

УПРАВЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ

CONTROL OF DYNAMICAL SYSTEMS

Научная статья
УДК 681.5 (681.5.013)
doi: 10.17223/19988605/74/1

Синтез системы автоматического регулирования на основе метода разделения движений для трехфазного AC/DC преобразователя с LC-фильтром

Никита Владимирович Ашурков¹, Дмитрий Владиславович Коробков²,
Олег Андреевич Вавилов³, Валерий Дмитриевич Юркевич⁴

^{1, 2, 3, 4} Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

¹ 4445@list.ru

² korobkov@corp.nstu.ru

³ vavilov.oleg.rp462@gmail.com

⁴ yurkev@mail.ru

Аннотация. Рассматривается задача синтеза системы автоматического регулирования для трехфазного AC/DC преобразователя (активного выпрямителя) с учетом наличия нейтрали нагрузки, первичного источника переменного тока переменной частоты с LC-фильтром входного переменного тока и расщепленной выходной емкости в звене постоянного тока. Для решения задачи синтеза системы регулирования выполняется переход к модели для средних значений токов и напряжений в AC/DC преобразователе в виде системы нелинейных дифференциальных уравнений. Синтез регуляторов проводится на основе метода разделения движений, результаты имитационного моделирования AC/DC преобразователя демонстрируют эффективность синтезированной системы управления.

Ключевые слова: инвертор напряжения; активный выпрямитель; широтно-импульсная модуляция; система автоматического управления; метод разделения движений; ПИ-регулятор.

Для цитирования: Ашурков Н.В., Коробков Д.В., Вавилов О.А., Юркевич В.Д. Синтез системы автоматического регулирования на основе метода разделения движений для трехфазного AC/DC преобразователя с LC-фильтром // Вестник Томского государственного университета. Управление, вычислительная техника и информатика. 2026. № 74. С. 4–16. doi: 10.17223/19988605/74/1

Original article
doi: 10.17223/19988605/74/1

Synthesis of an automatic control system based on the time-scale separation method for a three-phase AC/DC converter with an LC-filter

Nikita V. Ashurkov¹, Dmitry V. Korobkov²,
Oleg A. Vavilov³, Valery D. Yurkevich⁴

^{1, 2, 3, 4} Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation

¹ 4445@list.ru

² korobkov@corp.nstu.ru

³ vavilov.oleg.rp462@gmail.com

⁴ yurkev@mail.ru

Abstract. The problem of an automatic control system design for a three-phase AC/DC converter (active rectifier) is considered. Considered converter includes load with neutral conductor, an input AC source with variable frequency,

an LC filter in input AC-link and split output capacitance in the DC link. For solving the problem of control system design, the mathematical model of the AC/DC converter for average currents and voltages in the form of a nonlinear differential equations system is proposed. The controllers are designed based on the time-scale separation method for the obtained model. Results of simulation modeling of the AC/DC converter demonstrate the effectiveness of the proposed control system.

Keywords: voltage inverter; active rectifier; pulse width modulation; automatic control system; time-scale separation method; PI controller.

For citation: Ashurkov, N.V., Korobkov, D.V., Vavilov, O.A., Yurkevich, V.D. (2026) Synthesis of an automatic control system based on the time-scale separation method for a three-phase AC/DC converter with an LC-filter. *Vestnik Tomskogo gosudarstvennogo universiteta. Upravlenie, vychislitel'naja tehnika i informatika – Tomsk State University Journal of Control and Computer Science*. 74. pp. 4–16. doi: 10.17223/19988605/74/1

Введение

Одна из актуальных задач авионики – повышение эффективности бортовых авиационных систем генерации и преобразования электрической энергии. В современных авиационных системах для электропитания энергоемкого бортового оборудования широко применяются трехфазные генераторы переменного напряжения с последующим преобразованием напряжения переменного тока (Alternating Current; AC) в напряжение постоянного тока (Direct Current; DC). Например, в работе [1] рассматривается применение многоимпульсных схем выпрямления для удовлетворения требований к спектральному составу выходного напряжения. Однако более высокие требования к показателям качества формируемого напряжения постоянного тока [2] могут быть достигнуты на основе применения трехфазного инвертора напряжения, работающего в обращенном режиме как активный выпрямитель (AC/DC преобразователь). Стабилизация выходного постоянного напряжения AC/DC преобразователя такого типа в условиях изменения параметров первичного источника и нагрузки осуществляется системой автоматического управления (САУ) с обратными связями по току и напряжению с различного вида регуляторами [3–13]. Большое количество работ посвящено вопросам применения стратегии управления AC/DC преобразователем как в синхронной вращающейся системе dq координат [3–7], так и в неподвижной ортогональной системе $\alpha\beta$ координат [8–10]. Необходимо отметить, что одна из особенностей систем преобразования электрической энергии авиационных комплексов – наличие нейтрали первичного источника переменного тока с переменной частотой и, соответственно, использование четырехпроводных систем с AC/DC преобразователем. В четырехпроводных системах с AC/DC преобразователем [11–13] при небалансе напряжений первичного источника и / или нагрузки в нулевом проводе возникают токи нулевой последовательности.

В работе [14] представлена математическая модель трехфазного преобразователя с учетом наличия нейтралей нагрузки и первичного источника переменного тока переменной частоты с LC-фильтром входного переменного напряжения AC/DC преобразователя (активного выпрямителя) с расщепленной выходной емкостью в звене постоянного тока. Рассматриваемый преобразователь предназначен для применения в составе бортовой авиационной системы электроснабжения с первичным четырехпроводным источником переменного тока переменной частоты. Особенностью данного преобразователя является нелинейность его математической модели, что не позволяет использовать традиционные методы синтеза регулятора без выполнения линеаризации модели.

В настоящей работе с целью решения задачи синтеза системы автоматического регулирования данным активным выпрямителем осуществляется преобразование математической модели работы [14] в математическую модель для средних значений токов и напряжений, используя метод усреднения [15–18]. Далее для решения задачи синтеза регулятора используется метод разделения движений [19–21]. Преимуществом выбранного метода в данном случае является отсутствие требования линеаризации модели преобразователя, что упрощает процесс синтеза САУ. Кроме того, выбранный метод обеспечивает грубость динамических свойств процессов в системе управления по отношению к существенным изменениям режимов работы преобразователя. Проведено имитационное моделирование синтезированной системы автоматического регулирования для статического и динамического режимов

работы преобразователя с активной нагрузкой. Результаты имитационного моделирования показали высокую эффективность предлагаемой системы автоматического регулирования для рассматриваемого активного выпрямителя.

