



ЦИФРОВОЙ АЛГОРИТМ КОНТРОЛЯ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Н.А. Малёв¹, О.В. Погодицкий¹, О.В. Козелков¹, А.С. Малацион²

¹Казанский государственный энергетический университет, г. Казань, Россия

²ООО «Стэк Мастер», г. Казань, Россия

maleev@mail.ru

Резюме: Параметры электромеханических преобразователей, функционирующих в составе рабочих комплексов, могут изменяться в результате влияния внешних факторов, таких как изменение характеристик окружающей среды, а также вследствие параметрических возмущений, обусловленных изменением физических характеристик элементов электромеханических преобразователей. В этой связи разработка методов и алгоритмов, обеспечивающих анализ и контроль функционирования электромеханических преобразователей является актуальной задачей. В статье рассматривается цифровой алгоритм контроля функционирования электромеханического преобразователя постоянного тока, основанный на получении характеристик в таблично-графической форме, отражающих зависимость между вектором нестабильных параметров объекта исследования χ и обобщённым интегральным критерием Q как функцией невязки выходных координат электромеханического преобразователя и его эталонной модели. Получены дискретные передаточные функции эталонной модели и моделей чувствительности по контролируемым нестабильным параметрам электромеханического преобразователя и на основе декомпозиции дискретных моделей построены соответствующие схемы непосредственного программирования. Цифровые алгоритмы полученных моделей представлены разностными уравнениями состояния и выхода. Приведена структурная схема вычисления обобщённого интегрального критерия Q и точечных зависимостей $\chi(Q)$. Дискретная аппроксимация проведена с применением билинейного преобразования (формулы Тастина). Компьютерный эксперимент получения точечных χ -зависимостей проводился с различной степенью точности, зависящей от шага вариаций контролируемых параметров электромеханического преобразователя внутри заданного диапазона изменения. Полученные результаты дают возможность оценки контролируемых нестабильных параметров электромеханических преобразователей постоянного тока с требуемой точностью.

Ключевые слова: электромеханический преобразователь; цифровой алгоритм; контроль нестабильных параметров; обобщённый интегральный критерий; эталонная модель; модель чувствительности.

Для цитирования: Малёв Н.А., Погодицкий О.В., Козелков О.В., Малацион А.С. Цифровой алгоритм контроля функционирования электромеханического преобразователя постоянного тока // Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ. 2022. Т. 24. № 1. С. 126-140. doi:10.30724/1998-9903-2022-24-1-126-140.

DIGITAL ALGORITHM MONITORING FUNCTIONING OF ELECTROMECHANICAL DC CONVERTER

NA. Malev¹, OV. Pogoditsky¹, OV. Kozelkov¹, AS. Malacion²

¹Kazan State Power Engineering University, Kazan, Russia

²LLC «Stek Master», Kazan, Russia

maleev@mail.ru

Abstract: The parameters of electromechanical converters functioning as part of working sets can change as a result of the influence external factors, such as changes in the characteristics of the environment. Changes in parameters also occur due to parametric disturbances caused by changes in the physical characteristics of the elements electromechanical converters. In this regard, the development of methods and algorithms that provide analysis and control of the functioning electromechanical converters is an urgent task. The article discusses a digital algorithm for monitoring the functioning of an electromechanical DC converter, based on obtaining characteristics in a tabular-graphic form. These characteristics reflect the relationship between the vector of unstable parameters of the research object χ and the generalized integral criterion Q as a function of the discrepancy between the output coordinates of the electromechanical converter and its reference model. Discrete transfer functions of the reference model and sensitivity models are obtained for the monitored unstable parameters of the electromechanical converter. Based on the decomposition of discrete models, the corresponding direct programming schemes in the Frobenius form are constructed. The digital algorithms of the obtained models are represented by the difference equations of state and output. The structural scheme calculation of the generalized integral criterion Q and point dependencies $\chi(Q)$ is given. Discrete approximation was carried out using a bilinear transformation (Tustin's formula). A computer experiment for obtaining point χ -dependencies was carried out with varying degrees of accuracy, depending on the step of variations monitored parameters of the electromechanical converter within a given range of variation. The results obtained make it possible to assess the monitored unstable parameters of electromechanical DC converters with the required accuracy.

Keywords: electromechanical converter; digital algorithm; monitoring of unstable parameters; generalized integral criterion; reference model; sensitivity model.

For citation: Malev NA, Pogoditsky OV, Kozelkov OV, Malacion AS. Digital algorithm monitoring functioning of electromechanical dc converter. *Power engineering: research, equipment, technology*. 2022; 24 (1):126-140. doi:10.30724/1998-9903-2022-24-1-126-140.

Введение

Качество функционирования электромеханических преобразователей (ЭМП) в составе рабочих комплексов в различных отраслях промышленности определяется динамическими показателями и точностью работы в установившемся режиме. Данные характеристики должны быть по возможности инвариантны к изменению параметров электромеханических преобразователей. Нестабильность параметров может быть вызвана как внешними факторами и условиями эксплуатации, что, в свою очередь, приводит к износу и старению изделия, так и особенностями функционирования объекта исследования, приводящими к параметрическим возмущениям [1 – 4]. Внешние возмущения являются координатными или аддитивными [5] и учитываются как дополнительное слагаемое матричных дифференциальных уравнений ЭМП [6]. Параметрические возмущения обусловлены изменением физических характеристик элементов исследуемого объекта и вызывают появление приращений коэффициентов дифференциальных уравнений ЭМП.

Координатные и параметрические возмущения по действию, оказываемому на электромеханический преобразователь, имеют принципиальное отличие: координатные возмущения оказывают влияние только на вынужденное движение, а параметрические – как на вынужденную, так и на свободную составляющие движения, то есть параметрические возмущения оказывают влияние, как на переходный процесс, так и на установившийся [2, 6 – 8].

В работе рассматривается метод, позволяющий на основе вычисления сигнала невязки ε между выходными координатами ЭМП постоянного тока и его эталонной модели и последующего определения обобщённого интегрального критерия $Q(\chi)$ с применением моделей чувствительности по нестабильным параметрам [6, 9] сформировать Q -таблицу, по результатам заполнения которой реализуется цифровой алгоритм контроля функционирования электромеханических преобразователей.

Математическое описание эталонной модели и моделей чувствительности в общем виде представлено системой разностных уравнений в переменных состояния:

$$\begin{aligned}x(k+1) &= A(k)x(k) + B(k)u(k); \\ y(k) &= C(k)x(k),\end{aligned}\tag{1}$$

где $A(k)$, $B(k)$, $C(k)$ – матрица состояния размерностью $n \times n$, матрица входа размерностью $n \times m$ и матрица выхода размерностью $l \times n$ соответственно;

$y = \text{col}(y_1, y_2, \dots, y_l) \in R^l$; $x = \text{col}(x_1, x_2, \dots, x_n) \in R^n$; $u = \text{col}(u_1, u_2, \dots, u_m) \in R^m$ – векторы выходных координат, переменных состояния и входных воздействий соответственно [10].

