УДК 621.316.717

Линеаризация характеристики дискретного регулятора с программируемой временной вариацией кода

В.В. Юдин, А.А. Кириллов, А.В. Юдин
ФГБОУВПО «Рыбинский государственный авиационный технический университет имени П.А. Соловьева»,
г. Рыбинск, Российская Федерация
E-mail: JudinAV@mail.ru

Авторское резюме

Состояние вопроса: Регуляторы переменного напряжения, применяемые в настоящее время в промышленных электротермических установках, должны удовлетворять требованиям электромагнитной совместимости, а также обладать высокими точностными характеристиками. Регуляторы на основе дискретно регулируемых трансформаторов обладают хорошими показателями по электромагнитной совместимости, но для повышения точностных характеристик требуется применять дополнительные меры компенсации погрешностей, вызванных производственными погрешностями обмоток трансформатора. В связи с этим необходимо определить функцию коррекции кода управления.

Материалы и методы: В основу анализа положена математическая модель эквивалентного коэффициента трансформации при изменении фазы переключения силового ключа. Корректирующая функция преобразования кодов получена на основании критерия минимума квадратичного отклонения регулировочной характеристики от эталона.

Результаты: Получено расчетное соотношение для корректирующего кода, обеспечивающего линеаризацию регулировочной характеристики регулятора переменного напряжения.

Выводы: Использование полученных результатов способствует разработке новых классов прецизионных регуляторов переменного напряжения с высокими энергетическими показателями и низким уровнем искажений.

Ключевые слова: регулятор переменного напряжения, коррекция кода управления, линеаризация регулировочной характеристики, электромагнитная совместимость, критерий минимума квадратичного отклонения.

Linearization of the characteristics of discrete regulators with programmable code time variation

V.V. Yudin, A.A. Kirillov, A.V. Yudin
Rybinsk State Aviation Technical University, Rybinsk, Russian Federation
E-mail: JudinAV@mail.ru

Abstract

Background: AC regulators currently used in industrial electrothermal plants must meet the requirements of electromagnetic compatibility and have high precision characteristics. Regulators based on discrete variable transformers (Discrete VARIAC) have good electromagnetic compatibility, but their accuracy should be improved by additional compensation of errors caused by manufacturing faults of transformer windings, which makes it urgent to determine the control code correction function.

Materials and Methods: The analysis was based on a mathematical model of equivalent transformation ratio in case of power key switching phase change. The code conversion correction function was obtained based on the criterion of minimum square-deviation of the regulation characteristic from the standard.

Results: A design ratio of correcting code, ensuring linearization of regulating characteristics of the AC regulator, has been calculated.

Conclusions: Application of the obtained results facilitates the development of new classes of precision AC regulators with high energy performance and low distortion.

Key words: AC regulator, control code correction, regulating characteristic linearization, electromagnet compatibility, criterion of minimum square deviation.

DOI: 10.17588/2072-2672.2015.3.052-057

Регуляторы переменного напряжения, применяемые в настоящее время в промышленных электротермических установках, должны обладать высокими точностными характеристиками. При этом они работают в комплексе со сложными управляющими системами. Подобное оборудование (контрольно-измерительное лабораторное оборудование, средства управления

технологическими процессами и защиты, вычислительные средства и т. д.) наиболее восприимчиво к кондуктивным электромагнитным помехам в питающей сети [1].

Регуляторы переменного напряжения на основе дискретно регулируемых трансформаторов (ДРТ) обладают рядом особенностей, делающих перспективным их применение в

различных областях техники [2–4]. Они имеют хорошие энергетические характеристики и низкий уровень искажений синусоидальности кривой напряжения. Кроме того, благодаря использованию цифровых методов управления они дают возможность реализации сложных алгоритмов управления параметрами технологических процессов.

Однако разброс параметров ключей [5], а также производственные погрешности обмоток трансформатора приводят к нарушению линейности регулировочной характеристики, что особенно заметно при осуществлении прецизионного регулирования [6].

Нами разработан метод линейаризации регулировочной характеристики дискретного регулятора, основанный на использовании специального режима управления.

Для пояснения сущности метода рассмотрим ДРТ, коэффициент трансформации которого задан зависимостью фиксированных значений $K \in k_1, k_2, \dots, k_N$ на множестве

$Z_1, Z_2, \dots, Z_N$ двоичных управляющих p -разрядных кодов $Z = [z_1 \ z_2 \ \dots \ z_p]$. При этом будем считать, что элементы множества K упорядочены по возрастанию, т.е. $\forall_{j \in [1, N-1]} k_{j+1} > k_j$.