1. Математическая модель активного выпрямителя

В качестве объекта управления в данной работе рассматривается трехфазный двухуровневый инвертор напряжения с расщепленной емкостью, работающий в обратном режиме (активный выпрямитель), входящий в состав бортовой авиационной системы электроснабжения с первичным четырехпроводным источником переменного тока переменной частоты. Процесс получения математической модели для данного преобразователя был подробно рассмотрен и описан в работе [14]. В данной статье приводится только сокращенное описание преобразователя и используются итоговые результаты из работы [14].

Для структуры преобразователя использованы следующие параметры: L , R_L и C_f – сопротивление, индуктивность и емкость входного Γ -образного LC -фильтра; R_f и L_f – сопротивление и индуктивность фидера сети; $e_{(j)}$ – ЭДС сети переменного тока переменной частоты (обозначения фаз введен индекс $j = A, B, C$); $i_{C(A)}$ – ток в цепи емкости C_f фазы A ; $u_{C(A)}$ – напряжение на емкости C_f фазы A ; $i_{L(A)}$ – входной переменный ток фазы A ; C_d – расщепленная емкость звена постоянного напряжения; i_{d1} и i_{d2} – выходные токи звена постоянного напряжения преобразователя; u_1 и u_2 – напряжения на плечах расщепленной емкости C_d ; u_H – постоянное напряжение нагрузки; R_H – сопротивление нагрузки. Также необходимо отметить, что за счет соединения средней точки конденсаторов C_d звена постоянного тока и конденсаторов C_f входного LC -фильтра с учетом $C_d \gg C_f$ обеспечивается независимая работа трех фаз активного выпрямителя.

Полученная в работе [14] математическая модель для описания процесса работы преобразователя в стационарной трехфазной системе координат $a-b-c$ имеет следующий вид:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f(j)}}{dt} = e_{(j)} - u_{C(j)} - i_{f(j)} R_f, \\ L \frac{di_{L(j)}}{dt} = -u_1 \Psi_X + u_2 \Psi_Y + u_{C(j)} - i_{L(j)} R_L, \\ C \frac{du_{C(j)}}{dt} = i_{f(j)} - i_{L(j)}, \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} C_d \frac{dU_1}{dt} = i_{L(A)} \Psi_{VT1} + i_{L(B)} \Psi_{VT3} + i_{L(C)} \Psi_{VT5} - \frac{U_1 + U_2}{R_n}, \\ C_d \frac{dU_2}{dt} = -i_{L(A)} \Psi_{VT2} - i_{L(B)} \Psi_{VT4} - i_{L(C)} \Psi_{VT6} - \frac{U_1 + U_2}{R_n}. \end{cases} \quad (2)$$

Здесь Ψ_X и Ψ_Y введены в качестве замены и равны коммутационным функциям Ψ_{VT1} и Ψ_{VT2} для фазы A , Ψ_{VT3} и Ψ_{VT4} – для фазы B , Ψ_{VT5} и Ψ_{VT6} – для фазы C соответственно.

Предполагается симметрия в системе напряжений трехфазной сети:

$$e_{(A)}(t) = E \sin(\omega t); e_{(B)}(t) = E \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); e_{(C)}(t) = E \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3)$$

где $e_A(t) + e_B(t) + e_C(t) = 0$, ω – частота первой гармоники входного переменного напряжения активного выпрямителя.

Управление силовым преобразователем осуществляется с помощью скалярной пофазной ШИМ для полупроводниковых ключей $VT_{1...6}$ при следующих общепринятых допущениях [3–14]: времена переключения полупроводниковых ключей равно нулю, и, следовательно, мертвое время (временная пауза между включенными состояниями ключей одной стойки) также принимается равным нулю; потери мощности в ключах принимаются нулевыми. С учетом этого используемые в системе

уравнений (1)–(2) переключающие функции Ψ_{VTk} для ключей VT_k , где $k = 1 \dots 6$, удовлетворяют следующим условиям:

$$\Psi_{VTk} = \begin{cases} 1, & \text{если } VT_k \text{ замкнут и проводит ток,} \\ 0, & \text{если } VT_k \text{ разомкнут и не проводит ток.} \end{cases} \quad (4)$$

Также выполняются условия

$$\Psi_{VT_1} = 1 - \Psi_{VT_2}; \Psi_{VT_3} = 1 - \Psi_{VT_4}; \Psi_{VT_5} = 1 - \Psi_{VT_6}. \quad (5)$$

С целью решения задачи синтеза системы регулирования активным выпрямителем перейдем к рассмотрению математической модели для средних значений токов и напряжений в обсуждаемом выпрямителе, используя метод усреднения [15–18]. Сформируем на основе уравнений (1)–(5) математическую модель для средних значений токов и напряжений в схеме трехфазного активного выпрямителя в условиях следующих допущений: период T_s формирования импульсов на выходе ШИМ является достаточно малой величиной по отношению к времени переходных процессов для токов и напряжений в выпрямителе; имеет место режим непрерывных токов через индуктивности в схеме выпрямителя; отсутствует режим насыщения ШИМ при скалярном пофазном управлении.

В соответствии с методом усреднения для мгновенных значений токов $i_{f(j)}$, $i_{L(j)}$ и напряжений $u_{C(j)}$, u_1 , u_2 в системе уравнений (1) необходимо получить их средние значения $I_{f(j)}$, $I_{L(j)}$ и напряжений $U_{C(j)}$, U_1 , U_2 на интервале периода T_s импульсов ШИМ. Аналогичным образом для коммутационных функций Ψ_{VTk} поставлены в соответствие коэффициенты заполнения импульса на текущем периоде ШИМ, что соответствует амплитуде модулирующего сигнала на входе ШИМ инвертора. Таким образом получены следующие выражения:

$$\begin{aligned} I_{f(j)}(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t i_{f(j)}(\tau) d\tau, & I_{L(j)}(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t i_{L(j)}(\tau) d\tau, & U_{C(j)}(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t u_{C(j)}(\tau) d\tau, \\ U_1(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t u_1(\tau) d\tau, & U_2(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t u_2(\tau) d\tau, & D_k(t) &= \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t \Psi_{VTk}(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (6)$$

