

УДК 681.513

Н.К. Полуянович**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА КОМПЛЕКСНОЙ МОДЕЛИ
ТЯГОВОГО ПРИВОДА ЭЛЕКТРО-ПОДВИЖНОГО СОСТАВА***

В данной работе была рассмотрена общая выпрямительно-инверторная преобразовательная система тяговой подстанции по трехфазной мостовой схеме, нагруженная на тяговый двигатель постоянного тока ЭПС с широтно-импульсным управлением. Составлены принципиальные электрические схемы преобразователя тяговой подстанции на базе силовых ключей типа IGBT большой единичной мощности с учётом тяговых двигателей постоянного тока с импульсным управлением. Описаны результаты разработки полупроводниковой преобразовательной системы тяговой подстанции. На базе комплексной модели проведено математическое моделирование электромагнитных и электромеханических процессов при пуске ЭПС. Рассмотрены пусковой и тяговый режимы электропривода подвижного состава. Показан способ формирования импульсной последовательности из непрерывного сигнала рассогласования для исследования режима пуска тягового электропривода постоянного тока. Приведены результаты моделирования переходного процесса в режиме пуска.

Комплексная модель; тяговый привод; электроподвижной состав.

N.K. Poluyanovich**CONVERSION SYSTEM INTEGRATED MODEL TRACTION DRIVE
ELECTRIC ROLLING**

It was considered common rectifier inverter conversion system of traction substation for three-phase bridge circuit, loaded on drive DC motor ERS (electric rolling stock) with PWM control. Composed circuit diagrams inverter traction substation based on the type of IGBT power switches with high unit power, with DC traction motors with impulse control. The results of the development of the semiconductor conversion system of traction substation. Based on an integrated model for the mathematical modeling of electromagnetic and electromechanical processes at startup ERS. Consider starting and traction modes electric rolling stock. Shows how the formation of a continuous pulse sequence error signal for the study start mode DC electric traction. The results of modeling the transition process in start-up mode.

Integrated model; traction drive; electrorolling composition.

Введение. Основной эффект экономии электроэнергии в тяговом электроприводе (ТЭП) достигается за счёт максимального повторного использования энергии [1, 3]. Выбор наилучшего варианта преобразовательной системы в задачах повышения энергоэффективности, а именно снижение потерь электрической энергии, сводится не только к возврату рекуперированной энергии в питающую сеть, как это рассмотрено [2]. Здесь рассматривается единая преобразовательная система [2], процессы в тяговой подстанции, в выпрямительно-инверторном преобразователе и двигателем постоянного тока, но не рассматривается режим рекуперации энергии другому ЭПС, находящемуся на том же перегоне [3]. Разработанная в [3] модель взаимодействия систем тяговых электроприводов ЭПС через контактную сеть позволяет исследовать вопросы рекуперации энергии через сеть двух ЭПС, один из которых находится в режиме передачи (рекуперации), другой – приема электроэнергии.

* Работа поддержана грантом РФФИ № 12-08-13112 офи_м_РЖД.

Поэтому актуальность работы заключается в создании комплексной модели, учитывающей процессы при пуске, и в режиме тяги ЭПС в выпрямительном режиме и при рекуперативном торможении в инверторном режиме при передаче энергии другому ЭПС [3].

Комплексная модель преобразовательной системы. Комплексная модель (рис. 1), где в обозначениях элементов индексы П и Т означают соответственно режим пуска и торможения ЭПС, включает в себя тяговую подстанцию U_c – сеть переменного тока; W_1, W_2 – обмотки тягового трансформатора; преобразовательную систему B – трехфазный неуправляемый выпрямитель; I – инвертор ведомый сетью; $K_{1..4}$ – ключи выпрямителя и инвертора; $D_{P1..2}$ – реакторы для уменьшения помех, улучшения коммутации, сглаживания напряжения и уменьшения токов короткого замыкания при аварийных режимах; D_n – датчик напряжения; $U_{кс}$ – контактная сеть; $L\phi$ – реактор, сглаживающий пульсации тока в контактной сети; C_ϕ – конденсатор Г-образного фильтра; OB – обмотка возбуждения ДПТ; $Rш$ – сопротивление шунта для ослабления возбуждения тягового двигателя; VDo – обратный клапан, через который ток двигателя замыкается при отключении нагрузки от сети; L_n – нагрузочный реактор для сглаживания пульсаций тока в двигателе; $VT_{1..2}$ – IGBT ключи; C, VD, R – демпфирующие цепочки транзисторов. При пуске и в режиме тяги ЭПС работает выпрямитель (замкнуты ключи $K1, K2$), в рекуперативном торможении работает инвертор, замкнуты ключи $K3, K4$.