Методы

Реализация цифрового алгоритма контроля функционирования ЭМП постоянного тока, описанного линейной непрерывной моделью в операторной форме, предполагает замену оператора Лапласа s дискретным оператором z с получением дробно-рационального выражения

$$W(z) = \frac{\sum_{k=0}^m a_k z^k}{\sum_{k=0}^n b_k z^k} = \frac{a_m z^m + a_{m-1} z^{m-1} + \dots + a_1 z + a_0}{z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_1 z + b_0}. \quad (2)$$

Входное воздействие $u(t)$ при замене непрерывной модели её цифровым эквивалентом преобразуется в последовательность импульсов, следующих с периодом T_0 , соответствующего шагу дискретизации, и промодулированных по амплитуде сигналом $u(t)$. Для дискретной аппроксимации эталонной модели и моделей чувствительности ЭМП применен метод Тастина, не требующий определения корней исходной непрерывной модели.

Входное воздействие $u(t)$, поступая на интегрирующее звено первого порядка, преобразуется в сигнал

$$v(t) = \int_0^t u(\tau) d\tau, \quad (3)$$

значения которого в дискретные моменты времени равны

$$v[k] = \int_0^{kT_0} u(\tau) d\tau = \int_0^{(k-1)T_0} u(\tau) d\tau + \int_{(k-1)T_0}^{kT_0} u(\tau) d\tau = v[k-1] + I_1[k]. \quad (4)$$

Второе слагаемое в выражении (4) определим по формуле трапеций:

$$I_1[k] = \int_{(k-1)T_0}^{kT_0} u(\tau) d\tau = \frac{T_0}{2} (u[k] + u[k-1]). \quad (5)$$

В результате для определения последовательности $v[k]$ получим рекуррентное соотношение

$$v[k] = \frac{T_0}{2} (u[k] + u[k-1]) + v[k-1], \quad (6)$$

которому соответствует дискретная модель интегратора

$$W(z) = \frac{T_0}{2} \frac{1+z}{1-z}. \quad (7)$$

Для последовательно соединенных i интегрирующих звеньев дискретная модель i -го порядка

$$W^{(i)}(z) = \left[\frac{T_0}{2} \frac{1+z}{1-z} \right]^i. \quad (8)$$

Необходимо отметить, что дискретная аппроксимация методом Тастина является приближенной заменой непрерывной модели, поскольку

$$z = e^{sT_0}, \text{ откуда } s = \frac{1}{T_0} \ln(z), \quad (9)$$

т.е. переменные s и z связаны трансцендентными соотношениями. Поэтому для получения передаточной функции цифровой модели в виде дробно-рационального выражения (2) следует ограничиться первым членом разложения функции

$$\ln(z) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^{2k-1}. \quad (10)$$

В итоге с учетом (9) получим следующее приближение для оператора Лапласа:

$$s = \frac{2}{T_0} \frac{z-1}{z+1} \quad (11)$$

или, для интегрирующего звена первого порядка

$$s^{-1} = \frac{T_0 z + 1}{2 z - 1}. \tag{12}$$

Для увеличения точности дискретной аппроксимации необходимо применять методы, использующие информацию о полюсах непрерывной модели, например, такие как z -преобразование (9), метод Цыпкина-Гольденберга, метод Рагазини-Бергена и т.п. [11, 12, 13].

При построении структурной схемы цифрового алгоритма контроля функционирования электромеханического преобразователя постоянного тока применен беспоисковый градиентный метод с дискретизированными эталонной моделью ЭМП и моделями чувствительности по анализируемым параметрам с целью получения вектора сигнала невязки ε^* , пропорционального вариациям параметров [14, 15, 16]. Соответствующая структурная схема с векторно-матричной формой представления моделей представлена на рисунке 1.

На схеме приняты следующие обозначения: I – объект исследования с нестабильными параметрами; Π – дискретная эталонная модель; III – дискретная модель чувствительности; χ – вектор параметров объекта; $Z\Sigma$ – цифровой сумматор; ADC – аналого-цифровой преобразователь; u – вектор входных воздействий; Y^* – вектор выходных координат объекта; Y_m^* – вектор выходных координат эталонной модели; ε^* – вектор невязки; Y_χ^* – вектор функций чувствительности; $\Lambda_\chi = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\}$ – вектор коэффициентов нормирования; E – единичная матрица; $Q[\varepsilon^*(\chi)]$ – вектор значений линейного интегрального критерия; $f\{Q[\varepsilon^*(\chi)]\}$ – χ -зависимости; $\hat{\chi}$ – вектор оценок нестабильных параметров.

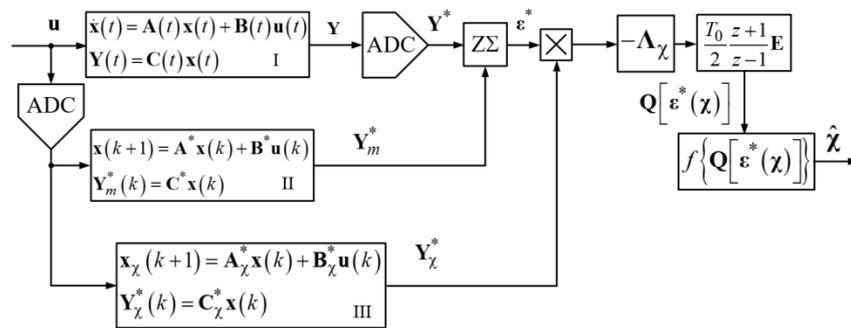


Рис. 1. Векторная структурная схема цифрового алгоритма контроля функционирования электромеханического преобразователя постоянного тока

Fig. 1. Vector block diagram of a digital algorithm for monitoring the functioning of an electromechanical DC converter

Результаты и обсуждение

В качестве объекта исследования рассматривается серводвигатель постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов типа PIVT-6-25/3A. Технические характеристики машины сведены в табл. 1.

Таблица 1

Технические характеристики двигателя PIVT-6-25/3A

| Номинальное напряжение U_n , В | Коэффициент передачи по моменту K_m , Н·м/А | Электромагнитная постоянная времени T_a , с | Электромеханическая постоянная времени T_m , с | Частота вращения при максимальном моменте n , об/мин |
|----------------------------------|---|---|--|--|
| 30 | 0,072 | 0,002 | 0,025 | 3000 |

Эталонная модель двигателя постоянного тока типа описывается операторным уравнением второго порядка (13) с коэффициентами, зависящими от следующих параметров: c – коэффициент противо-ЭДС, R_a – активное сопротивление якоря, L_a – индуктивность якоря, J – момент инерции:

$$W_m(s) = \frac{1/c}{\frac{L_a J}{c^2} s^2 + \frac{R_a J_{\text{НОМ}}}{c^2} s + 1}. \quad (13)$$

Модели чувствительности по контролируемым параметрам представлены следующими выражениями [17]:

1) Модель чувствительности по активному сопротивлению якоря R_a

$$\frac{\partial W_m(s, R_a)}{\partial R_a} = \frac{Jcs}{\left(L_a J s^2 + R_a J s + c^2\right)^2}; \quad (14)$$

2) Модель чувствительности по индуктивности якоря L_a

$$\frac{\partial W_m(s, L_a)}{\partial L_a} = \frac{Jcs^2}{\left(L_a J s^2 + R_a J s + c^2\right)^2}; \quad (15)$$

3) Модель чувствительности по моменту инерции J

$$\frac{\partial W_m(s, J)}{\partial J} = \frac{(Ls + R)cs}{\left(L_a J s^2 + R_a J s + c^2\right)^2}. \quad (16)$$

Дискретную аппроксимацию моделей (13) – (16) производим методом Тастина с применением формулы (12). Данную процедуру целесообразно реализовать в программной среде MatLab с помощью оператора bilinear [18, 19], который позволяет преобразовать непрерывные модели в дискретные $W(z)$ в виде выражения (2). Примем период дискретности $T_0 = 0,001$ с и получим соответствующие дробно-рациональные выражения второго порядка для эталонной модели и четвертого порядка для моделей чувствительности.