Заметим, что из условий (4), (5) следует

$$D_1 = 1 - D_2; D_3 = 1 - D_4; D_5 = 1 - D_6. \quad (7)$$

Кроме того, при отсутствии режима насыщения ШИМ при скалярном пофазном управлении выполняются условия $0 < D_k < 1$ для всех $k = 1 \dots 6$. Выполняя указанные замены переменных в уравнениях (1), (2) с учетом (6) и (7), получаем математическую модель для средних значений токов и напряжений в рассматриваемой схеме активного выпрямителя:

$$\begin{cases} L_f \frac{dI_{f(j)}}{dt} = e_{(j)} - U_{C(j)} - I_{f(j)} R_f, \\ L \frac{dI_{L(j)}}{dt} = -(U_1 + U_2) D_X + U_2 + U_{C(j)} - I_{L(j)} R_L, \\ C \frac{dU_{C(j)}}{dt} = I_{f(j)} - I_{L(j)}, \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} C_d \frac{dU_1}{dt} = I_{L(A)} D_1 + I_{L(B)} D_3 + I_{L(C)} D_5 - \frac{U_1 + U_2}{R_H}, \\ C_d \frac{dU_2}{dt} = I_{L(A)} D_1 + I_{L(B)} D_3 + I_{L(C)} D_5 - (I_{L(A)} + I_{L(B)} + I_{L(C)}) - \frac{U_1 + U_2}{R_H}. \end{cases} \quad (9)$$

Здесь D_X введено по аналогии с Ψ_X и Ψ_Y в системе уравнений (1), (2) и равно D_1 , D_3 , D_5 для фаз A , B и C соответственно.

Полученная математическая модель (8), (9) используется для решения задачи синтеза системы регулирования активным выпрямителем. Предлагается двухконтурная структура системы управления, где внутренний контур включает регуляторы фазных токов $I_{L(A)}$, $I_{L(B)}$, $I_{L(C)}$, а внешний контур включает регулятор напряжения на выходе выпрямителя.

2. Синтез регуляторов фазных токов в активном выпрямителе

На основе полученной математической модели для средних значений токов и напряжений в исследуемом активном выпрямителе рассмотрим решение задачи синтеза регуляторов фазных токов $I_{L(A)}$, $I_{L(B)}$, $I_{L(C)}$, где модулирующие сигналы D_1 , D_3 , D_5 , являются управляющими сигналами для контуров регулирования фазных токов. Отметим, что полученная математическая модель (8), (9) является системой нелинейных дифференциальных уравнений, поэтому для решения задачи синтеза регуляторов используем метод разделения движений [19–21]. Принимая во внимание, что структура уравнений системы (8) справедлива для всех трех фаз с подстановкой соответствующего индекса, будем рассматривать методику расчета регулятора на примере только одной фазы A в предположении, что напряжения на конденсаторах в звене постоянного тока $U_1 = \text{const}$ и $U_2 = \text{const}$.

Назначением регулятора фазного тока $I_{L(A)}$ является обеспечение нулевой ошибки по току:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_{IL(A)}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (I_{L(A)}^d(t) - I_{L(A)}(t)) = 0,$$

где $I_{L(A)}^d$ – задание на величину синусоидального тока в фазе A .

В контуре регулирования фазного тока $I_{L(A)}$ используем структуру пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора для формирования модулирующего сигнала D_1 . Уравнение рассматриваемого ПИ-регулятора для фазы A можно представить в следующем виде:

$$\mu_1 \frac{dD_1}{dt} = k_1 \left[\frac{e_{IL(A)}}{T_1} + \frac{de_{IL(A)}}{dt} \right], \quad (10)$$

где μ_1 – малый положительный параметр регулятора фазного тока.

Необходимо отметить [14], что при реализации обсуждаемого активного выпрямителя такие его параметры, как сопротивление R_f и индуктивность L_f фидера переменного напряжения, а также емкость входного LC -фильтра являются малыми величинами, соответственно, можно пренебречь их влиянием на процессы в контуре регулирования фазного тока $I_{L(A)}$. Поэтому будем полагать, что $R_f = 0$, $R_L = 0$ и $C_f = 0$. Тогда $I_{L(A)} = I_{f(A)}$, $e_{(A)} = U_{C(A)}$, и уравнения замкнутой системы управления для контура регулирования фазного тока $I_{L(A)}$, полученные на основе выражений (8) и (10), можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} L \frac{dI_{L(A)}}{dt} &= -(U_1 + U_2)D_1 + U_2 + e_{(A)}, \\ \mu_1 \frac{dD_1}{dt} &= k_1 \left[\frac{I_{L(A)}^d - I_{L(A)}}{T_1} + \frac{dI_{L(A)}^d}{dt} - \frac{dI_{L(A)}}{dt} \right] = \\ &= k_1 \left[\frac{I_{L(A)}^d - I_{L(A)}}{T_1} + \frac{dI_{L(A)}^d}{dt} - \frac{1}{L} [U_2 + e_{(A)} - (U_1 + U_2)D_1] \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

В результате с учетом выражения (11) уравнения замкнутой системы управления для контура регулирования фазного тока $I_{L(A)}$ принимают вид сингулярно-возмущенной системы дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} \frac{dI_{L(A)}}{dt} = \frac{1}{L} [U_2 + e_{(A)} - (U_1 + U_2)D_1], \\ \mu_1 \frac{dD_1}{dt} = \frac{k_1(U_1 + U_2)}{L} D_1 + k_1 \left[\frac{I_{L(A)}^d - I_{L(A)}}{T_1} + \frac{dI_{L(A)}^d}{dt} - \frac{1}{L} [U_2 + e_{(A)}] \right]. \end{cases} \quad (12)$$

Полагая, что $\mu_1 \rightarrow 0$, и применяя методику разделения движений [19], на основе выражения (12) может быть получено уравнение подсистемы быстрых движений (ПБД) контура регулирования фазного тока

$$\mu_1 \frac{dD_1}{dt} = \frac{k_1(U_1 + U_2)}{L} D_1 + k_1 \zeta_1(\cdot), \quad (13)$$

где вводится следующая функция:

$$\zeta_1(\cdot) = \frac{I_{L(A)}^d - I_{L(A)}}{T_1} + \frac{dI_{L(A)}^d}{dt} - \frac{1}{L} [U_2 + e_{(A)}],$$

которая рассматривается как функция с «замороженными» параметрами на интервале времени быстрых переходных процессов в контуре регулирования фазного тока. Характеристический полином для ПБД (13) в контуре регулирования фазного тока имеет вид:

$$A_{IL(A)}^{fms}(s) = \mu_1 s - \frac{k_1(U_1 + U_2)}{L}. \quad (14)$$

С целью обеспечения устойчивости процессов в ПБД (13) коэффициент усиления k_1 в (14) (т.е. в регуляторе (10)) рекомендуется выбирать в соответствии со следующим условием:

$$k_1 \approx -\frac{L}{(U_1 + U_2)}, \quad (15)$$

при этом требуемое время переходных процессов в ПБД (13) задается выбором параметра μ_1 .

