

## Моделирование оптимального управления асинхронным приводом

Ю.М. Кулинич, С.А. Шухарев✉, Д.А. Стародубцев

Дальневосточный государственный университет путей сообщения, г. Хабаровск, Российская Федерация

✉shuharevsa@gmail.com

### Резюме

В настоящее время асинхронные двигатели составляют основу автоматизированного электропривода, на который приходится большая часть потребляемой электроэнергии. В этой связи вопросы рационального расходования энергоресурсов приобретают первостепенное значение. В статье предложен метод оптимального управления асинхронным двигателем по критерию минимизации потребляемого тока. Математическая модель двигателя и его системы управления выполнены методом векторного управления во вращающейся системе координат  $dq$ . Исследование предложенного способа управления осуществлено на базе отечественного программного продукта SimInTech компании ООО «3V Сервис». В результате проведенного имитационного моделирования установлена зависимость тока статора двигателя от потокосцепления ротора, имеющая параболическую форму при фиксированных значениях электромагнитного момента. Минимальному значению тока соответствуют оптимальные значения потокосцепления. Такой характер зависимостей послужил основой для использования алгоритма шаговой поисковой системы в разработанной оптимальной системе управления двигателем с минимальным значением потребляемого тока. Разработанная математическая модель асинхронного двигателя управляется оптимальным регулятором, позволяющим уменьшить потребляемый ток до оптимально низких значений при различной величине электромагнитного момента. Представленные в работе результаты исследования свидетельствуют о повышении энергоэффективности асинхронного привода за счет оптимально низкого потребления двигателем тока статора, в связи с этим материалы статьи могут служить теоретической базой при разработке и внедрении энергосберегающих систем управления асинхронным двигателем.

### Ключевые слова

асинхронный двигатель, SimInTech, имитационное моделирование, векторное управление двигателем, оптимальная система управления

### Для цитирования

Кулинич Ю.М. Моделирование оптимального управления асинхронным приводом / Ю.М. Кулинич, С.А. Шухарев, Д.А. Стародубцев // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2023. № 1 (77). С. 83–93. DOI 10.26731/1813-9108.2023.(77).83-93.

### Информация о статье

поступила в редакцию: 7.12.2022 г.; поступила после рецензирования: 9.03.2023 г.; принята к публикации: 10.03.2023 г.

## Simulation of optimum control of asynchronous drive

Yu.M. Kulnich, S.A. Shukharev ✉, D.A. Starodubtsev

Far Eastern State Transport University, Khabarovsk, the Russian Federation

✉shuharevsa@gmail.com

### Abstract

Currently, asynchronous motors form the basis of an automated electric drive, which accounts for the bulk of the electricity consumed. In this regard, the issues of rational consumption of energy resources are of paramount importance. In the paper under consideration, a method for optimal control of an asynchronous motor according to the criterion of minimizing the consumed current is proposed. The mathematical model of the engine and its control systems are made by the method of vector control in a rotating coordinate system  $dq$ . The study of the proposed control method was carried out on the basis of the domestic software product SimInTech of the «3V Service» LLC company. As a result of the simulation modeling, the dependence of the motor stator current on the rotor flux linkage has been established, which has a parabolic shape at fixed values of the electromagnetic torque. The minimum value of the current corresponds to the optimal values of the flux linkage. This nature of the dependences served as the basis for using the step search system algorithm in the developed optimal motor control system with a minimum value of current consumption. The developed mathematical model of an asynchronous motor is controlled by an optimal controller, which makes it possible to reduce the consumed current to optimally low values at different values of the electromagnetic torque. The research results presented in the paper indicate an increase in the energy efficiency of an asynchronous drive due to the optimally low consumption of the stator current by the motor, therefore, the materials of the article can serve as a theoretical basis for the development and implementation of energy-saving control systems for an asynchronous motor.

**Keywords**

asynchronous motor, SimInTech, simulation modeling, vector control, optimal control

**For citation**

Kulinich Yu.M., Shukharev S.A., Starodubtsev D.A. Modelirovanie optimal'nogo upravleniya asinkhronnym privodom [Simulation of optimum control of asynchronous drive]. *Sovremennye tekhnologii. Sistemnyi analiz. Modelirovanie* [Modern Technologies. System Analysis. Modeling], 2023, no. 1 (77), pp. 83–93. DOI: 10.26731/1813-9108.2023.1(77).83-93.

**Article Info**

Received: December 7, 2022; Revised: March 9, 2023; Accepted: March 10, 2023.

**Введение**

В настоящее время асинхронный электропривод является самым распространенным из всех типов приводов, применяемым как в промышленности, так и на транспорте. Это обусловлено простотой и надежностью его конструкции, а также достаточно высокими эксплуатационными и энергетическими показателями по сравнению с традиционно применяемыми на подвижном составе тяговыми двигателями пульсирующего тока. Теоретической основой частотного электропривода послужили работы академика М.П. Костенко [1], теоретически обосновавшего три основных закона частотного (скалярного) управления двигателем. В 1971 г. дальнейшим развитием частотного привода послужила работа Ф. Блашке (F. Blaschke) [2], в которой обоснованы принципы векторного управления асинхронным двигателем. Уравнения электромагнитных процессов представлены автором в векторной форме, которые сориентированы по направлению магнитного потока (FOC – Field Oriented Control). Одновременно с этим немецкими и японскими учеными была разработана теория прямого управления моментом асинхронного двигателя [3] (DTC – Direct Torque Control), в которой электромагнитные процессы в двигателе описывались во вращающейся системе координат  $dq$ .

Появление технологии производства полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов – IGBT-транзисторов и GTO-тиристоров [4] – способствовало тому, что на подвижном составе стали использоваться принципиально новые типы преобразователей:  $4qS$ -преобразователя и трехфазного автономного инвертора напряжения (АИН) [5]. Используемые для их управления цифровые микропроцессорные системы позволили значительно расширить возможности повышения качества регулирования. На сети железных дорог РФ эксплуатируются тепловозы 2ТЭ25А с

асинхронным приводом, выпускаемые Брянским машиностроительным заводом. На полигоне Дальневосточной железной дороги успешно прошли испытания нового электровоза 2ЭС5С с асинхронными тяговыми двигателями. Вместе с тем обеспечение энергетической эффективности асинхронного привода во всем диапазоне токовых нагрузок является нерешенной в полной мере задачей и требует дальнейших исследований.