Для отражения структуры полученных цифровых моделей применяются структурные схемы программирования [20, 21, 22], иллюстрирующие ход вычислений и облегчающие реализацию модели. Рассмотрим построение схемы программирования на примере модели чувствительности четвертого порядка.

Дискретная форма записи модели чувствительности

$$W_\chi(z) = \frac{Y_\chi(z)}{U(z)} = \frac{B(z)}{D(z)} = \frac{b_4 z^4 + b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{z^4 + d_3 z^3 + d_2 z^2 + d_1 z + d_0}. \quad (17)$$

Преобразуем выражение (17) к виду

$$W_\chi(z) = \frac{Y_\chi(z)}{U(z)} = \frac{B(z)}{D(z)} = \frac{b_4 + b_3 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_1 z^{-3} + b_0 z^{-4}}{1 + d_3 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_1 z^{-3} + d_0 z^{-4}} \quad (18)$$

и перепишем (18) следующим образом:

$$U_\chi(z) = \left(b_4 + b_3 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_1 z^{-3} + b_0 z^{-4}\right) \cdot E(z),$$

где $E(z) = \frac{U(z)}{1 + d_3 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_1 z^{-3} + d_0 z^{-4}}$.

Схема программирования модели чувствительности, полученная по приведенным соотношениям, представлена на рисунке 2.

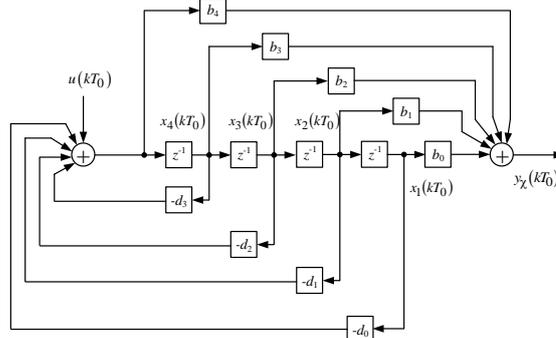


Рис. 2. Структурная схема программирования модели чувствительности Fig. 2. Block diagram of sensitivity model programming

По схеме программирования находим уравнения состояния

$$\begin{aligned} x_1[(k+1)T_0] &= x_2(kT_0); \\ x_2[(k+1)T_0] &= x_3(kT_0); \\ x_3[(k+1)T_0] &= x_4(kT_0); \end{aligned} \quad (19)$$

$$x_4[(k+1)T_0] = -d_0x_1(kT_0) - d_1x_2(kT_0) - d_2x_3(kT_0) - d_3x_4(kT_0) + u(kT_0)$$

и уравнение выхода

$$\begin{aligned} y_\chi(kT_0) &= (b_0 - d_0b_4)x_1(kT_0) + (b_1 - d_1b_4)x_2(kT_0) + \\ &+ (b_2 - d_2b_4)x_3(kT_0) + (b_3 - d_3b_4)x_4(kT_0) + b_4u(kT_0). \end{aligned} \quad (20)$$

Все модели чувствительности имеют одинаковые схемы программирования и описываются аналогичными уравнениями, которые различаются только величинами коэффициентов числителя.

Уравнения эталонной модели получаем тем же способом:

уравнения состояния

$$\begin{aligned} x_1[(k+1)T_0] &= x_2(kT_0); \\ x_2[(k+1)T_0] &= -d_0x_1(kT_0) - d_1x_2(kT_0) + u(kT_0); \end{aligned} \quad (21)$$

уравнение выхода

$$y_m(kT_0) = (b_0 - d_0b_2)x_1(kT_0) + (b_1 - d_1b_2)x_2(kT_0) + b_2u(kT_0). \quad (22)$$

Результаты вычислений коэффициентов числителя и знаменателя цифровых моделей сводим в таблице 2.

Таблица 2

Значения коэффициентов дискретных эталонной модели и моделей чувствительности двигателя постоянного тока типа PIVT-6-25/3A.

| Коэффициенты | Модель чувствительности по активному сопротивлению якоря R_a | Модель чувствительности по индуктивности якоря L_a | Модель чувствительности по моменту инерции J | Эталонная модель |
|--------------|--|--|--|------------------|
| b_4 | 0,00214124554918 | 4,28249109836543 | 442,457904805292 | – |
| b_3 | 0,00428249109836 | 1,06581410364e-14 | 876,350827413856 | – |
| b_2 | -2,6645352591e-15 | -8,5649821967308 | -8,5649821965821 | 0,0553452776642 |
| b_1 | -0,0042824910984 | -3,9968028886e-14 | -876,35082741395 | 0,1106905553284 |
| b_0 | -0,0021412455492 | 4,28249109836546 | 433,892922608611 | 0,0553452776642 |
| d_4 | 1 | 1 | 1 | – |
| d_3 | -3,1712889554324 | -3,1712889554324 | -3,1712889554324 | – |
| d_2 | 3,71744878841101 | 3,71744878841101 | 3,1744878841101 | – |
| d_1 | -1,9078264575077 | -1,9078264575077 | -1,9078264575077 | -1,585654504029 |
| d_0 | 0,36192064337196 | 0,36192064337196 | 0,36192064337196 | 0,6015939439967 |

Simulink-модель вычисления обобщённого интегрального критерия $Q[\varepsilon^*(\chi)]$ представлена на рисунке 3.