Далее необходимо рассмотреть квазиравновесный режим ПБД, возникающий при завершении быстрых переходных процессов (или полагая, что выполняется $\mu_1 = 0$ в выражении (13)). Для этого необходимо ввести обозначение $D_1 = D_1^s$, после чего уравнения замкнутой системы управления (12) для контура регулирования фазного тока $I_{L(A)}$ принимают следующий вид:

$$\begin{cases} \frac{dI_{L(A)}}{dt} = \frac{1}{L} [U_2 + e_{(A)} - (U_1 + U_2)D_1^s], \\ 0 = -\frac{k_1(U_1 + U_2)}{L} D_1^s + k_1 \left[\frac{I_{L(A)}^d - I_{L(A)}}{T_1} + \frac{dI_{L(A)}^d}{dt} - \frac{1}{L} [U_2 + e_{(A)}] \right], \end{cases} \quad (16)$$

откуда следует, что

$$D_1^s = \frac{L}{(U_1 + U_2)} \left[\frac{I_{L(A)}^d - I_{L(A)}}{T_1} + \frac{dI_{L(A)}^d}{dt} - \frac{1}{L} [U_2 + e_{(A)}] \right]. \quad (17)$$

Подставляя полученное уравнение (17) для D_1^s в первое уравнение системы (16), получим следующее выражение:

$$\frac{dI_{L(A)}}{dt} = \frac{I_{L(A)}^d - I_{L(A)}}{T_1} + \frac{dI_{L(A)}^d}{dt}, \quad (18)$$

где (18) соответствует уравнению подсистемы медленных движений (ПМД) для контура регулирования фазного тока $I_{L(A)}$

$$T_1 \frac{de_{IL(A)}}{dt} + e_{IL(A)} = 0. \quad (19)$$

Характеристический полином для ПМД принимает следующий вид:

$$A_{IL(A)}^{sms}(s) = T_1 s + 1, \quad (20)$$

где требуемое время переходных процессов в ПМД (19) задается выбором параметра T_1 . В силу устойчивости полинома (20) обеспечивается требование на нулевую ошибку с заданным темпом переходных процессов для фазного тока $I_{L(A)}$. Расчет параметров регуляторов для других фазных токов осуществляется аналогичным образом, при этом для обеспечения симметрии в системе фазных токов задание на ток формируется следующим образом:

$$I_{L(A)}^d(t) = I_L \sin(\omega t - \alpha); \quad I_{L(B)}^d(t) = I_L \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right); \quad I_{L(C)}^d(t) = I_L \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right),$$

где $I_{L(A)}^d + I_{L(B)}^d + I_{L(C)}^d = 0$. Здесь α – фазовый сдвиг тока инвертора относительно ЭДС генератора.

3. Синтез регулятора выходного напряжения выпрямителя

Напряжение на выходе выпрямителя складывается из напряжений на конденсаторах C_d и равно $u_H = u_1 + u_2$. Соответственно, при рассмотрении математической модели с учетом выражений (6)–(9) следует, что средняя на периоде ШИМ величина напряжения U_H на выходе выпрямителя составляет $U_H = U_1 + U_2$. Также из условия равенности емкостей конденсаторов в звене постоянного тока следует, что $U_H/2 = U_1 = U_2$.

Регулятор выходного напряжения выпрямителя предназначен для обеспечения нулевой ошибки по напряжению:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_U(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (U_H^d(t) - U_H(t)) = 0,$$

где U_H^d – задание на величину постоянного выходного напряжения выпрямителя.

При решении задачи синтеза регулятора выходного напряжения предполагаем, что время переходных процессов в контуре регулирования фазных токов пренебрежимо мало в сравнении с временем переходных процессов в контуре регулирования выходного напряжения, что можно обеспечить соответствующим выбором параметров электрической схемы и регуляторов. Кроме того, учитывая высокий КПД, характерный для схем АВ, вводится допущение, что величинами сопротивлений $R_f = 0$, $R_L = 0$ можно пренебречь. Следовательно, математическая модель для установившегося режима для контура регулирования фазных токов активного выпрямителя выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} 0 = e_{(j)} - U_{C(j)}, \\ 0 = -(U_1 + U_2)D_X + U_2 + U_{C(j)}, \\ 0 = I_{f(j)} - I_{L(j)}, \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} C_d \frac{dU_1}{dt} = I_{L(A)}D_1 + I_{L(B)}D_3 + I_{L(C)}D_5 - \frac{U_1 + U_2}{R_H}, \\ C_d \frac{dU_2}{dt} = I_{L(A)}D_1 + I_{L(B)}D_3 + I_{L(C)}D_5 - (I_{L(A)} + I_{L(B)} + I_{L(C)}) - \frac{U_1 + U_2}{R_H}. \end{cases} \quad (22)$$

Из уравнений (21), (22) следует, что при установившемся режиме для контура регулирования фазных токов справедливы следующие выражения:

$$\begin{aligned} U_{C(A)} = e_{(A)}, \quad U_{C(B)} = e_{(B)}, \quad U_{C(C)} = e_{(C)}, \\ D_1 = \frac{U_2 + e_{(A)}}{U_1 + U_2}, \quad D_3 = \frac{U_2 + e_{(B)}}{U_1 + U_2}, \quad D_5 = \frac{U_2 + e_{(C)}}{U_1 + U_2}. \end{aligned} \quad (23)$$

Заметим, что из условия равенства напряжений U_1 и U_2 на конденсаторах, а также условия $0 < D_k < 1$ следует, что для амплитуды напряжений трехфазной сети E справедливо условие $E < U_H/2$ и справедливы следующие соотношения:

$$D_1 = \frac{1}{2} + \frac{e_{(A)}}{U_H}, \quad D_3 = \frac{1}{2} + \frac{e_{(B)}}{U_H}, \quad D_5 = \frac{1}{2} + \frac{e_{(C)}}{U_H}. \quad (24)$$