Математическая модель силовой части. Рассмотрим процессы в преобразователях тяговой подстанции по схеме рис. 2, [2]. Электромагнитные процессы работы схемы шестифазного выпрямителя с разделяющей катушкой рассмотрим на интервале

$$0 \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}.$$

Представим мгновенные значения фазных токов уравнениями в матричной форме i_k^I ($k = I, II, III$):

$$\begin{pmatrix} i_I^I \\ i_{II}^I \\ i_{III}^I \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \frac{w_2}{w_1} \begin{vmatrix} 2 & -1 \\ -1 & -1 \\ -1 & 2 \end{vmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_3^{II} \\ i_4^{II} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Согласно первому закону Кирхгофа:

$$i = i_3^{II} + i_4^{II}. \quad (3)$$

Выразим фазное напряжение обмоток:

$$u_3^{II} = \frac{w_2}{w_1} u_I^I, \quad u_4^{II} = \frac{w_2}{w_1} u_{III}^I. \quad (4)$$

Уравнения электрического равновесия первичных и вторичных обмоток тягового трансформатора по мгновенным значениям переменных имеют вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_k^I = i_k^I R^I + \frac{d\psi_k^I}{dt}, \quad k = I, II, III; \quad u_k^I = U_m^I \sin \left[\omega t + \varphi + (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \\ u_3^{II} = i_3^{II} R^{II} + \frac{d\psi_3^{II}}{dt}, \quad u_4^{II} = i_4^{II} R^{II} + \frac{d\psi_4^{II}}{dt} \\ -u_3^{II} = R_3^{II} i + R_{yp} i_3^{II} + L_3^{II} \frac{di}{dt} + L_{yp} \frac{di_3^{II}}{dt} + \frac{1}{C_a} \int i dt, \\ -u_4^{II} = R_3^{II} i + R_{yp} i_4^{II} + L_3^{II} \frac{di}{dt} + L_{yp} \frac{di_4^{II}}{dt} + \frac{1}{C_a} \int i dt. \end{array} \right. \quad (5)$$

Мгновенные значения потокосцеплений $\psi_k^I, \psi_3^{II}, \psi_4^{II}$ определяется как сумма проекции векторов потокосцеплений токов i_k^I и i_n^{II} на магнитную ось рассматриваемой фазы:

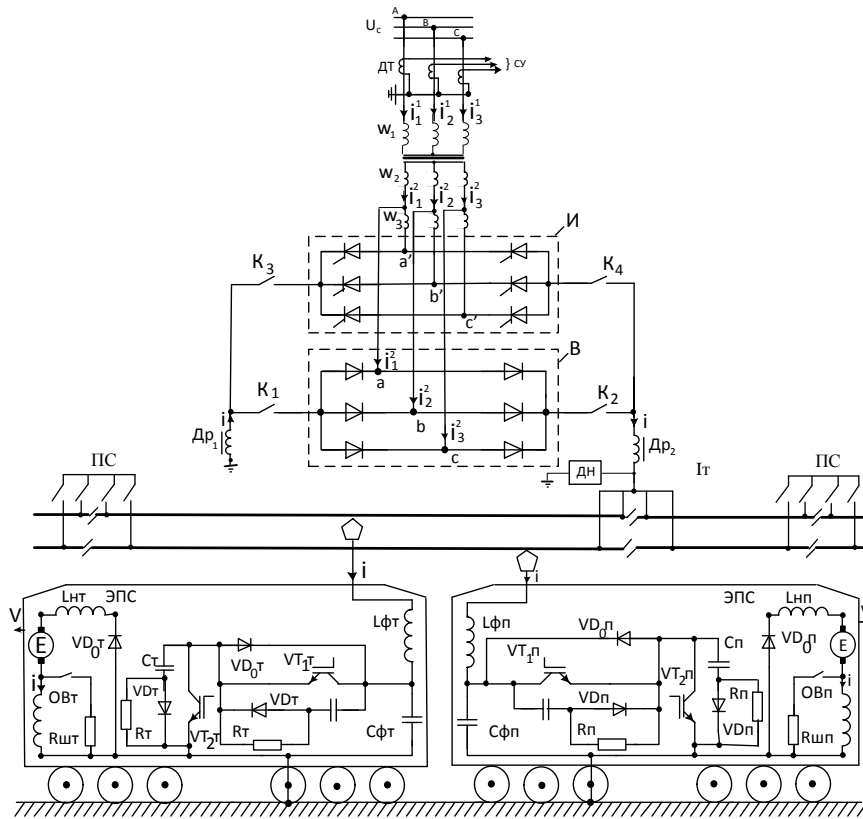


Рис. 1. Комплексная модель взаимодействия двух ЭПС и системы электроснабжения

$$\begin{cases} \psi_k^I = L_s^I i_k^I + \sum_{m=1}^{III} M^I i_m^I \cos(\alpha_m^I - \alpha_k^I) + \sum_{n=3}^4 M^{12} i_n^{II} \cos(\alpha_n^{II} - \alpha_k^I) \\ \psi_n^{II} = L_s^{II} i_n^{II} + \sum_{m=3}^4 M^{II} i_m^{II} \cos(\alpha_m^{II} - \alpha_n^{II}) + \sum_{m=1}^{III} M^{21} i_m^I \cos(\alpha_m^I - \alpha_n^{II}) \end{cases} \quad (6)$$

$k = I, II, III; n = 3, 4$

В уравнениях (5) $C_я = \frac{J}{k_1^2 \phi^2}$ – эквивалентная емкость якоря двигателя при переходных режимах скорости машины постоянного тока; J – момент инерции вращающихся частей; ϕ – магнитный поток якоря; $K_1 = \frac{P}{a} \frac{N}{2\pi}$; P – число пар полюсов; a – число параллельных ветвей; N – общее количество стержней обмоток якоря. Магнитный поток в стали двигателя вследствие действия вихревых токов можно считать постоянным.

$$R_3^{II} = R_H + R_{OB} + R_я + R_\phi + R_p, \quad L_3^{II} = L_H + L_{OB} + L_\phi + L_p.$$

Используя в уравнениях (5, 6) метод комплексных преобразований переменных, после некоторых преобразований для результирующих комплексных обмоточных токов получим:

$$\begin{cases} \frac{3}{2} U_m^I e^{j(\omega t + \alpha_1^I + \varphi)} = R^I i^I + \left(L_S^I + \frac{3}{2} M^I \right) \frac{dI^I}{dt} + \frac{3}{2} M^{12} \frac{dI^{II}}{dt}, \\ 0 = M^{21} \frac{dI^I}{dt} - \frac{1}{2} M^{21} e^{j2(\alpha_1^I + 120^\circ)} \frac{dI^I}{dt} + (R^{II} + R_{yp}) I^{II} + \\ + \left[L_S^{II} + L_{yp} + \left(1 + \frac{1}{2} e^{-j60^\circ} \right) M^{II} \right] \frac{dI^{II}}{dt} + \frac{\sqrt{3}}{3} M^{II} e^{j2\alpha_1^I} \\ \left(\frac{1}{2} e^{j150^\circ} - e^{j30^\circ} \right) \frac{dI^I}{dt} + R_3^{II} e^{j(\alpha_1^I - 30^\circ)} i + L_3^{II} e^{j(\alpha_1^I - 30^\circ)} \frac{di}{dt} + \\ + \frac{1}{C_\pi} e^{j(\alpha_1^I - 30^\circ)} \int idt = I e^{j(\alpha_1^I - 30^\circ)} + I^{II} e^{-j(\alpha_1^I - 120^\circ)} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} I^I = \sum_{k=1}^{III} i_k^I e^{j\alpha_k^I}, I^{II} = \sum_{m=3}^4 i_m^{II} e^{j\alpha_m^{II}} \\ I^I = \sum_{k=1}^{III} i_k^I e^{-j\alpha_k^I}, I^{II} = \sum_{m=3}^4 i_m^{II} e^{-j\alpha_m^{II}} \end{cases} \quad (8)$$