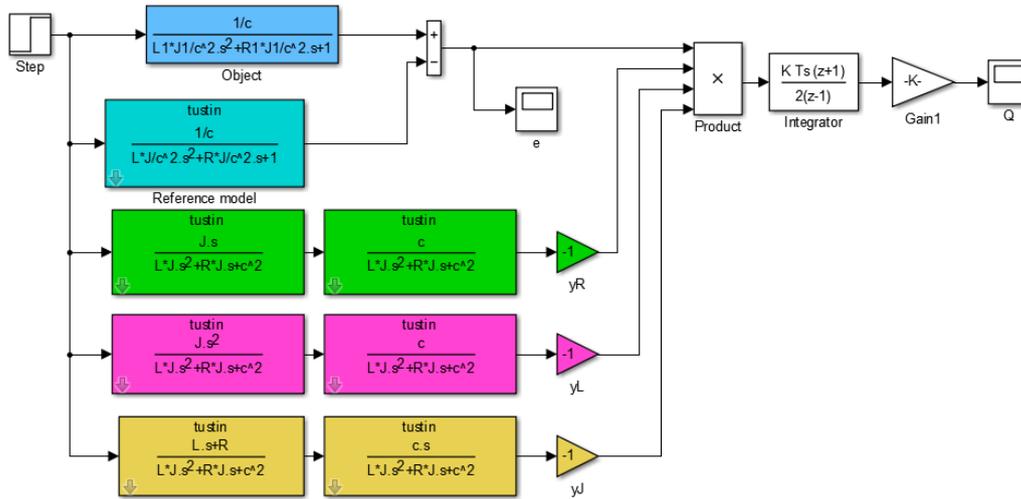


Рис. 3. Simulink-модель вычисления обобщённого интегрального критерия

Fig. 3. Simulink-model for calculating the generalized integral criterion

Моделирование проводим при следующих вариациях параметров:
 $R_{a,var} = f(R_a; 1, 02R_a; 1, 04R_a; 1, 06R_a; 1, 08R_a; 1, 1R_a; 1, 12R_a; 1, 14R_a; 1, 16R_a; 1, 18R_a; 1, 2R_a)$;
 $L_{a,var} = f(L_a; 1, 02L_a; 1, 04L_a; 1, 06L_a; 1, 08L_a; 1, 1L_a; 1, 12L_a; 1, 14L_a; 1, 16L_a; 1, 18L_a; 1, 2L_a)$;
 $J_{var} = f(J; 1, 02J; 1, 04J; 1, 06J; 1, 08J; 1, 1J; 1, 12J; 1, 14J; 1, 16J; 1, 18J; 1, 2J)$.

Полученные для заполнения Q -таблицы (см. табл. 3) результаты моделирования представляют собой массив данных, содержащий для заданного диапазона изменения контролируемых нестабильных параметров количество строк $k = 1331$ в соответствии с выражениями [17]

$$k = \beta^r = 11^3 = 1331,$$

$$\text{где } \beta = \frac{\chi_{i\max} - \chi_{i\min}}{\Delta\chi_i} + 1 = \frac{1,2 - 1}{0,02} + 1 = 11.$$

В приведенных выражениях r – количество контролируемых параметров; $\chi_{i\max}$ – верхняя граница диапазона изменения i -го нестабильного параметра; $\chi_{i\min}$ – нижняя граница диапазона изменения i -го нестабильного параметра; $\Delta\chi_i$ – отклонение (шаг) i -го параметра. Q -таблица не приводится в работе в полном объёме вследствие громоздкости.

Таблица 3

Результаты вычисления обобщённого интегрального критерия $Q_\Sigma = Q(R_a, L_a, J)$

| $R_{a,var}$, Ом | $L_{a,var}$, Гн | J_{var} , кг·м ² | $Q_\Sigma = Q(R_a, L_a, J)$ |
|------------------|------------------|-------------------------------|-----------------------------|
| ... | ... | ... | ... |

При реализации цифрового алгоритма контроля функционирования исследуемого электромеханического преобразователя средствами программной среды *MatLab* для получения χ -зависимостей $f\{Q[\varepsilon^*(\chi)]\}$ (см. рис. 1) целесообразно использовать блоки одномерных интерполяционных таблиц 1-D *Lookup Table* библиотеки *Lookup Tables* приложения *Simulink*. Полученные компоненты вектора обобщённого интегрального критерия необходимо расположить в Q -таблице таким образом, чтобы значения $Q_\Sigma = Q(R_a, L_a, J)$ и соответствующие ему наборы контролируемых параметров в строках располагались от минимального $Q_\Sigma = 0$, соответствующего эталонным значениям параметров, до максимального.

Графическое отображение Q -таблицы в форме точечных χ -зависимостей представлено на следующих рисунках: зависимость $R_{a,var} = f(Q_\Sigma)$ показана на рис. 4, зависимость $L_{a,var} = f(Q_\Sigma)$ показана на рисунке 5, зависимость $J_{var} = f(Q_\Sigma)$ показана на рисунке 6.

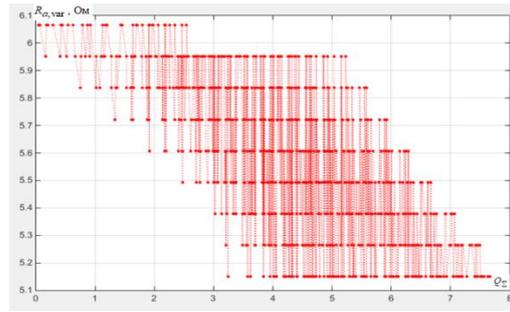


Рис. 4. Зависимость $R_{a,var} = f(Q_{\Sigma})$ при $\beta = 11$ Fig. 4. Dependence $R_{a,var} = f(Q_{\Sigma})$ at $\beta = 11$

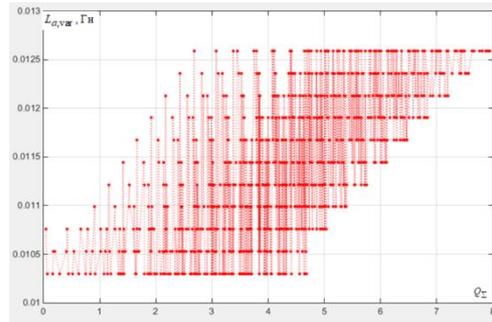


Рис. 5. Зависимость $L_{a,var} = f(Q_{\Sigma})$ при $\beta = 11$ Fig. 5. Dependence $L_{a,var} = f(Q_{\Sigma})$ at $\beta = 11$

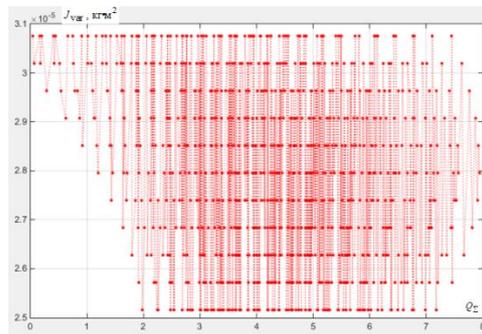


Рис. 6. Зависимость $J_{var} = f(Q_{\Sigma})$ при $\beta = 11$ Fig. 6. Dependence $J_{var} = f(Q_{\Sigma})$ at $\beta = 11$

Следует отметить, что пространство вектора нестабильных параметров χ отображается в общем случае $(r+1)$ -мерным гиперпараллелепипедом. Для рассматриваемого случая с количеством параметров $r = 3$ имеем четырехмерную зависимость $\chi = f(Q_{\Sigma})$.

На рис. 7 – 9 показаны доступные для изображения трехмерные χ -зависимости соответствующих сочетаний контролируемых нестабильных параметров: на рис. 7 показана зависимость $(R_{a,var}, L_{a,var}) = f(Q_{\Sigma})$; на рис. 8 показана зависимость $(R_{a,var}, J_{var}) = f(Q_{\Sigma})$; на рисунке 9 показана зависимость $(L_{a,var}, J_{var}) = f(Q_{\Sigma})$.