Регулировочная характеристика такого ДРТ может быть описана дискретной функцией $k_j = k[d(Z_j)]$ на множестве целых чисел z , где $d(Z_j)$ – функция преобразования двоичного кода Z_j в его числовой эквивалент:

$$d(Z_j) = \sum_{k=1}^p 2^{k-1} z_{jk}.$$

Графической интерпретацией данного описания на примере ДРТ с четырьмя уровнями коэффициентов трансформации (для $N = 4$) может служить совокупность точек на плоскости Ozk (рис. 1).

Рис. 1. Регулировочная характеристика ДРТ с четырьмя уровнями коэффициентов трансформации

Предлагается для управления ДРТ использовать принцип временной вариации кода (ВВК), суть которого состоит в следующем. Используется сформированная из $Z_1, Z_2, \dots, Z_N$ совокупность периодически изменяющихся во времени кодов $V_j(t)$, образованных посредством переключения в каждом i -м периоде двух смежных значений Z_j и Z_{j+1} по следующему алгоритму:

$$V_j(t) = \begin{cases} Z_{j+1} & i\theta \leq t \leq i\theta + t_j, \\ Z_j & i\theta + t_j < t < (i+1)\theta, \end{cases} \quad (1)$$

где $j = 0, 1, N-1$; θ – период вариации; t_j – момент переключения ДРТ с $(j+1)$ -го на j -й уровень, при этом $\forall_j 0 \leq t_j \leq \theta$.

Под действием управляющих кодов происходит изменение коэффициента трансформации ДРТ:

$$k(t) = \begin{cases} k_{j+1} & i\theta \leq t \leq i\theta + t_j, \\ k_j & i\theta + t_j < t < (i+1)\theta. \end{cases} \quad (2)$$

При этом предельным значениям моментов переключения $t_j = 0$ и $t_j = \theta$ соответствует отсутствие переключения, а их промежуточным значениям $0 < t_j < \theta$ – периодическое переключение с высокого уровня k_{j+1} на низкий уровень k_j .

Перейдя к безразмерному параметру – фазе $\lambda = t/\theta$, для произвольного i -го периода регулирования получим

$$k(\lambda) = \begin{cases} k_{j+1} & 0 \leq \lambda \leq \lambda_j, \\ k_j & \lambda_j < \lambda < 1, \end{cases} \quad (3)$$

где $\lambda_j = t_j/\theta$ – фаза переключения ДРТ.

Из (3) следует, что при нулевой и единичной фазах переключение ДРТ не производится и его коэффициент трансформации остается фиксированным в течение всего периода: $k(0) = k_{j+1}$ и $k(1) = k_j$. При других значениях фазы ($0 < \lambda_j < 1$) в момент времени, соответствующий фазе, происходит переключение коэффициента трансформации с уровня $k(0) = k_{j+1}$ на уровень $k(1) = k_j$ (рис. 2, где изображены три варианта зависимостей $k(t)$, соответствующих различным фазам).

Рис. 2. Зависимости $k(t)$ для различных фаз переключения

Переключение ДРТ в процессе регулирования изменяет форму его выходного напряжения. В том случае, если ДРТ подключен к источнику гармонической ЭДС

$$e(t) = E_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right),$$

где E_m – амплитуда, а T – ее период, выходное напряжение $u(t)$ будет представлять собой модулированный сигнал:

$$u_j(t) = e(t)k_j(t) = \begin{cases} k_{j+1}E_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right), & i\theta < t \leq i\theta + t_j, \\ k_jE_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right), & i\theta + t_j \leq t \leq (i+1)\theta. \end{cases} \quad (4)$$

Действующее значение U_j этого напряжения в общем случае зависит от уровней коэффициентов трансформации k_j , k_{j+1} и фазы переключения λ_j :

$$U_j^2 = \frac{1}{\theta} \int_0^\theta u^2(t) dt = \frac{1}{\theta} \left[k_{j+1}^2 \int_0^{\lambda_j} e^2(t) dt + k_j^2 \int_{\lambda_j}^\theta e^2(t) dt \right]. \quad (5)$$

В частном случае, когда период вариации в целое число раз M превышает полупериод сети, т.е. $\theta = MT/2$, а регулирование осуществляют посредством изменения числа полуволн разного уровня сетевого напряжения в периоде, для выходного напряжения в произвольный i -й полупериод имеем

$$u_j(t) = E_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right) \begin{cases} k_{j+1}, & 0 < t \leq m_j \frac{T}{2}, \\ k_j, & m_j \frac{T}{2} \leq t \leq M \frac{T}{2}, \end{cases} \quad (6)$$

где $m_j = \lambda_j M$ – фазы переключения, принимающие лишь целочисленные значения $m_j \in \{0, 1, 2, \dots, M\}$.