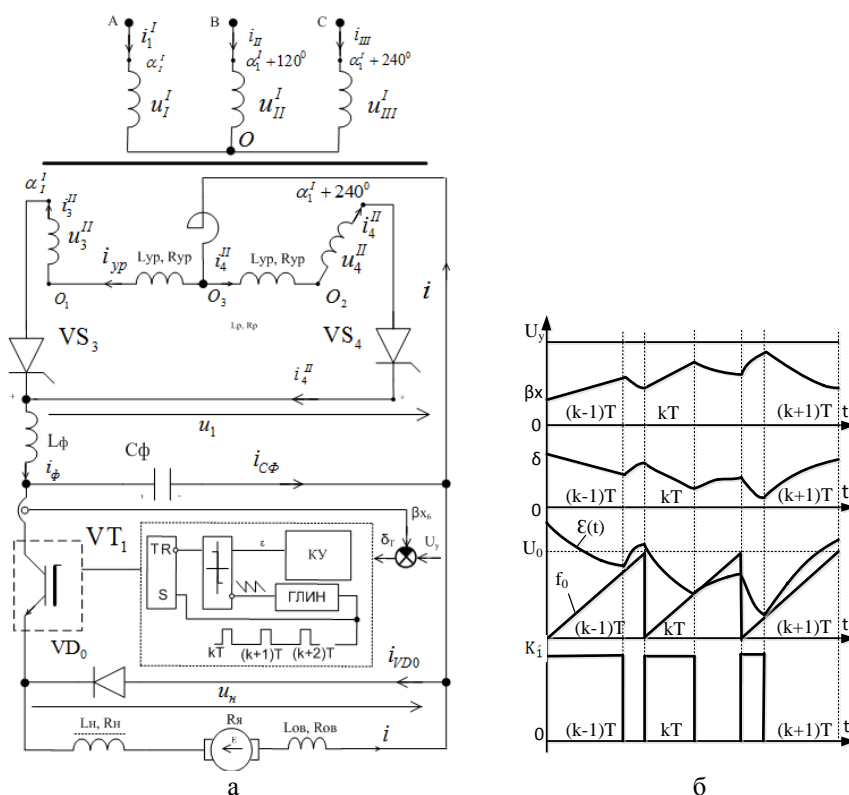


Рис. 2. Преобразовательная система: а – расчетная схема преобразователя во внекоммутационном интервале при открытом состоянии VT_1 , $i_{D0} = 0$, $i_{C\phi} = 0$; б – временные диаграммы работы ШИМ импульсного регулятора

$$\alpha_{II}^I = \alpha_1^I + 120^\circ; \alpha_{III}^I = \alpha_1^I + 240^\circ, \alpha_3^{II} = \alpha_1^I, \alpha_4^{II} = \alpha_1^I + 240^\circ. \quad (9)$$

Обратное преобразование переменных даёт:

$$\begin{cases} i_k^I = \frac{1}{3} (I^I e^{-j\alpha_k^I} + I^I e^{j\alpha_k^I}), k = I, II, III; \\ i_3^{II} = \frac{\sqrt{3}}{3} e^{-j(\alpha_1^I + 330^\circ)} I^{II} - \frac{\sqrt{3}}{3} e^{j(\alpha_1^I + 150^\circ)} I^{II}; \\ i_4^{II} = -\frac{\sqrt{3}}{3} e^{-j(\alpha_1^I + 90^\circ)} I^{II} - \frac{\sqrt{3}}{3} e^{j(\alpha_1^I - 90^\circ)} I^{II}; \\ i = e^{-j(\alpha_1^I - 60^\circ)} I^{II} - e^{j(\alpha_1^I + 60^\circ)} I^{II}. \end{cases} \quad (10)$$

Из уравнений (7) можно получить уравнения для составляющих токов по осям d, q :

$$\begin{bmatrix} dI_d^I/dt \\ dI_q^I/dt \\ dI_d^{II}/dt \\ dI_q^{II}/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d^I & 0 & M_d^1 & 0 \\ 0 & L_d^I & 0 & M_d^1 \\ M_{d1}^1 & -M_{d2}^1 & L_{d1}^{II} & L_{d2}^{II} \\ -M_{q1}^{II} & M_{q2}^{II} & L_{q1}^{II} & L_{q2}^{II} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e_d(t) - R_d^I I_d^I \\ e_q(t) - R_d^I I_q^I \\ -R_{d1}^{II} * I_d^{II} - R_{d2}^{II} * I_q^{II} - U_{cd} - U_{cg} \\ -R_{q1}^{II} * I_d^{II} - R_{q2}^{II} * I_q^{II} - U_{cd} - U_{cg} \end{bmatrix}$$

$$C_{я} d_2 \frac{dU_{cd}}{dt} = I_d^I(t), \quad C_{я} d_2 \frac{dU_{cg}}{dt} = I_q^I(t).$$

Полученная модель позволяет исследовать электромагнитные переходные процессы в различных режимах работы и интервалах времени от

$$t_{n-1} = \frac{1}{\omega} (n-1) \left(\frac{2\pi}{3} + \gamma \right) \text{ до } t_n = \frac{1}{\omega} \left[n \left(\frac{2\pi}{3} + \gamma \right) - \gamma \right],$$

$n = 1, 2, 3, \infty$ – номера интервалов.