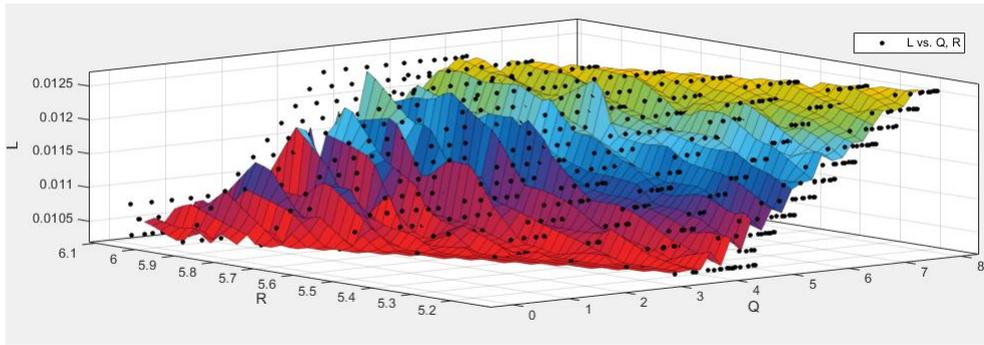


Рис. 7. Зависимость $(R_{a,var}, L_{a,var}) = f(Q_\Sigma)$
при $\beta = 11$

Fig. 7. Dependence
 $(R_{a,var}, L_{a,var}) = f(Q_\Sigma)$
at $\beta = 11$

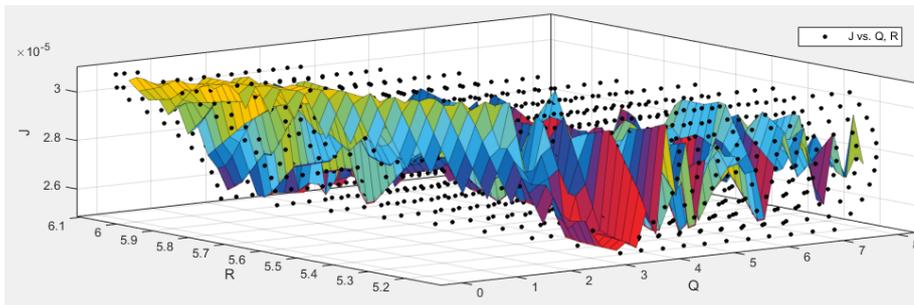


Рис. 8. Зависимость $(R_{a,var}, J_{var}) = f(Q_\Sigma)$
при $\beta = 11$

Fig. 8. Dependence
 $(R_{a,var}, J_{var}) = f(Q_\Sigma)$
at $\beta = 11$

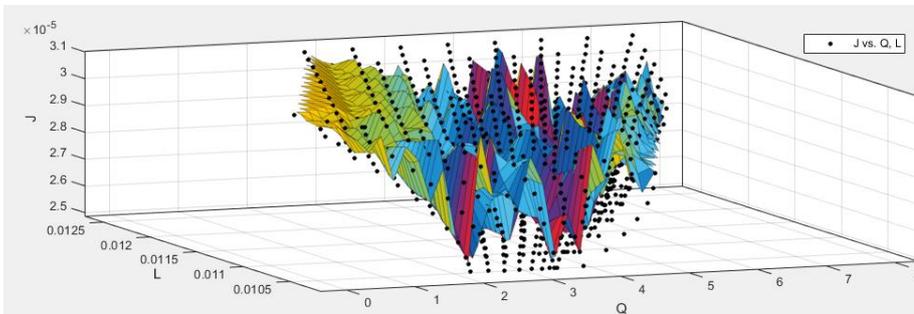


Рис. 9. Зависимость $(L_{a,var}, J_{var}) = f(Q_\Sigma)$
при $\beta = 11$

Fig. 9. Dependence
 $(L_{a,var}, J_{var}) = f(Q_\Sigma)$
at $\beta = 11$

Аналогичные расчеты были произведены при следующих заданных вариациях параметров:

$$R_{a,var} = f(R_a; 1, 05R_a; 1, 1R_a; 1, 15R_a; 1, 2R_a);$$

$$L_{a,var} = f(L_a; 1, 05L_a; 1, 1L_a; 1, 15L_a; 1, 2L_a);$$

$$J_{var} = f(J; 1, 05J; 1, 1J; 1, 15J; 1, 2J).$$

Полученные точечные χ -зависимости представлены на рисунке 10 – 12 соответственно.

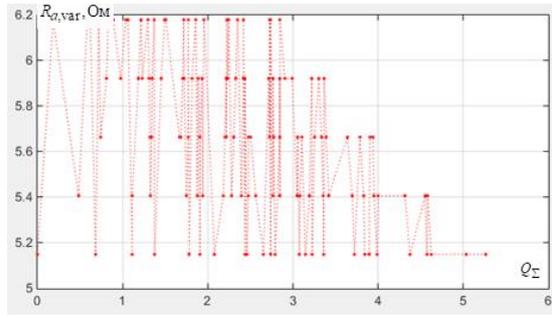


Рис. 10. Зависимость $R_{a,var} = f(Q_{\Sigma})$ при $\beta = 5$

Fig. 10. Dependence $R_{a,var} = f(Q_{\Sigma})$ at $\beta =$

5

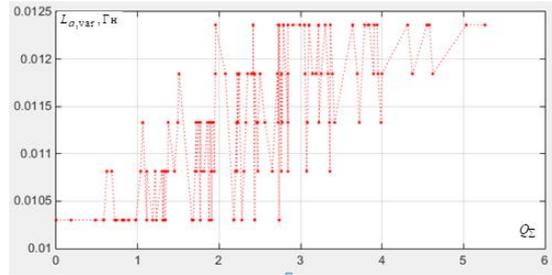


Рис. 11. Зависимость $L_{a,var} = f(Q_{\Sigma})$ при $\beta = 5$

Fig. 11. Dependence $L_{a,var} = f(Q_{\Sigma})$ at $\beta =$

5

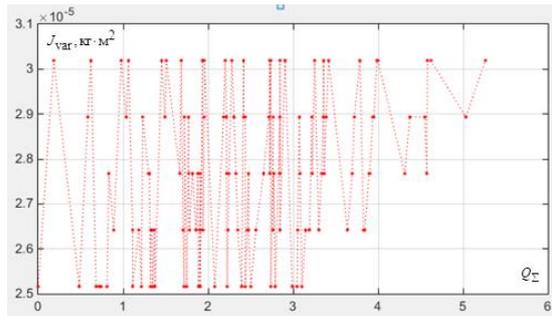


Рис. 12. Зависимость $J_{var} = f(Q_{\Sigma})$ при $\beta = 5$

Fig. 12. Dependence $J_{var} = f(Q_{\Sigma})$ at $\beta =$

5

Трёхмерные χ -зависимости для случая $\beta = 5$ с учетом всей совокупности контролируемых параметров на одном графике были построены следующим образом. Путем замены индуктивности и активного сопротивления якорной цепи электромагнитной постоянной времени $T_a = \frac{L_a}{R_a}$, получаем трехмерную зависимость $T_a, J = f(Q_{\Sigma})$, представленную на рисунке 13.