Регуляторы фазных токов в установившемся режиме обеспечивают требование

$$I_{L(A)}^d = I_{L(A)}, \quad I_{L(B)}^d = I_{L(B)}, \quad I_{L(C)}^d = I_{L(C)}.$$

Тогда, выполняя суммирование уравнений в системе (22) с учетом соотношений (7), (23) и (24), можно получить уравнение для описания динамики средней величины напряжения на выходе выпрямителя

$$C_d \frac{dU_H}{dt} = \frac{2}{U_H} (e_{(A)}I_{L(A)}^d + e_{(B)}I_{L(B)}^d + e_{(C)}I_{L(C)}^d) - \frac{2U_H}{R_H}. \quad (25)$$

Необходимо отметить, что в силу условий симметрии в системе фазных токов и напряжений, справедливо следующее:

$$e_A I_{L(A)}^d + e_B I_{L(B)}^d + e_C I_{L(C)}^d =$$

$$\begin{aligned}
 &= EI_L \left[\sin(\omega t) \sin(\omega t - \alpha) + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \right] = \\
 &= \frac{EI_L}{2} \left[3\cos(\alpha) - \cos(2\omega t - \alpha) - \cos\left(2\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) - \cos\left(2\omega t + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \right] = \frac{3}{2} EI_L \cos(\alpha).
 \end{aligned} \tag{26}$$

Тогда с учетом полученных выражений (25), (26) уравнение для описания поведения средней величины напряжения на выходе выпрямителя принимает следующий вид:

$$C_d \frac{dU_H}{dt} = \frac{3}{U_H} EI_L \cos(\alpha) - \frac{2U_H}{R_H}. \tag{27}$$

Из уравнения (27) следует, что амплитуда фазных токов I_L является управляющим фактором для контура регулирования напряжения на выходе активного выпрямителя. В силу нелинейности уравнения (27) используем метод разделения движений при расчете регулятора напряжения U_H . Структура ПИ-регулятора напряжения в таком случае может быть представлена в следующем виде:

$$\mu_2 \frac{dI_L}{dt} = k_2 \left[\frac{e_U}{T_2} + \frac{de_U}{dt} \right], \tag{28}$$

где μ_2 – малый положительный параметр регулятора напряжения. Таким образом, в условиях предположения установившегося режима для контура регулирования фазных токов выпрямителя, из (27) и (28) получаем уравнения замкнутой системы управления для контура регулирования напряжения U_H в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{dU_H}{dt} = \frac{3E \cos(\alpha)}{C_d U_H} I_L - \frac{2U_H}{C_d R_H}, \\ \mu_2 \frac{dI_L}{dt} = k_2 \left[\frac{U_H^d - U_H}{T_2} + \frac{d}{dt} U_H^d - \frac{d}{dt} U_H \right], \end{cases} \tag{29}$$

откуда следует, что

$$\mu_2 \frac{dI_L}{dt} = -k_2 \frac{3E \cos(\alpha)}{C_d U_H} I_L + k_2 \left[\frac{U_H^d - U_H}{T_2} + \frac{d}{dt} U_H^d + \frac{2U_H}{C_d R_H} \right], \tag{30}$$

где μ_2 рассматривается как малый параметр. Полагая, что $\mu_2 \rightarrow 0$ и применяя методику разделения движений [19], на основе выражений (29), (30) получим уравнение ПБД для контура регулирования напряжения

$$\mu_2 \frac{dI_L}{dt} = -k_2 \frac{3E \cos(\alpha)}{C_d U_H} I_L + k_2 \zeta_2(\cdot), \tag{31}$$

где вводится следующая функция:

$$\zeta_2(\cdot) = \frac{U_H^d - U_H}{T_2} + \frac{d}{dt} U_H^d + \frac{2U_H}{C_d R_H},$$

которая рассматривается как функция с «замороженными» параметрами на интервале времени быстрых переходных процессов для I_L в (31). Характеристический полином ПБД для контура регулирования напряжения имеет вид:

$$A_U^{fms}(s) = \mu_2 s + k_2 \frac{3E \cos(\alpha)}{C_d U_H}. \tag{32}$$

С целью обеспечения устойчивости процессов в ПБД рекомендуется выбирать коэффициент усиления k_2 в (32) (т.е. в регуляторе (28)) в соответствии с условием

$$k_2 \approx \frac{C_d U_H}{3E \cos(\alpha)}, \tag{33}$$

при этом требуемое время переходных процессов в ПБД задается выбором параметра μ_2 .

Далее необходимо рассмотреть квазиравновесный режим ПБД (30), возникающий при завершении быстрых переходных процессов (или полагая, что выполняется $\mu_2 = 0$ в выражении (30)). Для этого

необходимо ввести обозначение $I_L = I_L^s$, после чего уравнения замкнутой системы управления для контура регулирования выходного напряжения U_H принимают следующий вид:

$$\begin{cases} \frac{dU_H}{dt} = \frac{3E \cos(\alpha)}{C_d U_H} I_L^s - \frac{2U_H}{C_d R_H}, \\ 0 = -k_2 \frac{3E \cos(\alpha)}{C_d U_H} I_L^s + k_U \left[\frac{U_H^d - U_H}{T_2} + \frac{d}{dt} U_H^d + \frac{2U_H}{C_d R_H} \right], \end{cases} \quad (34)$$

откуда следует, что

$$I_L^s = \frac{C_d U_H}{3E \cos(\alpha)} \left[\frac{U_H^d - U_H}{T_2} + \frac{d}{dt} U_H^d + \frac{2U_H}{C_d R_H} \right]. \quad (35)$$

Подставляя полученное выражение (35) для I_L^s в первое уравнение системы (34), получаем следующее выражение:

$$\frac{dU_H}{dt} = \frac{U_H^d - U_H}{T_2} + \frac{d}{dt} U_H^d,$$

которое соответствует уравнению ПМД контура регулирования напряжения U_H следующего вида:

$$T_U \frac{de_U}{dt} + e_U = 0. \quad (36)$$

Характеристический полином для ПМД (36) имеет вид:

$$A_U^{sm}(s) = T_U s + 1, \quad (37)$$

где требуемое время переходных процессов в ПМД контура регулирования напряжения U_H задается выбором параметра T_2 . В силу устойчивости полинома (37) обеспечивается требование на нулевую ошибку с заданным темпом переходных процессов для напряжения U_H на выходе выпрямителя.