Для действующего значения напряжения при этом получим

$$U_j^2 = E^2 \frac{k_j^2 M + (k_{j+1}^2 - k_j^2) m_j}{M}, \quad (7)$$

где $E^2 = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e^2(t) dt$ – действующее значение ЭДС.

Из (7) следует, что ДРТ с временной вариацией кода можно рассматривать как некоторый регулятор с фиксированными уровнями коэффициента трансформации $K_S \in k_{S1}, k_{S2}, \dots, k_{SN}$, числовые значения которых, исходя из условия равенства действующих значений

$$E^2 \frac{k_j^2 M + (k_{j+1}^2 - k_j^2) m_j}{M} = E^2 k_{Sj}^2, \quad (8)$$

могут быть определены с помощью соотношения

$$k_{Sj} = \sqrt{k_j^2 + \lambda_j (k_{j+1}^2 - k_j^2)}. \quad (9)$$

На рис. 3 изображена диаграмма изменения выходного напряжения, соответствующая регулированию для случая, когда $M = 8$, $m_j = 5$, а также диаграммы изменения коэффициента трансформации ДРТ в процессе его регулирования $k(t)$ и значения коэффициента трансформации k_{Sj} , эквивалентного ДРТ.

Рис. 3. Диаграммы изменения выходного напряжения и коэффициентов трансформации ДРТ

Из (9) следует

$$k_{Sj} \Big|_{\lambda_j=0} = k_j, \quad k_{Sj} \Big|_{\lambda_j=1} = k_{j+1}. \quad (10)$$

Это означает, что посредством изменения фазы λ_j в диапазоне $[0, 1]$ можно установить любое значение k_{Sj} из интервала $[k_j, k_{j+1}]$. Представим зависимость (9) в виде поверхности

$$\gamma_{Sj} = \gamma(\lambda, \xi) = \sqrt{1 + \lambda_j (\xi_j^2 - 1)}, \quad (11)$$

где $\gamma_{Sj} = \frac{k_{Sj}}{k_j}$ и $\xi_j = \frac{k_{j+1}}{k_j}$.

Результаты расчетов по (11) для диапазона значений $\lambda \in [0, 1]$, $\xi \in [0, 5]$ показаны на рис. 4.

Рис. 4. Зависимость $\gamma(\lambda, \xi)$

Анализ полученных результатов (рис. 4) показывает, что зависимость уровня эквивалентного коэффициента трансформации от фазы переключения ДРТ при больших значениях

параметра ξ является нелинейной. Однако при выполнении условия $\xi \approx 1$, что соответствует примерно равенству значений коэффициентов трансформации на смежных уровнях $k_j \approx k_{j+1}$, эту зависимость с достаточной степенью точности можно считать линейной.

Действительно, положив разницу между коэффициентами трансформации $\Delta k_j = k_{j+1} - k_j$ малой величиной по сравнению с k_j , для параметра ξ получим

$$\xi_j = \frac{k_j + \Delta k_{j+1}}{k_j} = 1 + \frac{\Delta k_{j+1}}{k_j}.$$

С учетом приближенного соотношения

$$\xi_j^2 = 1 + 2 \frac{\Delta k_{j+1}}{k_j}$$

из (11) получим следующую линейную зависимость:

$$\gamma_{Sj} \approx 1 + 2 \frac{\Delta k_{j+1}}{k_j} \lambda_j.$$

Для управления моментом переключения ДРТ используют дополнительный внутренний корректирующий код $Y = y_1 y_2 \dots y_n$, сформированный из кода Z . Функция преобразования кодов $Y_j = \psi(Z_j)$ определяется исходя из необходимости выполнения специальных требований: граничных условий и условий линеаризации.