Математические модели ШИМ. Требованиями к СУ тягового электропривода постоянного тока являются: обеспечение синхронной динамики при различных скоростях движения и мощностях других транспортных средств, находящихся на том же участке контактной сети; минимизация длительности переходных процессов и их апериодический характер; минимизация статической ошибки регулирования; снижение потерь электрической энергии, рассеиваемой на тормозных и балластных сопротивлениях.

Структура и динамика импульсных регуляторов определяются способом модуляции, она определяется как результат решения функционального уравнения [1]:

$$F(\delta(t - (k-1)T)) - f_0(t - (k-1)T) = 0, \quad (k-1)T \leq t \leq kT, \quad (11)$$

где $F(\delta(t))$ – некоторый функционал от сигнала рассогласования; T – период синхронизации ШИМ; $f_0(t)$ – опорная функция (сигнал пилообразной формы).

Системы с модуляцией заднего фронта и пилообразной опорной функцией, определяемой как (12), а функции коммутации (8):

$$f_G(t) = U_G \left(\frac{t+t_0}{T} - \left(\frac{t+t_0}{T} \right) \text{mod} 1 \right), \quad (12)$$

где U_G – амплитуда пилообразного напряжения; t – время; t_0 – начальное время, меньшее, чем T и различное для независимо работающих регуляторов.

$$\xi(t, B(t)) = \varepsilon(t) - f_G(t), \quad (13)$$

где ε – сигнал с выхода корректирующего устройства (КУ).

Регулятор тока, реализующий ШИМ заднего фронта, приведен на рис. 2,а, где ГЛИН – генератор пилообразного напряжения, x – регулируемая величина (ток якоря ДПТ); β – коэффициент передачи датчика тока; U_γ – опорное напряжение; δ – сигнал рассогласования на входе КУ, а временные диаграммы на рис. 2,б. Частота синхронизации ШИМ f ограничена снизу допустимым размахом пульсаций и условиями обеспечения непрерывности тока якоря двигателя, а сверху – быстродействием силового ключа и допустимыми потерями энергии в преобразователе.

Рассматривается пусковой режим. Примем следующие расчётные параметры элементов модели: $R^I = 0.878$ Ом; $R^{II} = 0.561$ Ом; $L_S^I = 732 \cdot 10^{-5}$ Гн; $L_S^{II} = 251 \cdot 10^{-5}$ Гн; $M^{11} = M^{22} = M^{12} = 579 \cdot 10^{-5}$ Гн; $R_H = 16$ Ом; $L_H = 115 \cdot 10^{-3}$ Ом; $\alpha_p = \frac{\pi}{9}$; $\Psi_u = \frac{\pi}{6}$; $\gamma = \frac{\pi}{18}$. Кривые переходного процесса для тока (рис. 3,а) и напряжения (рис. 3,б), приведены ниже.

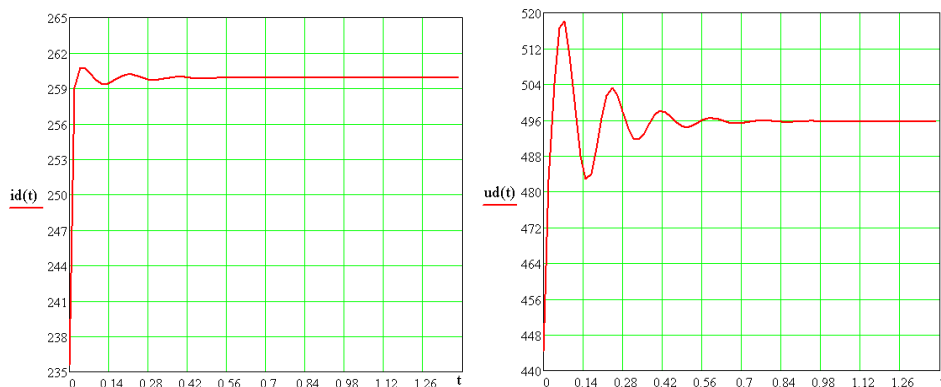


Рис. 3. Моделирование переходного процесса режима пуска

В системе тягового электропривода постоянного тока стационарные процессы в принципе невозможны. При пуске и торможении в течение каждого периода регулирования T число оборотов вала двигателя n соответственно увеличивается или уменьшается на величину $\Delta n \approx 1$ об/мин (эта величина зависит от скорости движения, алгоритма управления движением, массы транспортного средства, уклона пути, условий сцепления колёс с рельсами и т.д.) [1].