4. Имитационное моделирование АВ с двухконтурной системой автоматического управления

С целью оценки эффективности синтезированной САУ активного выпрямителя проведено имитационное моделирование статического режима работы преобразователя с активной нагрузкой. Параметры преобразователя, использованные при имитационном моделировании, представлены в таблице.

Параметры силовой схемы

Действующее значение фазной эдс	115 В
Частота фазной эдс	400 Гц
Частота ШИМ	100 кГц
Мощность нагрузки	1 кВт
Емкость конденсатора C_d	100 мкФ
Сопrotивление нагрузки R_H	10 Ом
Сопrotивление LC-фильтра R_L	1 мкОм
Индуктивность LC-фильтра L	300 мкГн
Емкость входного LC-фильтра C_f	10 мкФ
Сопrotивление фидера переменного напряжения R_f	1 мкОм
Индуктивность фидера переменного напряжения L_f	1 мкГн
Коэффициент усиления ПИ-регулятора по току k_1	$-0,88 \cdot 10^{-7}$
Постоянная времени μ_1	$1 \cdot 10^{-5}$
Постоянная времени T_1	$1 \cdot 10^{-4}$
Коэффициент усиления ПИ-регулятора по напряжению k_2	$69,7 \cdot 10^{-6}$
Постоянная времени μ_2	$1 \cdot 10^{-4}$
Постоянная времени T_2	$1 \cdot 10^{-3}$

Внутренний контур САУ предназначен для регулирования фазного тока $I_{L(j)}$, структура регулятора описывается выражением (10), его параметры рассчитываются в соответствии с выражениями (15), (19), (20), где $\mu_1 = T_1/10$. Сигнал задания для внутреннего контура $I_{L(j)}^d$ формируется с помощью

dq -преобразования сигнала с внешнего контура, регулятор в котором соответствует структуре (28), с параметрами, рассчитанными согласно выражениям (33), (36) и (37), где $\mu_2 = T_2/10$. Параметры регуляторов приведены в таблице.

Результаты имитационного моделирования приведены на рис. 1, 2. На рис. 1 представлены мгновенные значения фазных переменных токов $i_{L(A)}(t) \dots i_{L(C)}(t)$, текущих через индуктивность Γ -образного фильтра и поступающих в САУ с помощью обратной связи, задание на ток $i_{L(A)}^d(t) \dots i_{L(C)}^d(t)$, формируемое на выходе внешнего контура по напряжению, и ошибка $e_{iL(A)}(t) \dots e_{iL(C)}(t)$, поступающая на вход ПИ-регулятора тока (10), – в статическом режиме работы. На рис. 2 представлены результаты моделирования динамического режима работы при колебании ЭДС сети $e_{(A)}(t) \dots e_{(C)}(t)$, ее уменьшении до 50% от номинала и увеличении от 50% обратно до 100% – задание на постоянное напряжение нагрузки $U_H^d(t)$, фактическое значение этого напряжения на выходе схемы $U_H(t)$ и ошибка слежения $e_U(t)$ на входе ПИ-регулятора напряжения (28).

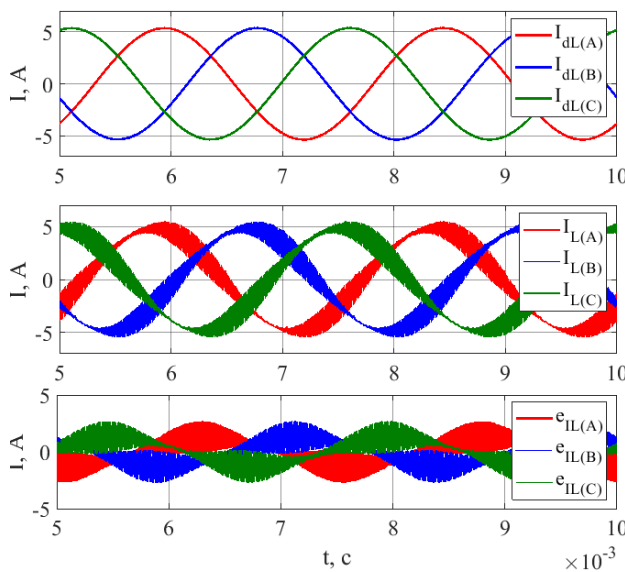


Рис.1. Токи во внутреннем контуре САУ
Fig 1. Currents in the internal loop of automatic control system

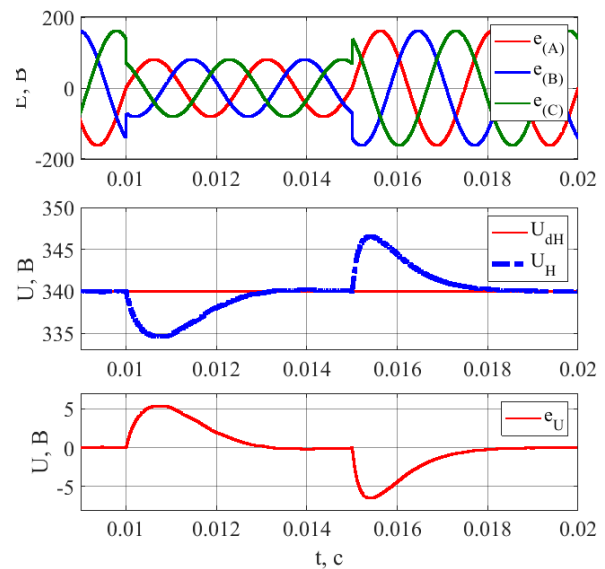


Рис.2. Напряжения во внешнем контуре САУ при переходном процессе
Fig 2. Voltages in the external loop of automatic control system during the transition process

Экспериментально полученное время переходного процесса $t_{III} \approx 3.5$ мс, что соответствует желаемому значению, использованному в расчетах ($\approx 3 \dots 4 \cdot T_2$). Таким образом, по результатам проведенного имитационного моделирования можно сделать вывод, что синтезированная двухконтурная САУ позволяет получить желаемое значение выходного постоянного напряжения АВ с ошибкой, близкой к нулю, с сохранением устойчивости при возмущениях нагрузки.