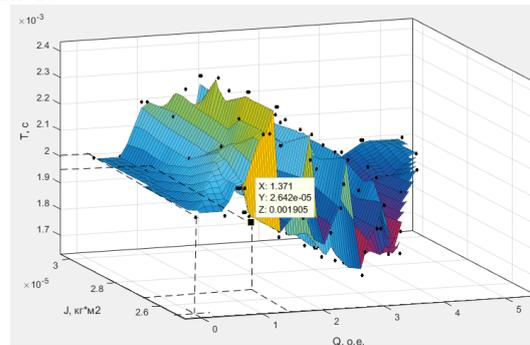


Рис. 13. Зависимость $T_a, J = f(Q_{\Sigma})$ при $\beta = 5$

Fig. 13. Dependence $T_a, J = f(Q_{\Sigma})$ at $\beta =$

5

На рис. 13 показаны узловые точки значений компонент Q -таблицы, а проекции этих точек на соответствующие оси X, Y, Z отражают численные значения обобщённого интегрального критерия Q по оси X и значения нестабильных параметров J и T по осям Y и Z соответственно. Так, например, значение $Q = 0$ соответствует номинальным параметрам ЭМП $T_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{0,0103}{5,15} = 0,002$ с, $J = 2,516 \cdot 10^{-5}$ кг·м². Вторая точка с координатами ($X = 1,371$; $Y = 2,642e-05$; $Z = 0,001905$) соответствует значению $Q = 1,371$ о.е. и нестабильным параметрам $T_a = 0,001905$ с, $J = 2,642 \cdot 10^{-5}$ кг·м²

Представление точечных χ -зависимостей на плоскости является предпочтительным с точки зрения практического применения и при реализации разработанного цифрового алгоритма контроля целесообразно применять именно двумерный способ представления.

В соответствии с алгоритмом контроля функционирования ЭМП, представленном на рис. 1 Simulink-модель системы автоматизированного контроля (см. рис. 3) дополняется подсистемами вычисления оценок нестабильных параметров при $\beta = 5$ и $\beta = 11$. Зависимости $R_{a,var} = f(Q_\Sigma)$, $L_{a,var} = f(Q_\Sigma)$, $J_{var} = f(Q_\Sigma)$ сформированы в данной Simulink-модели с помощью блоков одномерных интерполяционных таблиц 1-D Lookup Table. Соответствующие Simulink-модели подсистем, реализующих точечные χ -зависимости, показаны на рисунке 14.

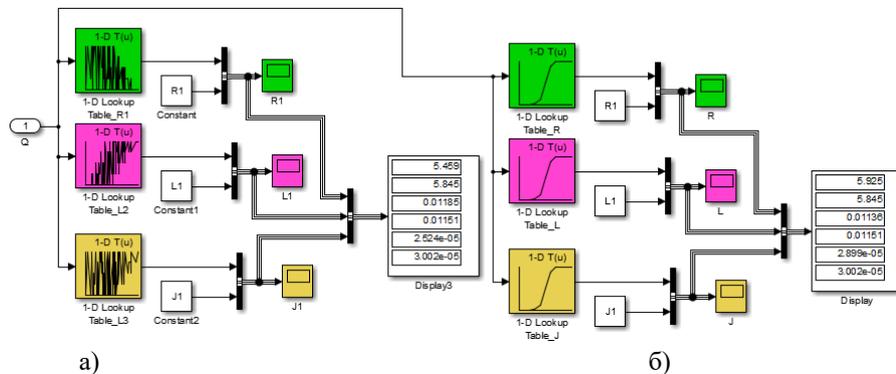


Рис. 14. Simulink-модель подсистем вычисления оценок параметров: а) $\beta = 5$; б) $\beta = 11$

Fig. 14. Simulink Model of Subsystems for Calculating Parameter Estimations: а) $\beta = 5$; б) $\beta = 11$

Моделирование проводилось при следующих детерминированно заданных значениях контролируемых нестабильных параметров:

$R=5.15$; $L=0.0103$; $J=2.516e-005$; $c=0.072$; $R1=1.135 \cdot R$; % 5.8453 $L1=1.117 \cdot L$; % 0.0115

$J1=1.193 \cdot J$; % 3.0016e-005

Графики, отражающие процесс оценки и, следовательно, контроля функционирования электромеханического преобразователя, представлены на рисунках. 15 – 17.

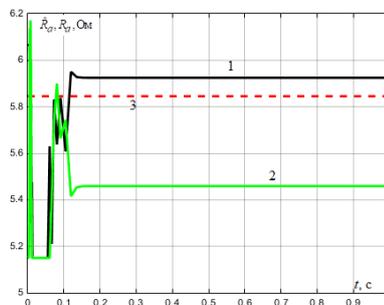


Рис. 15. Зависимости $\hat{R}_a = f(t)$: 1 – оценка активного сопротивления при $\beta = 11$; 2 – оценка активного сопротивления при $\beta = 5$; 3 – заданное значение активного сопротивления

Fig. 15. Dependencies $\hat{R}_a = f(t)$: 1 – active resistance evaluation at $\beta = 11$; 2 – active resistance evaluation at $\beta = 5$; 3 – active resistance set value

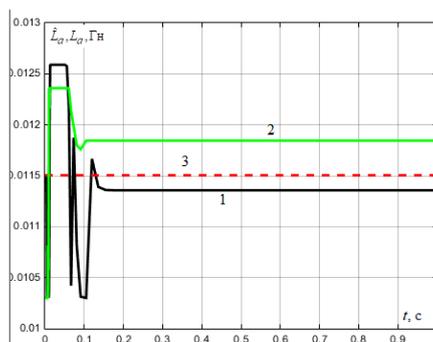


Рис. 16. Зависимости $\hat{L}_a = f(t)$: 1 – оценка индуктивности при $\beta = 11$; 2 – оценка индуктивности при $\beta = 5$; 3 – заданное значение индуктивности

Fig. 16. Dependencies $\hat{L}_a = f(t)$: 1 – inductance evaluation at $\beta = 11$; 2 – inductance evaluation at $\beta = 5$; 3 – inductance set value

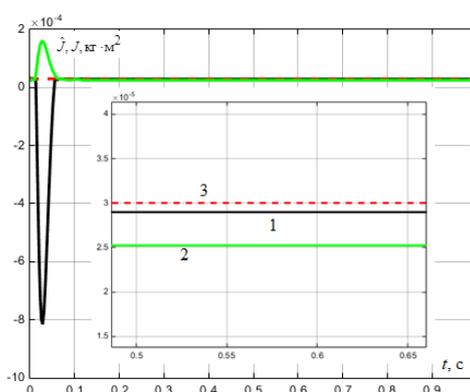


Рис. 17. Зависимости $\hat{J} = f(t)$: 1 – оценка момента инерции при $\beta = 11$; 2 – оценка момента инерции при $\beta = 5$; 3 – заданное значение момента инерции

Fig. 17. Dependencies $\hat{J} = f(t)$: 1 – moment of inertia estimate at $\beta = 11$; 2 – moment of inertia estimate at $\beta = 5$; 3 – moment of inertia set value

Из анализа полученных графиков следует, что процесс вычисления оценок нестабильных параметров электромеханического преобразователя постоянного тока не превышает 0,2 с. Установившиеся значения оценок составили, соответственно: при $\beta = 5$ $\hat{R}_a = 5,459$ Ом; $\hat{L}_a = 0,01185$ Гн; $\hat{J} = 2,524 \cdot 10^{-5}$ кг·м²; при $\beta = 11$ установившиеся значения оценок близки к заданным значениям нестабильных параметров и составляют $\hat{R}_a = 5,925$ Ом; $\hat{L}_a = 0,01136$ Гн; $\hat{J} = 2,899 \cdot 10^{-5}$ кг·м².