Граничные условия определяются соотношениями (10), соответствующими режимам работы ДРТ без переключения. Они имеют вид $\lambda([0 \dots 0 0]) = 0$ и $\lambda([1 \dots 1 1]) = \theta$. Первому условию соответствует работа ДРТ с постоянным коэффициентом трансформации на уровне k_{j+1} , а второму – на уровне k_j . В декартовой системе координат Ozk граничным условиям соответствуют две совокупности точек: точки $L_1(z_1, k_1), L_2(z_2, k_2), \dots, L_n(z_n, k_n)$ нижних граничных уровней и точки $V_1(z_1, k_2), V_2(z_2, k_3), \dots, V_{n-1}(z_{n-1}, k_n)$ верхних граничных уровней (рис. 5).

Рис. 5. Граничные условия для ДРТ с временной вариацией кода (для $n = 4$)

Условия линеаризации определяют характер и особенности зависимости эквивалентного коэффициента трансформации от фазы переключения ДРТ. Как следует из (9), соответствующим выбором фаз переключения

$$\lambda_j = \frac{k_{Sj}^2 - k_j^2}{k_{j+1}^2 - k_j^2} \quad (12)$$

можно исходной регулировочной характеристике ДРТ $k(z)$ поставить в соответствие характеристику $k_S(z)$ регулятора с ВВК. Для этого достаточно на каждом уровне регулирования обеспечить переключение ДРТ в момент времени, отвечающий условию

$$\lambda_j = \frac{k_S^2(Z_j) - k^2(Z_j)}{k^2(Z_{j+1}) - k^2(Z_j)}. \quad (13)$$

Для ранее рассмотренного случая, когда регулирование осуществляется посредством изменения числа полуволн сетевого напряжения, согласно (6) можно сформулировать требования к корректирующему числовому коду $d(Y_j)$:

$$\lambda_j = \frac{m_j}{M} = d(Y_j). \quad (14)$$

В соответствии с (13) и (14) могут быть получены условия для определения функции преобразования кодов, обеспечивающие линейность регулировочной характеристики:

$$d(Y_j) = \frac{k_S^2(Z_j) - k^2(Z_j)}{k^2(Z_{j+1}) - k^2(Z_j)}. \quad (15)$$

Следует отметить, что решение поставленной задачи линеаризации регулировочной характеристики не является однозначным. Действительно, для каждого фиксированного значения кода Z_j за счет изменения значения фазы переключения λ_j коэффициент трансформации регулятора с ВВК можно изменять в диапазоне $k_{Sj} \in [k_j, k_{j+1}]$. Соответствующим выбором фаз λ_j можно сформировать требуемую зависимость $k_S(z)$ в области регулировочных характеристик, представляющей собой контур G , ограниченный совокупностью точек

$$z_1, k_1, z_2, k_2, \dots, z_{N-1}, k_{N-1}, z_N, k_N, z_{N-1}, k_N, z_{N-2}, k_{N-1}, \dots, z_2, k_3, z_1, k_2, z_1, k_1 \quad (\text{рис. 6}).$$

Линейные зависимости, представляющие собой прямые линии в координатах Ozk , могут быть размещены по-разному в контуре G . В общем случае линейная зависимость имеет вид

$$k_S(z) = \alpha z + \beta, \quad (16)$$

где α, β – параметры, числовые значения которых определяются исходя из дополнительных требований.

Рис. 6. Область регулировочных характеристик и аппроксимирующая функция

Воспользуемся критерием минимума квадратичного отклонения [7] регулировочной характеристики от точек контура, имеющим вид

$$S = \sum_{j=1}^{N-1} [(\alpha z_j + \beta) - k_{S,j}]^2 + \sum_{j=1}^{N-1} [(\alpha z_j + \beta) - k_{S,j+1}]^2 = \min. \quad (17)$$

Этому критерию отвечает прямая линия с параметрами, удовлетворяющими следующим условиям:

$$\begin{aligned} \frac{\partial S}{\partial \alpha} &= 2 \sum_{j=1}^{N-1} [\alpha z_j + \beta - k_{S,j}] \cdot z_j + \\ &+ 2 \sum_{j=1}^{N-1} [\alpha z_j + \beta - k_{S,j+1}] \cdot z_j = 0; \\ \frac{\partial S}{\partial \beta} &= 2 \sum_{j=1}^{N-1} [\alpha z_j + \beta - k_{S,j}] + \\ &+ 2 \sum_{j=1}^{N-1} [\alpha z_j + \beta - k_{S,j+1}] = 0. \end{aligned}$$