В настоящее время работы по повышению эффективности асинхронного привода ведутся в двух направлениях: в разработке новых конструкций полупроводниковых преобразователей и тяговых двигателей [6], а также в применении новых энергосберегающих алгоритмов управления по критерию минимизации потерь энергии [7]. Накоплен богатый опыт применения таких установок в системе вентиляции подземных выработок с изменяющейся потребностью шахты в свежем воздухе [8].

Известно, что электрический привод должен обеспечивать заданные значения скорости вращения и момента на валу двигателя. В установившемся режиме он определяется координатами пересечения механических характеристик двигателя и приводного механизма [9]. Оптимальное управление обеспечивает заданный режим работы привода за счет сочетания различных управляющих воздействий:

- частоты и амплитуды питающего напряжения при скалярном управлении;
- проекций тока статора на координатные оси  $d$  и  $q$  при векторном управлении.

Задача оптимального управления заключается в обеспечении в рабочей точке привода при таких управляющих воздействиях, когда потребляемый двигателем ток и электрические потери имеют минимальные значения [10]. Наибольшее распространение на практике получили алгоритмы управления при минимуме тока статора или максимуме отношения электромагнитного момента к току статора [11].

Для реализации алгоритма оптимального управления [12] используют метод модели потерь, который отличается высоким быстродействием, однако при этом требуется точное аналитическое описание электрических потерь при изменении температуры, нелинейности цепи намагничивания и других параметров двигателя. Более предпочтительным методом является метод поиска минимума потерь в реальном масштабе времени, поскольку он учитывает изменение величины потерь в процессе работы привода.

Теоретической основой энергосберегающих алгоритмов при скалярном управлении асинхронным двигателем являются экстремальный характер зависимостей величины потерь и потребляемого тока от абсолютного скольжения. Установлено, что в системах скалярного управления асинхронным двигателем применение итерационного поиска экстремума абсолютного скольжения позволяет на 10–12 % повысить энергетические показатели привода по сравнению с методом постоянства соотношения напряжение / частота ( $U/f$ -регулирование) [12].

Установление закона оптимального управления в аналитическом виде, удобном для реализации в микропроцессорных системах преобразователей частоты, является весьма затруднительным из-за невозможности учета в модели двигателя всех видов электрических потерь, связанных с изменением температуры, насыщением магнитной системы, поверхностного эффекта и др. Изменение параметров двигателя в рабочем диапазоне температур и под действием других факторов приводит к отклонению от оптимального режима и требует коррекции управляющих воздействий на основе фактических данных о реальных параметрах двигателя, для получения которых требуется введение в систему управления адаптивного наблюдателя.

Итеративный (шаговый) метод поиска не требует знания параметров привода, поскольку он основан на методе контроля входного тока асинхронного двигателя и ступенчатом изменении управляющих воздействий до достижения минимальных значений потребляемого тока. Основная задача метода поиска состоит в пошаговом изменении входного управляющего воздействия до достижения оптимально низких значений тока.

Целью данной работы является разработка энергоэффективной системы управления

асинхронным двигателем, основанной на методе итеративного поиска по критерию минимального потребления тока. Предложенная в работе система оптимального управления двигателем исследована методом имитационного моделирования, выполненного в среде программирования SimInTech [13], разработанной отечественными учеными. Полученные результаты моделирования подтвердили правильность принятых схемных решений, свидетельствующих о повышении энергетике электропривода за счет оптимально низкого потребления двигателем тока.

### Выбор оптимального значения потокосцепления

Вопрос выбора оптимального значения потокосцепления ротора  $\psi_R^{\text{opt}}$  во многом определяет энергоэффективность работы асинхронного двигателя. Как правило, при проектировании электрических машин ориентируются на оптимальную величину КПД в номинальном режиме работы двигателя. Если известен номинальный ток двигателя и режим его работы ограничен номинальной нагрузкой, то величина потокосцепления ротора принимается равной ее значению в номинальном режиме.

Если предполагается работа двигателя в режимах, отличных от номинального, то следует обеспечить оптимально выгодный режим работы двигателя по энергетическим критериям. В качестве критерия оптимизации целесообразно использовать минимальный ток двигателя, обеспечивающий близкие к минимуму электрические потери.

Известно, что при некотором значении электромагнитного момента  $M_{em}$  ток статора  $I_S$  и его проекции  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$  на вращающиеся оси координат  $dq$  определяются выражениями:

$$I_{sd} = \psi_R / L_m,$$

$$I_{sq} = \frac{2M_{em}}{3z_p \psi_R^2} \cdot (L_{\sigma R} I_{sd} + \psi_R);$$

$$I_S = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}.$$

Согласно этим выражениям [14], рассчитаем значение потокосцепления ротора  $\psi_R$ , соответствующее минимальному току статора  $I_S \rightarrow \min$  при фиксированной величине электромагнитного момента  $M_{em}$ . Если ток статора

минимален, то и выражение для квадрата тока статора также минимально:

$$I_S^2 = \left( \frac{\Psi_R}{L_m} \right)^2 + \left[ \frac{2M_{em}}{3z_p \Psi_R} \cdot \left( \frac{L_{\sigma R}}{L_m} + 1 \right) \right]^2 \rightarrow \min. \quad (1)$$

Найдем значение потокосцепления ротора, соответствующее экстремуму тока статора. Для этого вычислим первую производную от квадрата тока статора (1) по потоку и приравняем ее к нулю  $dI_S / d\Psi = 0$ . После выполнения всех необходимых преобразований находим в аналитическом виде величину потокосцепления, соответствующую минимальному значению тока статора при фиксированном электромагнитном моменте  $M_{em}$  [14]:

$$\Psi_R^{opt} = \sqrt{\frac{2M_{em} \cdot (L_{\sigma R} + L_m)}{3z_p}}. \quad (2)$$

В соответствии с выражением (2) для асинхронного двигателя 4A225M4У3 рассчитаны и построены зависимости тока статора  $I_S$  от потокосцепления ротора  $\Psi_R$  при различных значениях электромагнитного момента  $M_{em} = 355 \text{ Н} \cdot \text{м}$  (номинальное значение),  $250 \text{ Н} \cdot \text{м}$  и  $150 \text{ Н} \cdot \text{м}$ . Результаты моделирования представлены на рис. 1.

Из анализа рисунка следует, что каждая из полученных зависимостей имеет нелинейный характер с явно выраженными оптимальными значениями потокосцепления  $\Psi_R^{opt1}$  –

$\Psi_R^{opt3}$ , которым соответствуют минимальные значения тока статора  $I_S$ . Это дает основание при нахождении оптимальных значений потокосцепления  $\Psi_R^{opt}$  использовать один из методов шагового поиска.