Заключение

В данной работе описана методика синтеза двухконтурной системы автоматического управления на основе метода разделения движений для трехфазного двухуровневого инвертора напряжения с расщепленной емкостью звена постоянного напряжения, работающего в режиме активного выпрямителя, с входным трехфазным LC -фильтром и четырехпроводным первичным источником переменного тока переменной частоты. Новизна предлагаемой методики состоит в разработке унифицированного подхода к синтезу регуляторов токов для внутреннего контура и регулятора напряжения для внешнего контура на основе нелинейной динамической модели АС/DC преобразователя без необходимости линеаризации его модели. Данная методика позволяет обеспечить формирования заданных показателей качества переходных процессов в контурах регулирования при изменении режимов работы преобразователя в широких пределах, что является ее преимуществом по сравнению с такими распространенными

методами синтеза, как частотный или модальный. Результаты имитационного моделирования показали высокую эффективность предлагаемой системы автоматического регулирования для рассматриваемого активного выпрямителя.

Список источников

1. Setlak L., Ruda E. Review, Analysis and Simulation of Advanced Technology Solutions of Selected Components in Power Electronics Systems (PES) of More Electric Aircraft // World Academy of Science, Engineering and Technology. International Journal of Computer and Systems Engineering. 2015. V. 9 (10). P. 1194–1206.
2. ГОСТ Р 54073–2017. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. Введ. 2018-06-01. М.: Стандартинформ, 2018. 39 с.
3. Bai H., Wang F., Xing J. Control Strategy of Combined PWM Rectifier / Inverter for a High Speed Generator Power System // 2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Harbin, China. 2007. P. 132–135. doi: 10.1109/ICIEA.2007.4318384
4. Hoang Thi, Thu Giang. Fractional proportional integral controller applied into two parallel 3-phase PWM rectifiers // 2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC). Chongqing, China. 2017. P. 9–13. doi: 10.1109/IAEAC.2017.8053966
5. Junjie Ge. Direct Power Control Based on Natural Switching Surface for Three-Phase PWM Rectifiers // IEEE Transactions on Power Electronics. 2014. V. 30 (6). P. 2918–2922. doi: 10.1109/TPEL.2014.2377048
6. Degioanni F., Zurbrigen I.G., Ordonez M. Fast and Reliable Geometric-Based Controller for Three-Phase PWM Rectifiers // 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). New Orleans, LA, USA. 2020. P. 1891–1896. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124287
7. Jamma M., Akherraz M., Barar M. ANFIS Based DC-Link Voltage Control of PWM Rectifier-Inverter System with Enhanced Dynamic Performance // IECON 2018. 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 21–23 October 2018. Washington, DC, USA. 2018. P. 2219–2224. doi: 10.1109/IECON.2018.8591620
8. Fekik A. Direct Power Control of a three-phase PWM-Rectifier based on Petri nets for the selection of Switching States // 2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). Paris, France. 2018. P. 1121–1125. doi: 10.1109/ICRERA.2018.8566936
9. Djabali S., Ait Hamou Ali M., Ammar A. Improved Virtual Flux-Direct Power Control for PWM Rectifier Based on Second-Order Generalized Integrators // 2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE). Istanbul, Turkey. 2020. P. 267–272. doi: 10.1109/ICEE49691.2020.9249885
10. Fahem K., Chariag D.E., Sbata L. Comparative analysis of model predictive control methods for grid-connected PWM rectifier // 2020 17th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD). Monastir, Tunisia. 2020. P. 1058–1062. doi: 10.1109/SSD49366.2020.9364162
11. Yacoubi L., Al-Haddad K., Fnaiech F., Dessaint L.-A. A DSP-based implementation of a new nonlinear control for a three-phase neutral point clamped boost rectifier prototype // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2005 V. 52 (1). P. 197–205. doi: 10.1109/TIE.2004.837913
12. Bueno A.G., Pomilio J.A. Balancing Voltage in the DC Bus with Split Capacitors in Three-Phase Four-Wire PWM Boost Rectifier // 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON). Sao Paulo, Brazil. 2018 P. 523–529. doi: 10.1109/INDUSCON.2018.8627210
13. He L., En X., Jian X., Xinchun L., Yong K. Modeling and analysis of three-phase four-leg PWM boost-type rectifier for double conversion transformerless // IECON 2011 – 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Melbourne, VIC, Australia. 2011. P. 1444–1449.
14. Ашурков Н.В., Коробков Д.В., Вавилов О.А., Юркевич В.Д. Математическая модель трехфазного AC/DC преобразователя с LC-фильтром // Вестник Томского государственного университета. Управление, вычислительная техника и информатика. 2024. № 69. С. 10–21. doi: 10.17223/19988605/69/2
15. Middlebrook R.D., Cuk S. A general unified approach to modelling switching converter power stages // Int. J. of Electronics. 1977. V. 42 (6). P. 521–550.
16. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics: Converters, Applications and Design. Wiley, 1995. 802 p.
17. Maksimovic D., Cuk S. Switching converters with wide DC conversion range // IEEE Trans. Power Electronics. 1991. V. PE-16 (1). P. 151–157.
18. Holtz J. Pulsewidth modulation: a survey // IEEE Trans. Industrial Electronics. 1992. Vol. IE-39 (5). P. 410–420.
19. Юркевич В.Д. Синтез нелинейных нестационарных систем управления с разнотемповыми процессами. СПб: Наука, 2000. 287 с.
20. Вавилов О.А., Юркевич В.Д., Коробков Д.В. Методика синтеза резонансного регулятора на основе метода разделения движений для инвертора напряжения // Вестник Томского государственного университета. Управление, вычислительная техника и информатика. 2023. № 63. С. 4–15. doi: 10.17223/19988605/63/1
21. Vavilov O.A., Yurkevich V.D., Korobkov D.V. Synthesis of an automatic control system for a voltage inverter as part of an autonomous power supply system with a hydrogen module // Int. J. of Hydrogen Energy. 2024. V. 86. P. 742–750. doi: 10.1016/j.ijhydene.2024.08.324.