После раскрытия скобок получим систему уравнений:

$$\begin{aligned} \alpha \sum_{j=1}^{N-1} z_j^2 + \beta \sum_{j=1}^{N-1} z_j - \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j} z_j + \alpha \sum_{j=1}^{N-1} z_j^2 + \\ + \beta \sum_{j=1}^{N-1} z_j - \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j+1} z_j = 0; \\ \alpha \sum_{j=1}^{N-1} z_j + N-1 \beta - \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j} + \alpha \sum_{j=1}^{N-1} z_j + \\ + N-1 \beta - \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j+1} = 0. \end{aligned}$$

Перегруппировка слагаемых позволяет перейти к системе, содержащей параметры линии в левой части уравнения системы:

$$\begin{aligned} 2\alpha \sum_{j=1}^{N-1} z_j^2 + 2\beta \sum_{j=1}^{N-1} z_j &= \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j} z_j + \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j+1} z_j; \\ 2\alpha \sum_{j=1}^{N-1} z_j + 2(N-1)\beta &= \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j} + \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j+1}. \end{aligned}$$

Окончательно выражение (17) примет следующий вид:

$$\begin{aligned} 2\alpha \sum_{j=1}^{N-1} z_j^2 + 2\beta \sum_{j=1}^{N-1} z_j &= \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j} + k_{S,j+1} z_j; \\ 2\alpha \sum_{j=1}^{N-1} z_j + 2\beta(N-1) &= \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j} + k_{S,j+1}. \end{aligned} \quad (18)$$

Решение системы (18) может быть найдено через определители

$$\alpha = \frac{\Delta_\alpha}{\Delta}, \quad \beta = \frac{\Delta_\beta}{\Delta}, \quad (19)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta &= \begin{vmatrix} 2 \sum_{j=1}^{N-1} z_j^2 & 2 \sum_{j=1}^{N-1} z_j \\ 2 \sum_{j=1}^{N-1} z_j & 2(N-1) \end{vmatrix}; \\ \Delta_\alpha &= \begin{vmatrix} \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j} + k_{S,j+1} z_j & 2 \sum_{j=1}^{N-1} z_j \\ \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j} + k_{S,j+1} & 2(N-1) \end{vmatrix}; \\ \Delta_\beta &= \begin{vmatrix} 2 \sum_{j=1}^{N-1} z_j^2 & \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j} + k_{S,j+1} z_j \\ 2 \sum_{j=1}^{N-1} z_j & \sum_{j=1}^{N-1} k_{S,j} + k_{S,j+1} \end{vmatrix}. \end{aligned}$$

При практической реализации регулятора с программируемой временной вариацией кода управления погрешность регулировочной характеристики $k_S(z)$ определяется шагом квантования Δk_S . Относительная погрешность в наихудшем случае составит

$$\delta = \frac{\Delta k_S}{k_{\min}}.$$

Величина ее не должна превышать некоторого допустимого значения $\delta \leq \delta_{\text{доп}}$, что достигается выбором разрядности n компенсирующего кода, т. е.

$$\frac{\Delta k_S}{k_{\min}} \leq 2^{-n}.$$

Из этого следует

$$n = \log_2 \left(\frac{k_{\min}}{\Delta k_S} \right).$$

С учетом того, что минимальная дискрета регулирования по времени составляет половину периода сетевого напряжения T , полная длительность периода регулирования должна составлять

$$M = T \cdot 2^{\log_2 \left(\frac{k_{\min}}{\Delta k_S} \right) - 1}.$$

Возможная структура регулятора, позволяющая реализовать программированное время-вариантное регулирование, приведена на рис. 7.

Код управления Z_j определяет коэффициент трансформации k_j . Аналогично, полученный после инкрементации (Incr) код Z_{j+1} определяет коэффициент k_{j+1} .

На основании значений этих коэффициентов, а также полученных по (19) коэффициентов аппроксимации α и β по (15) производится расчет корректирующего кода $d(Y_j)$.

Рис. 7. Структура регулятора

Этот код с помощью схемы селектора (Selector) раскладывается в две управляющие последовательности, обеспечивающие проводящее состояние ключа SW_j в течение m полупериодов сетевого напряжения и проводящее состояние ключа SW_{j+1} в течение $M-m$ полупериодов сетевого напряжения.