На рис. 2 показаны зависимости оптимального значения потокосцепления  $\Psi_R^{opt}$  от электромагнитного момента  $M_{em}$ .

Из анализа рис. 2 следует, что нахождение электромагнитного момента в пределах от  $0,5 M_{em\_ном}$  до  $M_{em\_ном}$  соответствует оптимальным значениям потокосцепления от 1,21 до 1,82 Вб, т. е. диапазон изменения потокосцепления составляет 1,5 раза. Это свидетельствует о том, что для достижения минимальных значений тока статора  $I_S$  с изменением момента необходимо одновременно корректировать величину потокосцепления. В этой связи разработка оптимальной системы управления двигателем по величине потокосцепления является актуальной задачей.

### Разработка системы оптимального регулирования

Для вычисления оптимальных значений потокосцепления  $\Psi_R^{opt}$  разработан алгоритм оптимального регулирования, реализованный в блоке оптимального регулирования. В этом блоке в соответствии с текущими значениями

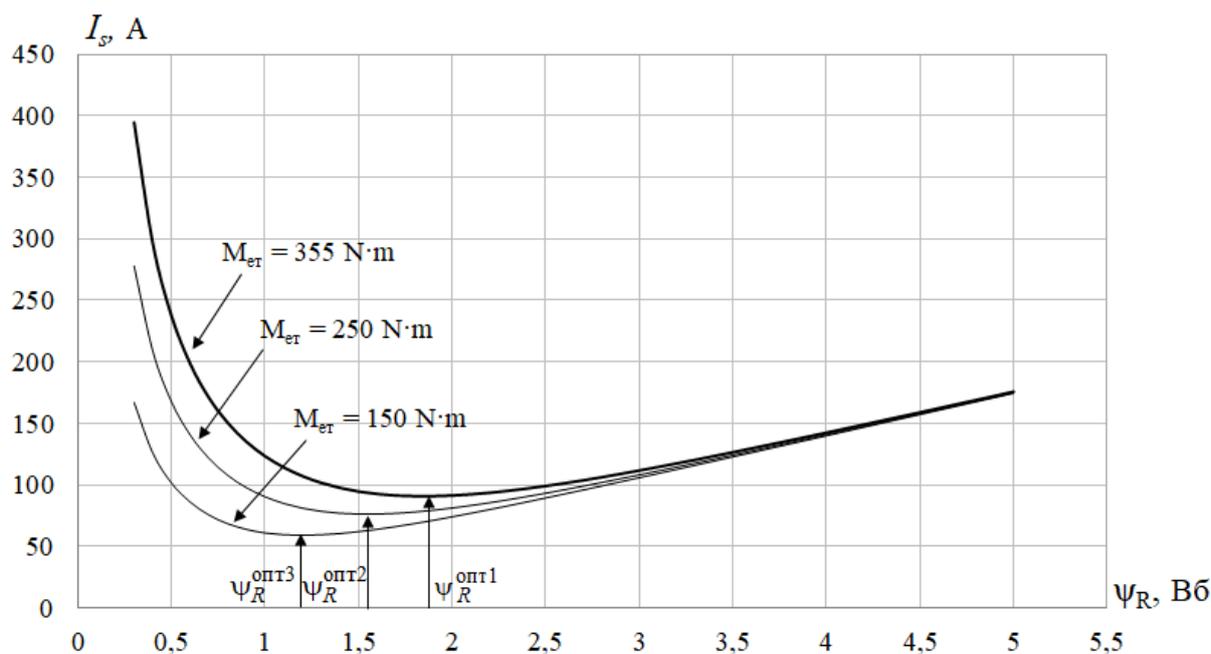


Рис. 1. Зависимости тока статора  $I_S$  от потокосцепления ротора  $\Psi_R$

Fig. 1. Dependence of the stator current  $I_S$  on the rotor flux linkage  $\Psi_R$

тока статора  $I_{Si}$  осуществляется поиск потокосцепления  $\psi_R$  в области минимальных значений тока статора. Поиск оптимальных значений потокосцепления  $\psi_R^{opt}$  осуществляется путем ступенчатого изменения выходного сигнала блока на величину шага поиска  $\Delta\psi$  как в сторону увеличения, так и уменьшения. Схема блока оптимального регулирования, реализованная в пакете программ SimInTech, представлена на рис. 3.

Алгоритм поиска оптимального значения потокосцепления заключается в следующем: сигнал тока статора  $I_s$  поступает на вход экстраполятора нулевого порядка  $Extr$ , который сохраняет на каждом интервале поиска значение тока статора, полученное в конце предыдущего шага поиска. С помощью линии задержки  $Z_1$  и элемента сравнения (ЭС) рассчитывается величина приращения тока статора  $\Delta I_S = I_{Si} - I_{S(i-1)}$  на каждом  $i$ -ом шаге поиска.

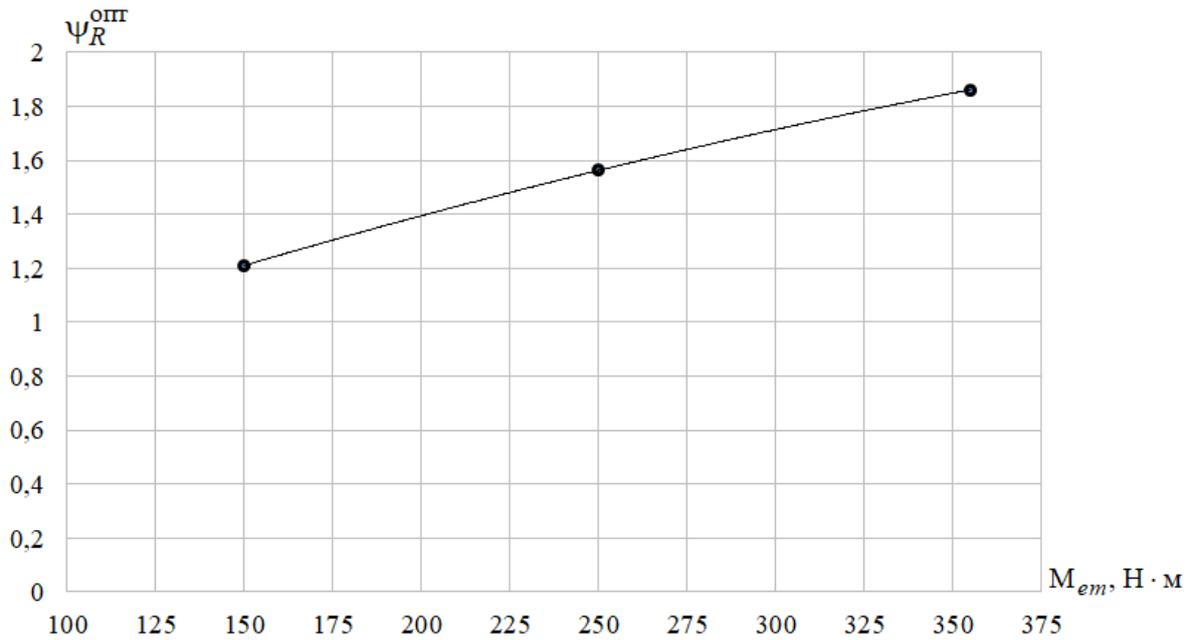


Рис. 2. Зависимость величины оптимального потокосцепления  $\psi_R^{opt}$  от электромагнитного момента  $M_{em}$