Относительные погрешности вычисления оценок контролируемых параметров составили, соответственно: при $\beta = 5$ $\delta_{R_a} = 6,6\%$; $\delta_{L_a} = 2,95\%$; $\delta_J = 15,92\%$; при $\beta = 11$ $\delta_{R_a} = 1,36\%$; $\delta_{L_a} = 1,21\%$; $\delta_J = 3,43\%$. Результаты проведенного исследования показали, что с уменьшением шага $\Delta\chi_i$ и увеличением коэффициента β точность оценки нестабильных параметров в заданном диапазоне изменения возрастает вследствие увеличения строк Q-таблицы и количества точек χ -зависимостей. В двух рассмотренных случаях уменьшение шага $\Delta\chi_i$ в 2,5 (при $\beta = 11$) раза не привело к существенному увеличению вычислительных мощностей и ресурсов оперативной памяти, что позволяет отдать предпочтение вычислению оценок параметров с большей точностью.

Выводы

В настоящей статье проведены разработка и исследование цифрового алгоритма контроля функционирования электромеханического преобразователя постоянного тока на основе процедуры автоматизированной оценки нестабильных параметров. Алгоритм реализован с применением градиентного метода вычисления обобщенного интегрального критерия с использованием эталонной модели объекта исследования и моделей чувствительности по контролируемым нестабильным параметрам: активному сопротивлению, индуктивности якорной цепи и моменту инерции. Рассчитанные эталонная

модель, модели чувствительности по контролируемым параметрам и результаты вычисления обобщённого интегрального критерия реализованы в дискретной форме на основе метода непосредственного программирования с применением билинейного преобразования. Получены точечные χ -зависимости с различной степенью точности, отражающие влияние вариаций компонентов вектора нестабильных параметров χ в заданном диапазоне на величину обобщённого интегрального критерия Q , который, в свою очередь, позволяет оценить значения изменившихся в процессе эксплуатации нестабильных параметров электромеханического преобразователя. Приведены различные формы представления зависимостей $f\left\{Q\left[\varepsilon^*(\chi)\right]\right\}$ с возможностью замены контролируемых параметров эквивалентными величинами на примере использования электромагнитной постоянной времени, отражающей изменения значений активного сопротивления и индуктивности якорной цепи машины постоянного тока. Показаны преимущества использования точечных χ -зависимостей на плоскости и соответствующих двумерных массивов данных по сравнению с пространственными $(r+1)$ -гиперпараллелепипедами и $(r+1)$ -мерными Q -таблицами. Приведенный в работе цифровой алгоритм контроля функционирования электромеханических преобразователей постоянного тока может быть реализован средствами микропроцессорной техники с применением соответствующего программного кода, что позволит оценить значения параметров объектов исследования в процессе эксплуатации и на этапе послеремонтных испытаний.

Литература

1. Saushev A., Antonenko S., Lakhmenev A., Monahov A. Parametric identification of electric drives based on performance limits // *Advances in intelligent systems and computing*. 2020. Т. 982. С. 448-458.
2. Malev N.A., Mukhametshin A.I., Pogoditsky O.V., et al. Method of analysis and monitoring of the electromechanical converters parameters based on a linear integral criterion using sensitivity models. *International Scientific and Technical Conference Smart Energy Systems 2019 (SES-2019)*. V. 124.
3. Саушев А.В., Бова Е.В., Гаспарян К.К. Метод контроля состояния электротехнических систем по измеряемым характеристикам в режиме тестового диагностирования // *Вестник государственного университета морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова*. 2016. № 6 (40). С. 169-184.
4. Хиен Ву Ань, Ягодкина Т.В. Синтез инвариантной системы адаптивного модального управления на базе следящей системы // *Фундаментальные исследования*. 2016. № 6-1. С. 52-57.
5. Малёв Н.А., Погодицкий О.В. Статистический анализ динамических характеристик асинхронного электромеханического преобразователя с изменяющимися параметрами. *Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики*. 2019. № 21(1-2). С. 120-130.
6. Малёв Н.А., Погодицкий О.В., Любарчук Ф.Н. Анализ вариаций параметров асинхронного электромеханического преобразователя по линейному интегральному критерию с применением эталонной модели // *Вестник КГЭУ*. 2019. №1. С. 60-67.
7. Guzman J. L., Hagglund T., Veronesi M., et al. Performance indices for feed-forward control // *Journal of Process Control*. 2015. № 26. P. 26-34.
8. Гарькина И.А., Данилов А.М., Тюкалов Д.Е. Сложные системы: идентификация динамических характеристик, возмущений и помех // *Современные проблемы науки и образования*. 2015. № 1. Ч. 1. С. 88.
9. Cao C. and Ren W. Distributed coordinated tracking with reduced interaction via a variable structure approach // *IEEE Trans. Automatic Control*. 2012. № 57(1). P. 33-38.
10. Полюга Н.Л., Ростов Н.В. Анализ динамики адаптивных следящих приводов манипуляционного робота: сб. науч. труд. // *Материалы студ. науч. конференции «Информатика и Кибернетика» (ComCon-2016)*. СПб.: Изд-во политехнического ун-та., 2016. С. 123-126.
11. Утешев А.Ю., Тамасян Г.Ш. К задаче полиномиального интерполирования с кратными узлами // *Вестник Санкт-Петербург. ун-та. Прикладная математика. Информатика. Процессы управления*. 2010. №3. С. 76-85.
12. Тараник В.А. Применение «интерполяционного многочлена Лагранжа» для функций со многими переменными // *Science Rise*. 2015. № 8. С. 69-76.
13. Егоршин А.О. Об отслеживании параметров экстремума в вариационной задаче идентификации // *Вестник НГУ. Серия: Математика, механика, информатика*. 2011. Т. 11, вып. 3. С. 95-114.