Список литературы

1. К вопросу о влиянии кондуктивных помех на электроприемники, элементы систем электроснабжения, управления и защиты / Г.Я. Вагин, А.Б. Лоскутов, А.А. Севостьянов и др. // Промышленная энергетика. – 2012. – № 5. – С. 27–31.

2. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – Киев: Наукова думка, 1983. – 216 с.

3. Миловзоров В.П., Мусолин А.К. Дискретные стабилизаторы и формирователи напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 248 с.

4. Юдин В.В., Иристу Й.А. Цифровой регулятор мощности с равномерной энергопередачей // Вестник РГАТА им. П.А. Соловьева. – 2008. – № 2(14). – С. 130–134.

5. Анализ процессов одновременной коммутации тиристорных мостов в преобразователях с многообмоточными трансформаторами / М.А. Новиков, Д.И. Панфилов, Т.В. Ремизевич, П.А. Рашитов // Электричество. – 2013. – № 6. – С. 29–35.

6. Юдин А.В. Моделирование прецизионных регуляторов переменного напряжения с учетом параметров коммутационных структур // Справочник. Инженерный журнал. – М.: Изд-во «Машиностроение». – 2009. – № 8.

7. Мещеряков В.В. Задачи по статистике и регрессионному анализу с MATLAB; под ред. О.А. Голубева. – М.: Диалог-МИФИ, 2009. – 448 с.

References

1. Vagin, G.Ya., Loskutov, A.B., Sevost'yanov, A.A. K voprosu o vliyaniy konduktivnykh pomekh na elektropriemniki, elementy sistem elektrosnabzheniya, upravleniya i zashchity [On the effect of conducted emissions on power-consuming equipment, elements of power supply systems, control and protection]. *Promyshlennaya energetika*, 2012, no. 5, pp. 27–31.

2. Lipkovskiy, K.A. *Transformatorno-klyuchevye ispolnitel'nye struktury preobrazovateley peremennogo napryazheniya* [Key transformer control structures of AC voltage converters]. Kiev, Naukova dumka, 1983. 216 p.

3. Milovzorov, V.P., Musolin, A.K. *Diskretnye stabilizatory i formirovateli napryazheniya* [Digital voltage regulators and formers]. Moscow, Energoatomizdat, 1986. 248 p.

4. Yudin, V.V., Iristu, J.A. Cifrovoy regulator moshhnosti s ravnomernoy jenergoperedachej [Digital power control with uniform energy transfer]. *Vestnik RGATA im. P.A. Solov'eva*, 2008, no. 2(14), pp. 130–134.

5. Novikov, M.A., Panfilov, D.I., Remizevich, T.V., Rashitov, P.A. Analiz protsessov odnovennoy kommutatsii tiristornykh mostov v preobrazovatelyakh s mnogoobmotochnymi transformatorami [Analysis of thyristor bridge simultaneous switching processes in multi-winding transformer converters]. *Elektrichestvo*, 2013, no. 6, pp. 29–35.

6. Yudin, A.V. Modelirovanie pretsizionnykh regulyatorov peremennogo napryazheniya s uchetom parametrov kommutatsionnykh struktur. Spravochnik [Modeling of precision AC voltage regulators according to the parameters of switching structures]. *Inzhenernyy zhurnal*, Moscow, Izdatel'stvo «Mashinostroenie», 2009, no. 8.

7. Meshcheryakov, V.V. *Zadachi po statistike i regressionnomu analizu s MATLAB* [Problems of statistics and regression analysis in MATLAB]. Moscow, Dialog-MIFI, 2009, 448 p.

Юдин Виктор Васильевич,
ФГБОУВПО «Рыбинский государственный авиационный технический университет имени П.А. Соловьёва»,
доктор технических наук, профессор кафедры электротехники и промышленной электроники,
e-mail: YudinVV47@mail.ru

Кириллов Андрей Александрович,
ООО «Сектор» (г. Рыбинск),
ведущий инженер,
e-mail: Andrey_Kirillov_87@mail.ru

Юдин Алексей Викторович,
ФГБОУВПО «Рыбинский государственный авиационный технический университет имени П.А. Соловьёва»,
доктор технических наук, зав. кафедрой электротехники и промышленной электроники,
e-mail: judinav@mail.ru