Fig. 2. Dependence of the value of optimal flux linkage  $\psi_R^{opt}$  on the electromagnetic torque  $M_{em}$

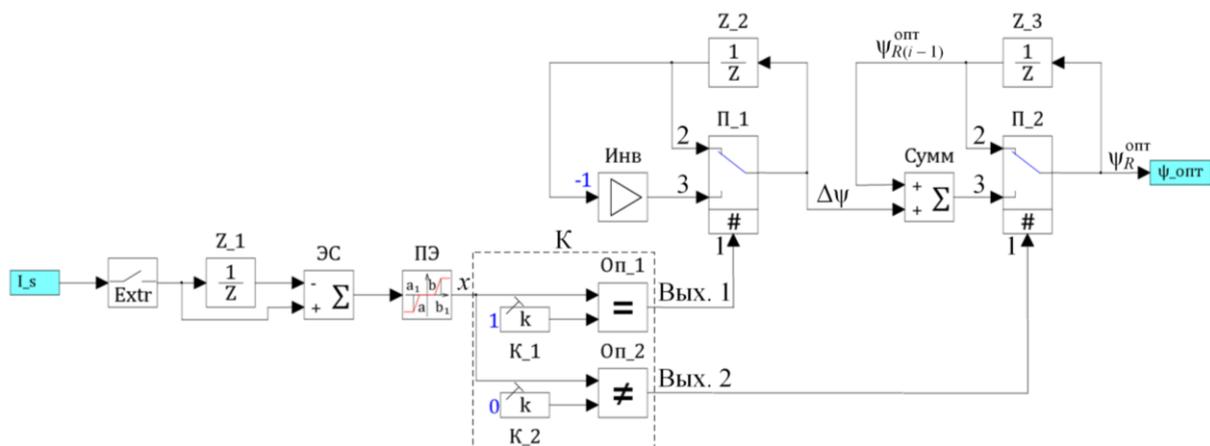


Рис. 3. Схема блока оптимального регулирования:  
 ПЭ – пороговый элемент; ЭС – элемент сравнения

Fig. 3. Scheme of the optimal control block:

ПЭ – threshold element; ЭС – comparison element

Пороговый элемент (ПЭ), имеющий три состояния выхода  $x$ , определяет режим продолжения или окончания поиска, а также направление поиска оптимального значения потокосцепления  $\Psi_R^{\text{опт}}$  в соответствии с алгоритмом

$$x = \begin{cases} -1, & \text{если } \Delta I_S < -\delta; \\ 0, & \text{если } -\delta < \Delta I_S < \delta; \\ 1, & \text{если } \Delta I_S > \delta, \end{cases}$$

где  $\delta$  – величина зоны нечувствительности при вычислении тока статора  $I_S$ .

Коммутатор (К) в соответствии с уровнем входного сигнала  $x$  определяет знак приращения потокосцепления  $\pm \Delta \Psi$ , а также запускает или останавливает процесс поиска оптимального значения потокосцепления  $\Psi_R^{\text{опт}}$ . Для этого входной сигнал  $x$  сравнивается с константами:  $K_1 = 1$  на входе первого оператора проверки равенства « $\Leftarrow$ » Оп\_1 и с константой  $K_2 = 0$  на входе второго оператора неравенства « $\neq$ » Оп\_2. Если результат сравнения сигналов окажется *истиной*, то на выходах (Вых.1 и Вых.2) операторов формируются сигналы «лог.1». Если же результат сравнения оказался *ложным*, то выходы операторов переключаются в состояние «лог.0». Сигналы «лог.0» и «лог.1» на первом выходе (Вых.1) коммутатора К, подключенного к управляющему входу первого переключателя П\_1, задают направление поиска оптимального значения потокосцепления. Сигнал на втором выходе (Вых.2) коммутатора К, поступающий к управляющему входу второго переключателя П\_2, останавливает или запускает процедуру поиска. На рис. 3 положение ключа переключателей П\_1 и П\_2 соответствует сигналу «лог.0» на их управляющих входах. Алгоритм работы коммутатора К можно представить в виде табл.

Алгоритм работы коммутатора

Вход $x$	Вых. 1	Вых. 2
-1	0	1
0	0	0
1	1	1

При уровне сигнала «лог.0» на управляющем входе первого переключателя П\_1 его ключ находится в верхнем по схеме положении, шунтируя линию задержки  $Z_2$ , и не происходит приращения сигнала потокосцепления  $\Delta \Psi$  на выходе переключателя П\_1. При появ-

лении на управляющем входе сигнала «лог.1» ключ переключателя П\_1 переводится в нижнее положение, при котором сигнал линии задержки  $Z_2$  инвертируется инвертором *Инв*. Сигнал  $\Delta \Psi$  изменяет знак, обеспечивая противоположное направление поиска оптимального значения  $\Psi_R^{\text{опт}}$ .

Уровень входного сигнала «лог.0» на управляющем входе второго переключателя П\_2 приводит к шунтированию линии задержки  $Z_3$  замкнутыми контактами переключателя П\_2. При этом процесс поиска оптимального значения потокосцепления останавливается, а сигнал на выходе П\_2 остается неизменным. При появлении на управляющем входе сигнала «лог.1» выходной сигнал переключателя получается в результате сложения сигналов в сумматоре  $S_{\text{сумм}}$  в соответствии с выражением:

$$\Psi_R^{\text{опт}} = \Psi_{R(i-1)}^{\text{опт}} + \Delta \Psi,$$

где  $\Psi_{R(i-1)}^{\text{опт}}$  – значение потокосцепления на предыдущем  $(i-1)$ -м шаге поиска.