14. Forni F., Galeani S., and Zaccarian L. Model recovery anti-windup for continuous-time rate and magnitude saturated linear plants. *IEEE Trans. Automatic Control*. 2012. № 48(8). pp.1502–1513.
15. Pigg S. and Bodson M. Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances acting on unknown plants // *Control Systems Technology, IEEE Transaction*. 2010. № 18(4). pp.822-836.
16. Черный С. Г. Моделирование управления процессами в сложных системах при недетерминированных возмущающих воздействиях // *Автоматизация процессов управления*. 2016. № 1 (43). С. 37-46.
17. Малёв Н.А., Погодицкий О.В., Малацион А.С. Метод формирования Q -таблиц для автоматизированного контроля параметров электромеханических преобразователей с применением линейного интегрального критерия. *Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики*. 2020. № 22(2). С. 86-97.
18. Крейнделин В.Б., Григорьева Е.Д. Развитие метода билинейного преобразования для синтеза цифровых фильтров. *Материалы МНТК «INTERMATIC-2017» Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*. 20–24 ноября 2017 г. Москва. В сборнике: Информационные технологии и телекоммуникации. С. 1183–1185.
19. Зиятдинов С. И., Аграновский А. В., Осипов Л. А. Синтез комплексного фильтра с заданной передаточной функцией // *Изв. вузов. Приборостроение*. 2016. Т. 59. № 7. С. 542–546.
20. Afanasiev A.P., Sokolov A.V., Voloshinov V.V. Inverse Problem in the Modeling on the Basis of Regularization and Distributed Computing in the Everest Environment in Data Analytics and Management in Data Intensive Domains: Collection of Scientific Papers of the XIX International Conference DAMDID / RCDL'2017 (October 10–13, 2017, Moscow, Russia). Eds. L. A. Kalinichenko, etc. Moscow: FRC CSC RAS, с. 132-140, (2017).
21. Kim, S., Overbye, T. J. Mixed transient stability analysis using AC and DC models. *IEEE Trans. Power Syst.*, Vol. 31, No. 2, pp. 942–948, March 2016.
22. Larsson C.A., Annergren M., Hjalmarsson H., et al. Model predictive control with integrated experiment design for output error systems, in: *Proceedings of European Control Conference, Zurich, Switzerland, 2013*, pp. 3790-3795.

Авторы публикации

Малёв Николай Анатольевич – доцент кафедры Приборостроение и мехатроника, Казанский государственный энергетический университет.

Погодицкий Олег Владиславович – канд. техн. наук, доцент кафедры Приборостроение и мехатроника, Казанский государственный энергетический университет.

Козелков Олег Владимирович – канд. техн. наук, заведующий кафедрой Приборостроение и мехатроника, Казанский государственный энергетический университет.

Малацион Алексей Сергеевич – канд. техн. наук, начальник отдела автоматизации ООО «Стэк Мастер»

References

1. Saushev A, Antonenko S, Lakhmenev A, et al. Parametric identification of electric drives based on performance limits. *Advances in intelligent systems and computing*. 2020;982:448-458.
2. Malev NA, Mukhametshin AI, Pogoditsky OV, et al. *Method of analysis and monitoring of the electromechanical converters parameters based on a linear integral criterion using sensitivity models*. International Scientific and Technical Conference Smart Energy Systems 2019 (SES-2019), V. 124.: Available at <https://doi.org/10.1051/e3sconf/201912402005>.
3. Saushev AV, Bova EV, Gasparyan KK. Method of monitoring the state of electrical systems by the measured characteristics in the test diagnostics model. *Bulletin of the State University of Marine and River Fleet named after admiral S.O. Makarov*. 2016;6 (40):169-184.
4. Hien Wu An, Yagodkina T.V. Synthesis of an invariant system of adaptive modal control on the basis of a tracking system. *Fundamental research*. 2016;6-1:52-57.
5. Malev NA, Pogoditsky OV. *Statistical analysis of dynamic characteristics asynchronous electric motor with changing load parameters*. Proceedings of the higher educational institutions. Energy sector problems. 2019;21(1-2): 120-130.

6. Malev NA, Pogoditsky OV, Lyubarchuk FN. Analysis of changes in the parameters of an asynchronous motor by a linear integral criterion using a reference model. *Bulletin of KSPEU*. 2019;1:60-67.
7. Guzman JL, Hagglund T, Veronesi M, et al. Performance indices for feed-forward control. *Journal of Process Control*. 2015;26:26-34.
8. Garkina IA, Danilov AM, Tyukalov DE. Complex systems: identification of dynamic characteristics, disturbances and interferences. *Modern problems of science and education*. 2015;1(1):88.
9. Cao C. and Ren W. *Distributed coordinated tracking with reduced interaction via a variable structure approach*. IEEE Trans. Automatic Control. 2012;57(1):33–38.
10. Polyuga NL, Rostov NV. *Analysis of the dynamics of adaptive servo drives of manipulation robot: collection of scientific papers*. Materials conference «Informatics and Cybernetics» (ComCon-2016). SPb.: Publishing house of the Polytechnic University. 2016. P. 123-126.
11. Uteshev AYu, Tamasyan GSh. On the problem of polynomial interpolation with multiple nodes. *Bulletin St. Petersburg university. Applied Mathematics. Computer science. Management processes*. 2010;3:76-85.
12. Taranik VA. Application of Lagrange interpolation polynomial for functions with many variables. *Science Rise*. 2015;8:69-76.
13. Egorshin AO. On tracking the parameters of an extremum in a variational identification problem. *Bulletin NSU. Series: Mathematics, Mechanics, Informatics*. 2011;11(3):95-114.
14. Forni F, Galeani S, and Zaccarian L. *Model recovery anti-windup for continuous-time rate and magnitude saturated linear plants*. IEEE Trans. Automatic Control. 2012;48(8):1502–1513.
15. Pigg S and Bodson M. Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances acting on unknown plants. *Control Systems Technology*. IEEE Transaction. 2010;18(4):822-836.
16. Cherny SG. Modeling of process control in complex systems with non-deterministic disturbing influences. *Automation of control processes*. 2016;1 (43):37-46.
17. Malev NA, Pogoditsky OV, Malacion AS. Q-tables formation method for automated monitoring of electromechanical converters parameters with application of linear integral criterion. *Power engineering: research, equipment, technology*. 2020;22(2):86-97.
18. Kreindelin VB, Grigoryeva ED. *Development of the bilinear conversion method for the synthesis of digital filters*. Materials of ISTC «INTERMATIC-2017». Fundamental Problems of Radioelectronic Instrument Making. November 20–24, 2017 Moscow. In the collection: Information Technologies and Telecommunications. P. 1183–1185.
19. Ziatdinov SI, Agranovsky AV, Osipov LA. Synthesis of a complex filter with specified transfer function. *Instrumentation*. 2016;59(7):542–546.
20. Afanasiev AP, Sokolov AV, Voloshinov VV. Inverse Problem in the Modeling on the Basis of Regularization and Distributed Computing in the Everest Environment in Data Analytics and Management in Data Intensive Domains: Collection of Scientific Papers of the XIX International Conference DAMDID / RCDL'2017 (October 10–13, 2017, Moscow, Russia). Eds. L. A. Kalinichenko, etc. Moscow: FRC CSC RAS, c. 132-140, (2017).
21. Kim, S., Overbye, TJ. Mixed transient stability analysis using AC and DC models. IEEE Trans. Power Syst. 2016;31(2):942–948.
22. Larsson CA, Annergren M, Hjalmarsson H. *Model predictive control with integrated experiment design for output error systems* in: Proceedings of European Control Conference, Zurich, Switzerland. 2013. pp. 3790-3795.

Authors of the publication

Nikolai A. Malev – Kazan State Power Engineering University.

Oleg V. Pogoditsky – Kazan State Power Engineering University.

Oleg V. Kozelkov – Kazan State Power Engineering University

Malacion S. Alexey – Head of Automation Department «Stack Master» LLC.

Получено

14.02.2022г.

Отредактировано

28.02.2022г.

Принята

10.03.2022г.