References

1. Setlak, L. & Ruda, E. (2015) Review, Analysis and Simulation of Advanced Technology Solutions of Selected Components in Power Electronics Systems (PES) of More Electric Aircraft. *World Academy of Science, Engineering and Technology. International Journal of Computer and Systems Engineering*. 9(10). pp. 1194–1206.
2. GOST R 54073-2017. (2018) *Sistemy elektrosnabzheniya samoletov i vertoletov. Obshchie trebovaniya i normy kachestva elektroenergii. Vved. 2018-06-01* [Power supply systems for aircraft and helicopters. General requirements and standards for power quality. In power since June 1, 2018]. Moscow: Standartinform.
3. Bai, H., Wang, F. & Xing, J. (2007) Control Strategy of Combined PWM Rectifier/Inverter for a High Speed Generator Power System. *2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Harbin, China*. pp. 132–135. doi: 10.1109/ICIEA.2007.4318384
4. Hoang, Thi & Thu, Giang. (2017) Fractional proportional integral controller applied into two parallel 3-phase PWM rectifiers. *2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC), Chongqing, China*. pp. 9–13. doi: 10.1109/IAEAC.2017.8053966
5. Junjie, Ge. (2014) Direct Power Control Based on Natural Switching Surface for Three-Phase PWM Rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 30(6). pp. 2918–2922. doi:10.1109/TPEL.2014.2377048
6. Degioanni, F., Zurbriggen, I.G. & Ordonez, M. (2020) Fast and Reliable Geometric-Based Controller for Three-Phase PWM Rectifiers. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). New Orleans, LA, USA*. pp. 1891–1896. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124287
7. Jamma, M., Akherraz, M. & Barar M. (2018) ANFIS Based DC-Link Voltage Control of PWM Rectifier-Inverter System with Enhanced Dynamic Performanc. *IECON 2018 – 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Washington, DC, USA*. pp. 2219–2224. doi: 10.1109/IECON.2018.8591620
8. Fekik, A. (2018) Direct Power Control of a three-phase PWM-Rectifier based on Petri nets for the selection of Switching States. *7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Paris, France*. pp. 1121–1125. doi: 10.1109/ICRERA.2018.8566936
9. Djabali, S., Melissa, Ait Hamou Ali & Ammar A. (2020) Improved Virtual Flux-Direct Power Control for PWM Rectifier Based on Second-Order Generalized Integrators. *International Conference on Electrical Engineering (ICEE), Istanbul, Turkey*. pp. 267–272. doi: 10.1109/ICEE49691.2020.9249885
10. Fahem, K., Chariag, D.E. & Sbata, L. (2020) Comparative analysis of model predictive control methods for grid-connected PWM rectifier. *17th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), Monastir, Tunisia*. pp.1058–1062. doi: 10.1109/SSD49366.2020.9364162
11. Yacoubi, L., Al-Haddad, K., Fnaiech, F. & Dessaint, L.-A. (2005) A DSP-based implementation of a new nonlinear control for a three-phase neutral point clamped boost rectifier prototype. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 52(1). pp. 197–205. doi: 10.1109/TIE.2004.837913
12. Bueno, A.G. & Pomilio, J.A. (2018) Balancing Voltage in the DC Bus with Split Capacitors in Three-Phase Four-Wire PWM Boost Rectifier. *13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Sao Paulo, Brazil*. pp. 523–529. doi: 10.1109/INDUSCON.2018.8627210
13. He, L., En, X., Jian, X., Xinchun, L. & Yong, K. (2011) Modeling and analysis of three-phase four-leg PWM boost-type rectifier for double conversion transformerless UPS. *IECON 2011. 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, Australia*. pp. 1444–1449.
14. Ashurkov, N.V., Korobkov, D.V., Vavilov, O.A. & Yurkevich, V.D. (2024) Mathematical model for three-phase AC/DC converter with LC-filter. *Vestnik Tomskogo gosudarstvennogo universiteta. Upravlenie, vychislitel'naya tekhnika i informatika – Tomsk State University Journal of Control and Computer Science*. 69. pp. 10–21. (In Russian). doi: 10.17223/19988605/69/2
15. Middlebrook, R.D. & Cuk, S. (1977) A general unified approach to modelling switching converter power stages. *Int. J. of Electronics*. 42(6). pp. 521–550.
16. Mohan, N., Undeland, T.M. & Robbins, W.P. (1995) *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. New York: Wiley. 802 p.
17. Maksimovic, D. & Cuk, S. (1991) Switching converters with wide DC conversion range. *IEEE Trans. Power Electronics*. PE-16(1). pp. 151–157.
18. Holtz, J. (1992) Pulsewidth modulation: a survey. *IEEE Trans. Industrial Electronics*. IE-39(5). pp. 410–420.
19. Yurkevich, V.D. (2000) *Sintez nelineynykh nestatsionarnykh sistem upravleniya s raznotempovymi protsessami* [Synthesis of Nonlinear Nonstationary Control Systems with Multirate Processes]. St. Petersburg: Nauka.
20. Vavilov, O.A., Yurkevich, V.D. & Korobkov, D.V. (2023) Resonant controller design by time-scale separation method for a voltage inverter. *Vestnik Tomskogo gosudarstvennogo universiteta. Upravlenie, vychislitel'naya tekhnika i informatika – Tomsk State University Journal of Control and Computer Science*. 63. pp. 4–15. (In Russian). doi: 10.17223/19988605/63/1
21. Vavilov, O.A., Yurkevich, V.D. & Korobkov, D.V. (2024) Synthesis of an automatic control system for a voltage inverter as part of an autonomous power supply system with a hydrogen module. *International Journal of Hydrogen Energy*. 86. pp. 742–750. doi: 10.1016/j.ijhydene.2024.08.324

Информация об авторах:

Ашурков Никита Владимирович – аспирант кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета (Новосибирск, Россия). E-mail: 4445@list.ru

Коробков Дмитрий Владиславович – ведущий инженер Института силовой электроники, старший преподаватель кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета (Новосибирск, Россия). E-mail: korobkov@corp.nstu.ru

Вавилов Олег Андреевич – аспирант кафедры автоматики Новосибирского государственного технического университета (Новосибирск, Россия). E-mail: vavilov.oleg.rp462@gmail.com

Юркевич Валерий Дмитриевич – профессор, доктор технических наук, профессор кафедры автоматики Новосибирского государственного технического университета (Новосибирск, Россия). E-mail: yurkev@mail.ru

Вклад авторов: все авторы сделали эквивалентный вклад в подготовку публикации. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Information about the authors:

Ashurkov Nikita V. (Post-graduate Student, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation). E-mail: 4445@list.ru

Korobkov Dmitry V. (Leading Engineer of the Institute of Power Electronics, Assistant Professor, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation). E-mail: korobkov@corp.nstu.ru

Vavilov Oleg A. (Post-graduate Student, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation). E-mail: vavilov.oleg.rp462@gmail.com

Yurkevich Valeriy D. (Professor, Doctor of Technical Sciences, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation). E-mail: yurkev@mail.ru

Contribution of the authors: the authors contributed equally to this article. The authors declare no conflicts of interests.

Поступила в редакцию 10.11.2025; принята к публикации 05.03.2026

Received 10.11.2025; accepted for publication 05.03.2026