Процесс поиска оптимального значения потокосцепления происходит до тех пор, пока величина приращения тока статора  $\Delta I_S$  не станет меньше ширины зоны нечувствительности  $\delta$  ПЭ. Таким образом, блок оптимального регулирования обеспечивает поиск оптимального значения потокосцепления  $\Psi_R^{\text{опт}}$ , при котором ток статора  $I_S$  достигает оптимально низкого значения.

### Имитационная модель системы управления

В соответствии с представленным алгоритмом оптимального регулирования разработана имитационная модель системы оптимального управления асинхронным двигателем, показанная на рис. 4. Модель системы реализована в среде моделирования SimInTech.

Структурную схему кроме рассмотренного блока оптимального регулятора составляют «Модель роторной цепи», «Система управления» и «Модель двигателя».

В блоке «Модель двигателя» реализована математическая модель асинхронного двигателя, описанная уравнениями в векторной форме:

$$\begin{aligned} U_{Sd} &= I_{Sd} R_S + L_{\text{эвб.}} \frac{dI_{Sd}}{dt} - I_{Sq} \omega L_{\text{эвб.}} + K_2 \frac{d\Psi_R}{dt}; \\ U_{Sq} &= I_{Sq} R_S + L_{\text{эвб.}} \frac{dI_{Sq}}{dt} + I_{Sd} \omega L_{\text{эвб.}} + \omega K_2 \Psi_R, \end{aligned} \quad (3)$$

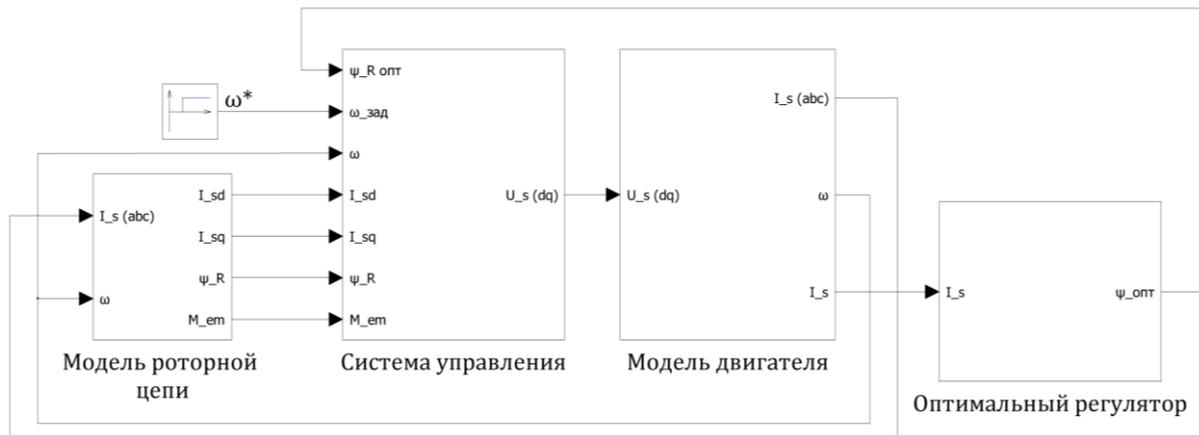


Рис. 4. Структурная схема двигателя с оптимальным управлением  
 Fig. 4. Structural diagram of an engine with optimal control

где  $R_S$  – активное сопротивление обмотки статора;  $L_{\text{экр}}$  – общая индуктивность рассеяния статора;  $K_1$  и  $K_2$  – коэффициенты электромагнитной связи статора и ротора соответственно [15].

Уравнение электромеханического равновесия в модели двигателя представлено в виде:

$$M_{em} - M_c = J \frac{d\omega_R}{dt},$$

где  $M_{em}$  и  $M_c$  – электромагнитный момент и момент сопротивления на валу двигателя соответственно;  $\omega_R$  – угловая частота вращения ротора;  $J$  – момент инерции ротора двигателя [16].

В соответствии с (3) и рис. 4, входными величинами модели двигателя являются проекции напряжений статора  $U_{sd}$  и  $U_{sq}$  на вращающиеся оси координат  $dq$  [2, 17]. На выходе модели получают значение тока статора  $I_S$  по ве-

личине его проекций  $I_{sd}$  и  $I_{sq}$  на оси координат  $dq$ . Модуль тока статора вычисляется, согласно выражению  $I_S = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}$ . Рассчитанное значение тока  $I_S$  поступает в блок оптимального регулятора, где в соответствии с его величиной вычисляется оптимальное значение потокосцепления ротора  $\psi_R^{\text{опт}}$ . Сигнал  $\psi_R^{\text{опт}}$  с выхода оптимального регулятора поступает на вход блока «Система управления», в котором вместе с сигналом заданной и фактической частоты вращения ротора, а также текущими значениями токов  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$  рассчитываются проекции напряжения статора  $U_{sd}$  и  $U_{sq}$  на оси координат  $dq$ . Структурная схема блока «Система управления» представлена на рис. 5.

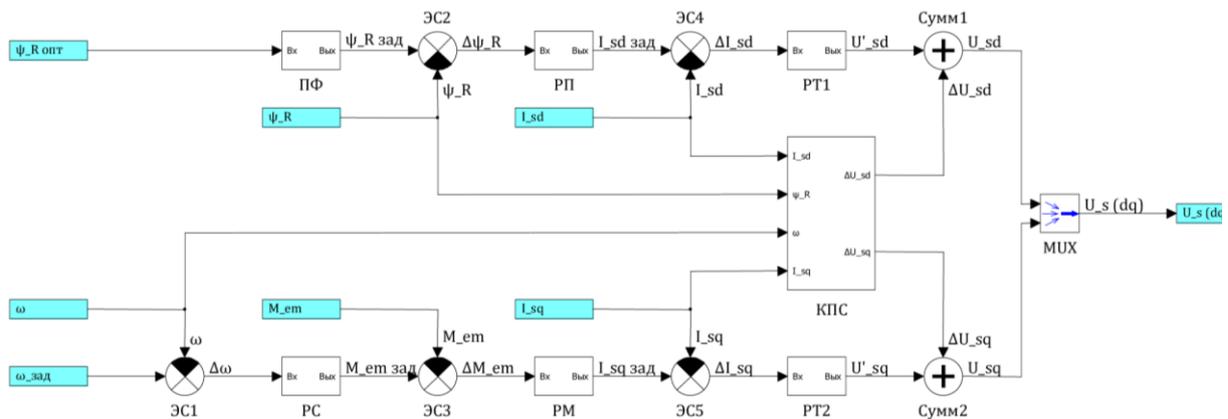


Рис. 5. Структурная схема блока «Система управления»:

ЭС1–ЭС5 – элементы сравнения; Сумм1, Сумм2 – сумматоры; ПФ, РС, РП, РМ, РТ1, РТ2 – блоки передаточной функции; КПС – блок компенсатора перекрестных связей; MUX – мультиплексор

Fig. 5. Block diagram of the «Control system» unit:

ЭС1 – ЭС5 – comparison elements; Сумм1, Сумм2 – adders; ПФ, РС, РП, РМ, РТ1, РТ2 – transfer function blocks; КПС – block of the cross connections compensator; MUX – multiplexer

Блок «Система управления» (рис. 5) представляет собой двухконтурную схему подчиненного регулирования по потокосцеплению ротора  $\psi_R$  и угловой скорости вращения ротора  $\omega$ . Внешние контуры регулирования по  $\psi_R$  и  $\omega$  формируют заданные значения токов  $I_{sd\_зад}$  и  $I_{sq\_зад}$  для внутренних контуров по соответствующим осям  $d$  и  $q$ . Внутренние контуры тока реализуют заданные значения этих токов.

Каждый из указанных контуров регулирования представляет собой регулятор по рассогласованию (ошибке). На его вход поступают сигналы заданного и фактического значения регулируемого параметра. Регулятор формирует управляющее воздействие, сводящее к нулю разность этих входных сигналов. В верхней части рис. 5 представлен регулятор потокосцепления РП, в нижней части – регулятор угловой скорости вращения РС. Исходными сигналами для этих каналов регулирования являются заданные значения потокосцепления ротора  $\psi_{R\_зад}$  и угловая скорость вращения ротора  $\omega_{зад}$ .

Во внешнем контуре регулятора потокосцепления с помощью элемента сравнения ЭС2 сравнивается заданное  $\psi_{R\_зад}$  и фактическое  $\psi_R$  значение потокосцепления ротора. По сигналу рассогласования  $\Delta\psi_R = \psi_{R\_зад} - \psi_R$  РП формирует заданное значение сигнала тока статора  $I_{sd\_зад}$  по оси  $d$  для внутреннего контура регулятора тока.

Во внутреннем контуре регулятора тока по оси  $d$ , состоящем из элемента сравнения ЭС4 и регулятора тока РТ1, формируется управляющее воздействие  $U'_{sd}$ . На входе ЭС4 сравнивается заданное  $I_{sd\_зад}$  и фактическое значение  $I_{sd}$  тока статора по оси  $d$ . По сигналу рассогласования  $\Delta I_{sd} = I_{sd\_зад} - I_{sd}$  регулятор тока РТ1 формирует управляющее воздействие  $U'_{sd}$ . Блок передаточной функции ПФ предназначен для плавного нарастания заданного значения потокосцепления ротора.

Аналогично работает канал регулирования угловой скорости вращения ротора. С помощью элемента сравнения ЭС1 происходит сравнение заданной  $\omega_{зад}$  и фактической  $\omega$  скорости вращения ротора. На выходе РС по сигналу рассогласования  $\Delta\omega$  формируется сигнал заданного значения электромагнитного момента  $M_{em\_зад}$  для контура регулирования момента. На входе элемента сравнения ЭС3 сравнивается заданное  $M_{em\_зад}$  и фактическое значение  $M_{em}$  электромагнитного мо-

мента. Регулятор момента (РМ) формирует заданное значение сигнала тока статора по оси  $q$  для внутреннего контура регулятора тока, состоящим из элемента сравнения ЭС5 и регулятора тока РТ2, формируется управляющее воздействие  $U'_{sq}$ .

Блок компенсатора перекрестных связей (КПС) формирует компенсирующие напряжения  $\Delta U_{sd}$  и  $\Delta U_{sq}$  по осям  $d$  и  $q$ , которые с помощью соответствующих сумматоров *Сумм1* и *Сумм2* складываются с выходными сигналами управления по каналам потокосцепления  $U'_{sd}$  и угловой скорости ротора  $U'_{sq}$ . Эти сигналы через мультиплексор (MUX) поступают на выход блока «Система управления».

Сигналы напряжения  $U_{sd}$  и  $U_{sq}$  с выхода системы управления поступают на вход блока «Модель двигателя», в котором в соответствии с этими значениями рассчитывается текущее значение частоты вращения ротора при минимальной (оптимальной) величине тока статора.

В блоке «Модель роторной цепи» выполняются преобразования сигналов тока статора из неподвижной системы координат  $abc$  во вращающуюся  $dq$  [18, 19] и вычисляется величина электромагнитного момента  $M_{em}$  в соответствии с выражением:

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p K_2 \psi_R I_{sq}.$$

## Результаты моделирования

На рис. 6 представлены результаты имитационного моделирования работы устройства оптимального регулирования на примере асинхронного двигателя 4А225М4У3 при трех значениях электромагнитного момента  $M_{em}$ .

В соответствии со значениями  $M_{em}$  устройство осуществляет пошаговый поиск оптимального значения потокосцепления ротора. Из анализа рисунка следует, что устройство работает устойчиво как при увеличении, так и при уменьшении электромагнитного момента. После окончания переходного процесса, связанного с изменением  $M_{em}$ , устройство формирует постоянный по величине сигнал оптимального потокосцепления ротора. Это выгодно отличает его от устройства экстремального регулирования [20], характеризующегося пульсациями в форме сигнала в  $\psi_R^{opt}$ , ухудшающими устойчивость работы системы управления.