Заключение. Рассмотрена комплексная схема выпрямительно-инверторного преобразователя тяговой подстанции с учетом параметров тягового двигателя ЭПС в режимах пуска, тяги и рекуперации энергии. Исследована математическая модель комплексной модели преобразовательной системы в режиме пуска тягового привода электроподвижного состава. Предложенная математическая модель даёт возможность анализа и других режимов работы тягового электропривода постоянного тока.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Полуянович Н.К., Волощенко Ю.П., Шушанов И.И. Математическая модель тягового электропривода с широтно-импульсным управлением для исследования режима пуска // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 4 (141). – С. 125-131.
2. Кохреидзе Г., Курашвили И., Сихарулидзе А. Преобразовательная система тяговой подстанции по схеме «две обратные звезды с уравнительным реактором» // Энергия. – 2009. – № 3 (51). – С. 59-67.
3. Полуянович Н.К., Волощенко Ю.П., Шушанов И.И. Анализ модели взаимодействия систем тяговых электроприводов электроподвижного состава через контактную сеть // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 7 (144). – С. 195-201.

Статью рекомендовал к публикации д.ф.-м.н., профессор А.А. Лаврентьев.

Полуянович Николай Константинович – Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Южный федеральный университет»; e-mail: nik1-58@mail.ru, 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский 44; тел.: 89185693365; кафедра электротехники и мехатроники; доцент.

Poluyanovich Nikolay Konstantinovich – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: nik1-58@mail.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79185693365; the department of electrical engineering and mechatronics; associate professor.

УДК 519.6:532.5

А.В. Никитина, И.С. Семенов

ЧИСЛЕННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДОВ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ БИОЛОГИЧЕСКОЙ КИНЕТИКИ В АЗОВСКОМ МОРЕ

Разработан параллельный алгоритм, учитывающий архитектуру суперЭВМ с распределенной памятью. Для численного расчета модельной задачи динамики планктонных и рыбных популяций используются методы решения СЛАУ вариационного типа. При решении возникающей СЛАУ методом минимальных поправок для расчета итерационного параметра τ использовался алгоритм сдваивания. Параллельная реализация численного решения СЛАУ на многопроцессорной вычислительной системе с распределенной памятью основана на выделении для каждого процессора части расчетной области с помощью метода k -means. Предлагаемый алгоритм численного решения поставленной задачи на суперЭВМ с использованием метода k -means позволит существенно сократить время работы программного комплекса, численно реализующего описанную модельную задачу динамики взаимодействующих популяций в Азовском море. Использование библиотеки MPI обеспечивает лучшее распределение ресурсов компьютера и прирост эффективности алгоритма на распределенных вычислительных системах. Разработанные модели используются для прогнозирования изменения концентрации биологических популяций в мелководных водоемах.

Математическая модель; планктон; алгоритм; эффективность; k -means; MPI; Азовское море.

A.V. Nikitina, I.S. Semenov

DEVELOPMENT OF METHODS OF THE SOLUTION OF SLAE FOR THE PROBLEMS OF THE DYNAMICS OF POPULATIONS IN RELATION TO THE WATER AREA OF THE AZOV SEA

Developed parallel algorithm that considers the architecture of supercomputers with distributed memory. For numerical computation of the model problem of the dynamics of plankton and fish populations are used methods of the solution of SLAE of variation type. At the decision arising SLAE for calculation of iterative parameter was used by a method of the minimum amendments algorithm of doubling. Parallel implementation of the numerical solution of SLAE on a multiprocessor computer system with distributed memory is based on the allocation for each processor part of the computational domain by the method of k -means. The offered algorithm of the numerical solution of an objective with use of the k -means method will allow reducing by the super computer significantly operating time of the program complex realizing the described model problem of dynamics of interacting populations in the Sea of Azov. Using the MPI library provides a better distribution of the resources of your computer and increases the effectiveness of the algorithm on distributed computing systems. The developed models are used to predict changes in the concentration of biological populations in the shallow waters.

Mathematical model; plankton; algorithm; efficiency; k -means; MPI; the sea of Azov.

Введение. С развитием вычислительной техники возникает необходимость в создании эффективных алгоритмов, предназначенных для высокопроизводительных систем. На сегодняшний день суперЭвм используются во всех сферах человеческой жизни. При численной реализации математических моделей требуется создание высокоэффективных параллельных алгоритмов. При переходе от непрерывных моде-