ; Nita Patne ; Anjali Junghare Computation of Energy Loss in an Induction Motor During Unsymmetrical Voltage Sags—A Graphical Method. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, volume 14, no. 5, pp. 2023 – 2030 doi: [10.1109/TII.2017.2763606](https://doi.org/10.1109/TII.2017.2763606)
- [14] M. Nasir Uddin ; Sang Woo Nam New Online Loss-Minimization-Based Control of an Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 926 – 933. doi: [10.1109/TPEL.2007.915029](https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.915029)
- [15] Patrick W. Wheeler, Jon C. Clare, Maurice Apap, Keith J. Bradley Harmonic Loss Due to Operation of Induction Machines From Matrix Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55, no. 2, pp. 809 – 816, doi: [10.1109/TIE.2007.910527](https://doi.org/10.1109/TIE.2007.910527)
- [16] J.R. Espinoza ; G. Joos A current-source-inverter-fed induction motor drive system with reduced losses, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, vol. 34, no 4, pp. 796 – 805. doi: [10.1109/28.703977](https://doi.org/10.1109/28.703977)
- [17] Osama S. Ebrahim ; Mohamed A. Badr ; Ali S. Elgandy ; Praveen K. Jain ANN-Based Optimal Energy Control of Induction Motor Drive in Pumping Applications. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2010, vol. 25, no. 3, pp. 652 – 660. doi: [10.1109/TEC.2010.2041352](https://doi.org/10.1109/TEC.2010.2041352)
- [18] Yunxiang Wu ; Mohsin A. Shafi ; Andrew M. Knight ; Richard A. McMahon Comparison of the Effects of Continuous and Discontinuous PWM Schemes on Power Losses of Voltage-Sourced Inverters for Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, vol. 26, no. 1, pp. 182 – 191. doi: [10.1109/TPEL.2010.2054837](https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2054837)
- [19] Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, Luca Ferraris, Mario Lazzari Induction Motor Equivalent Circuit Including the Stray Load Losses in the Machine Power Balance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, vol. 23, no. 3, pp. 796 – 803. doi: [10.1109/TEC.2008.921467](https://doi.org/10.1109/TEC.2008.921467)
- [20] A. Mihalcea, B. Szabados, J. Hoolboom Determining total losses and temperature rise in induction motors using equivalent loading methods. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2001, vol. 16, no. 3, pp. 214 – 219. doi: [10.1109/60.937199](https://doi.org/10.1109/60.937199)

- [21] Dong Hu, Wei Xu, Renjun Dian, Yi Liu, Jianguo Zhu Loss Minimization Control of Linear Induction Motor Drive for Linear Metros. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, vol. 65, no. 9, pp. 6870 – 6880. doi: [10.1109/TIE.2017.2784343](https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2784343)
- [22] Shreelakshmi M P ; Vivek Agarwal Trajectory Optimization for Loss Minimization in Induction Motor Fed Elevator Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no. 6, pp. 5160 – 5170. doi: [10.1109/TPEL.2017.2735905](https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2735905)
- [23] Boyko, A. , Budashko V., Yushkov Y., Boyko N. Synthesis and research of automatic system balancing of asynchronous motor currents with voltage converter. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2016, no. №1/2(79), pp. 22 – 34. doi: [10.15587/1729-4061.2016.1-60544](https://doi.org/10.15587/1729-4061.2016.1-60544)
- [24] Boyko A., Volyanskaya Ya. Synthesis of the system for minimizing losses in asynchronous motor with a function for current symmetrization. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2017, no. №4/5 (88), pp. 50 – 59. doi: [10.15587/1729-4061.2017.1-8545](https://doi.org/10.15587/1729-4061.2017.1-8545)

Сведения об авторах.



Войтенко Владимир Андреевич, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры электромеханических систем с компьютерным управлением Одесского национального политехнического университета. E-mail: elektrik.wa@gmail.com,



Калинин Александр Георгиевич, старший преподаватель кафедры электромеханических систем с компьютерным управлением Одесского национального политехнического университета. E-mail: agk@opu.ua



Водичев Владимир Анатольевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой электромеханических систем с компьютерным управлением Одесского национального политехнического университета. E-mail: vva@eei.opu.ua,