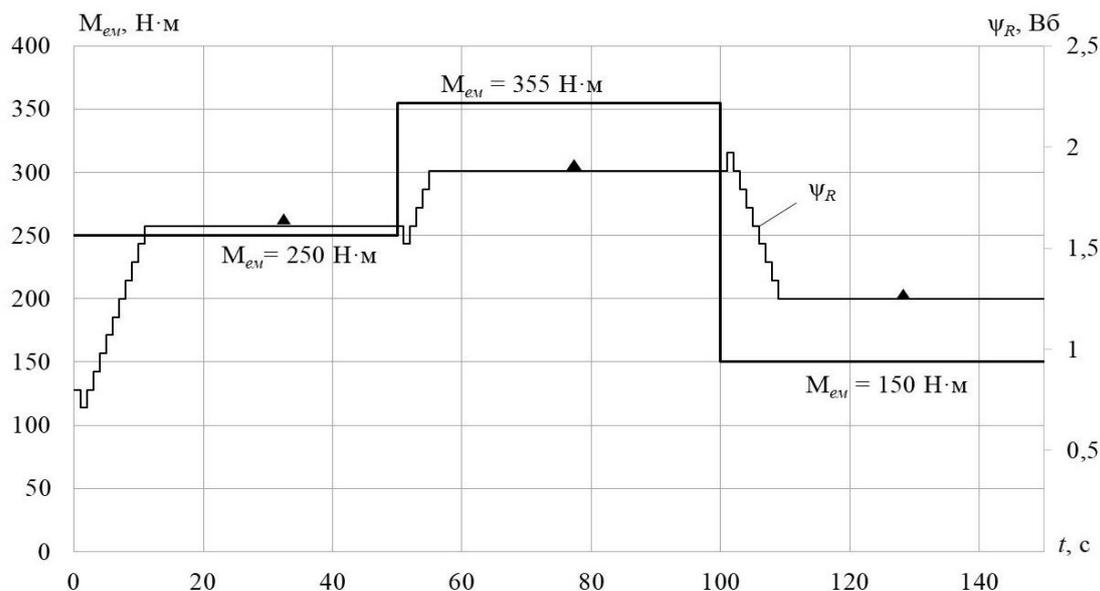


Рис. 6. Результаты имитационного моделирования

Fig. 6. Simulation results

На рисунке в виде треугольных маркеров отмечены оптимальные значения потокосцепления, рассчитанные в соответствии по выражению (3) для различных значений  $M_{em}$ . Из рисунка следует, что аналитические значения  $\psi_R^{opt}$  и значения  $\psi_R^{opt}$ , полученные в результате моделирования практически совпадают, что свидетельствует о высокой точности работы предложенного алгоритма поиска оптимального значения потокосцепления.

В соответствии со значениями  $M_{em}$  устройство осуществляет пошаговый поиск оптимального значения потокосцепления ротора. Из анализа рисунка следует, что устройство работает устойчиво как при увеличении, так и при уменьшении электромагнитного момента. После окончания переходного процесса, связанного с изменением  $M_{em}$ , устройство формирует постоянный по величине сигнал оптимального потокосцепления ротора. Это выгодно отличает его от устройства экстремального регулирования [20], характеризующегося пульсациями в форме сигнала в  $\psi_R^{opt}$ , ухудшающими устойчивость работы системы управления.

На рисунке в виде треугольных маркеров отмечены оптимальные значения потокосцепле-

ния, рассчитанные в соответствии по выражению (3) для различных значений  $M_{em}$ . Из рисунка следует, что аналитические значения  $\psi_R^{opt}$  и значения  $\psi_R^{opt}$ , полученные в результате моделирования практически совпадают, что свидетельствует о высокой точности работы предложенного алгоритма поиска оптимального значения потокосцепления.

### Заключение

В результате проведенных исследований установлено, что предложенная система оптимального регулирования является эффективным средством повышения энергетических показателей асинхронного привода. Использование оптимальной системы регулирования позволяет уменьшить ток двигателя до оптимально низких значений, а также сократить электрические потери во всех режимах работы. С помощью математической модели системы, реализованной в отечественном пакете прикладных программ SimInTech, можно анализировать работоспособность различных вариантов исполнения систем управления асинхронным двигателем.

### Список литературы

1. Костенко М.П. Электрические машины. Специальная часть. Л. : Госэнергоиздат, 1949. 708 с.
2. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen // Siemens-Zeitschrift. 1971, Vol. 45, S. 757–760.

3. Vas P. Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford : Oxford University Press, 1998. 729 p.
4. Bajenescu Titu-Marius. The Insulated-Gate Bipolar Transistors (IGBT) and their Reliability // *Electrotehnica, Electronica, Automatica*. 2012. Vol. 60. № 2. URL : [https://www.researchgate.net/publication/289745294\\_The\\_insulated-gate\\_bipolar\\_transistors\\_IGBT\\_and\\_their\\_reliability](https://www.researchgate.net/publication/289745294_The_insulated-gate_bipolar_transistors_IGBT_and_their_reliability) (Дата обращения 7.11.2022).
5. Кулинич Ю.М. Электронная преобразовательная техника. М. : УМЦ ЖДТ, 2015. 204 с.
6. Колпаков А. Перспективы развития электропривода // *Силовая электроника*. 2004. № 1. С. 46–48.
7. Branko Blanusa. New Trends in Efficiency Optimization of Induction Motor Drives // *New Trends in Technologies : Devices, Computer, Communication and Industrial Systems*. 2010. P. 341–358.
8. Лазарев Г. Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных систем // *Новости электротехники*. 2005. № 2 (32). С. 15–20.
9. Вольдек А.И., Попов В.В. Электрические машины. Машины переменного тока. СПб. : Питер, 2010. 350 с.
10. Шрейнер Т.Р., Дмитренко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинев : Штиинца, 1982. 224 с.
11. Виноградов А.Б., Изосимов Д.Б., Флорентьев С.Н. Оптимизация КПД системы векторного управления асинхронным тяговым электроприводом с идентификатором параметров // *Электротехника*. 2010. № 12. С. 12–19.
12. Шонин О.Б., Пронько В.С. Энергосберегающие алгоритмы частотного управления асинхронным приводом с уточнением области минимума потерь на основе методов нечеткой логики // *Записки Горного института*. 2016. Т. 218. С. 270–280.
13. Герман-Галкин С.Г., Карташов Б.А., Литвинов С.Н. Модельное проектирование электромеханических мехатронных модулей движения в среде SimInTech. М. : ДМК Пресс, 2021. 494 с.
14. Калачёв Ю.Н. SimInTech: моделирование в электроприводе. М. : ДМК Пресс, 2019. 98 с.
15. Моделирование векторного управления асинхронным приводом вспомогательных машин электроподвижного состава / Ю.М. Кулинич, С.А. Шухарев, В.К. Духовников и др. // *Вестн. науч.-исслед. ин-та ж.-д. трансп.* 2022. Т. 81. № 1. С. 23–30.
16. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. СПб. : СПбГУ ИТМО, 2006. 94 с.
17. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика). М. : ЭФО, 2013. 66 с.
18. Pradeep J., Devanathan R. Adoption of Park's Transformation for Inverter Fed Drive // *International Journal of Power Electronics and Drive System*. 2015. Vol. 5. № 3. P. 366–373.
19. Bellan D. Clarke Transformation Solution of Asymmetrical Transients in Three-Phase Circuits // *Energies*. 2020. 13. 5231. DOI 10.3390/en13195231.
20. Kulinich Yu.M., Shukharev S.A. Application of an Extreme Control System to Operate the Reactive Power Compensator of an Electric Locomotive // *Russian Electrical Engineering*. 2016. Vol. 87. № 2. 3 p.

### References

1. Kostenko M.P. Elektricheskie mashiny. Spetsial'naya chast' [Electrical Machines. Special part]. Leningrad: Gosenergoizdat Publ., 1949. 708 p.
2. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen. *Siemens-Zeitschrift*. 1971, vol. 45, pp. 757–760.
3. Vas P. Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford : Oxford University Press, 1998. 729 p.
4. Bajenescu Titu-Marius. The Insulated-Gate Bipolar Transistors (IGBT) and their Reliability. *Electrotehnica, Electronica, Automatica*. 2012, Vol. 60, no 2. Available at: [https://www.researchgate.net/publication/289745294\\_The\\_insulated-gate\\_bipolar\\_transistors\\_IGBT\\_and\\_their\\_reliability](https://www.researchgate.net/publication/289745294_The_insulated-gate_bipolar_transistors_IGBT_and_their_reliability) (Accessed November 7, 2022).
5. Kulinich Yu. M. Elektronnaya preobrazovatel'naya tekhnika [Electronic converting technology]. Moscow: UMTs ZhDT Publ., 2015. 204 p.
6. Kolpakov A. Perspektivy razvitiya elektroprivoda [Electric drive development prospects]. *Silovaya elektronika* [Power Electronics], 2004, no. 1, pp. 46–48.
7. Branko Blanusa. New Trends in Efficiency Optimization of Induction Motor Drives. *New Trends in Technologies: Devices, Computer, Communication and Industrial Systems*, 2010, pp. 341–358.
8. Lazarev G. Vysokovol'tnye preobrazovateli dlya chastotno-reguliruemogo elektroprivoda. Postroenie razlichnykh sistem [High voltage converters for variable-speed drive. Construction of various systems]. *Novosti e'lektrotexniki* [News of electrical engineering], 2005, no. 2 (32), pp. 15–20.
9. Voldek A.I., Popov V.V. Elektricheskie mashiny. Mashiny peremennogo toka [Electric cars. AC Machines]. Saint Petersburg: Piter Publ., 2010. 350 p.
10. Shreiner T.R., Dmitренко Yu.A. Optimal'noe chastotnoe upravlenie asinkhronnymi elektroprivodami [The optimum frequency control of asynchronous electric drives]. Kishinev: Shtiintsa Publ., 1982. 224 p.
11. Vinogradov A.B., Izosimov D.B., Florentsev S.N. Optimizatsiya KPD sistemy vektornogo upravleniya asinkhronnym tyagovym elektroprivodom s identifikatorom parametrov [Optimizing the efficiency of vector control system of traction induction motor drive with the parameter identifier]. *Elektrotehnika* [Electrical engineering], 2010, no. 12, pp. 12–19.
12. Shonin O.B., Pron'ko V.S. Energosberegayushchie algoritmy chastotnogo upravleniya asinkhronnym privodom s utochneniem oblasti minimuma poter' na osnove metodov nechetkoi logiki [Energy-saving algorithms for frequency control of an asynchronous drive with refinement of the region of minimum losses based on fuzzy logic methods]. *Zapiski Gornogo instituta* [Notes of the Mining Institute], 2016, vol. 218, pp. 270–280.

13. German-Galkin S.G., Kartashov B.A., Litvinov S.N. Model'noe proektirovanie elektromekhanicheskikh mekhatronnykh modulei dvizheniya v srede SimInTech [Model design of electromechanical mechanisms of mechatronic motion in the SimInTech environment]. Moscow. DMK Press, 2021. 494 p.
14. Kalachev Yu.N. SimInTech: modelirovaniye v elektroprivode [SimInTech: simulation in electric drive]. Moscow: DMK Press, 2019. 98 p.
15. Kulinich Yu.M., Shukharev S.A., Dukhovnikov V.K., Gulyaev A.V. Modelirovanie vektornogo upravleniya asinkhronnym privodom vspomogatel'nykh mashin elektropodvizhnogo sostava [Modeling vector control of the asynchronous drive of electric rolling stock auxiliary machines]. *Vestnik Nauchno-issledovatel'skogo instituta zheleznodorozhnogo transporta* [Bulletin of the Scientific Research Institute of Railway Transport], 2022, vol. 81, no. 1, pp. 23–30.
16. Usol'tsev A.A. Chastotnoye upravlenie asinkhronnymi dvigatelyami [Frequency control of asynchronous motors]. Saint Petersburg: SPbGU ITMO Publ., 2006. 94 p.
17. Kalachev Yu.N. Vektornoe regulirovanie (zametki praktika) [Vector regulation (practice notes)]. Moscow: EFO Publ., 2013. 66 p.
18. Pradeep J., Devanathan R. Adoption of Park's Transformation for Inverter Fed Drive. *International Journal of Power Electronics and Drive System*, 2015, vol. 5, no. 3, pp. 366–373.
19. Bellan D. Clarke Transformation Solution of Asymmetrical Transients in Three-Phase Circuits. *Energies*, 2020, no. 13, P. 5231. DOI 10.3390/en13195231.
20. Kulinich Yu.M., Shukharev S.A. Application of an Extreme Control System to Operate the Reactive Power Compensator of an Electric Locomotive. *Russian Electrical Engineering*, 2016, vol. 87, no. 2, 3 p.

### Информация об авторах

**Кулинич Юрий Михайлович**, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры транспорта железных дорог, Дальневосточный государственный университет путей сообщения, г. Хабаровск; e-mail: kulinitsch@rambler.ru.

**Шухарев Сергей Анатольевич**, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры транспорта железных дорог, Дальневосточный государственный университет путей сообщения, г. Хабаровск; e-mail: shuharevsa@gmail.com.

**Стародубцев Дмитрий Алексеевич**, аспирант кафедры транспорта железных дорог, Дальневосточный государственный университет путей сообщения, г. Хабаровск; e-mail: dastarodubcev21@gmail.com.

### Information about the authors

**Yurii M. Kulinich**, Doctor of Engineering Science, Full Professor, Professor of the Department of Railway Transport, Far Eastern State Transport University, Khabarovsk; e-mail: kulinitsch@rambler.ru.

**Sergei A. Shukharev**, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor, Associate Professor of the Department of Railway Transport, Far Eastern State Transport University, Khabarovsk; e-mail: shuharevsa@gmail.com.

**Dmitrii A. Starodubtsev**, Ph.D. student of the Department of Railway Transport, Far Eastern State Transport University, Khabarovsk; e-mail: dastarodubcev21@gmail.com.