

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

MATHEMATICAL MODELING

Научная статья

УДК 681.5 (681.5.013)

doi: 10.17223/19988605/69/2

Математическая модель 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, Россия¹ 4445@list.ru² korobkov@corp.nstu.ru³ vavilov.oleg.rp462@gmail.com⁴ yurkev@mail.ru

Аннотация. Рассматриваются математические модели трехфазного двухуровневого инвертора напряжения с расщепленной емкостью, работающего в обратном режиме (активного выпрямителя), в составе бортовой авиационной системы электроснабжения с первичным четырехпроводным источником переменного тока переменной частоты. Предлагается математическая модель преобразователя в стационарной системе $a-b-c$ -координат с использованием модели силовых полупроводниковых ключей в виде переключающих функций, а также математическая модель в пространстве состояний ключей схемы преобразователя. Проведен анализ электромагнитных процессов в преобразователе, получены диаграммы мгновенных значений токов и напряжений. Проведен сравнительный анализ полученных диаграмм с результатами имитационного моделирования, подтверждающий адекватность полученных математических моделей.

Ключевые слова: математическая модель; электроснабжение; инвертор напряжения; активный выпрямитель; широтно-импульсная модуляция; имитационное моделирование; верификация модели.

Благодарности: Исследование выполнено в рамках программы «Приоритет-2030» НГТУ по стратегическому направлению «Силовая электроника и интеллектуальная энергетика», продуктовая линейка «Гибридные микросборки энергопреобразующей аппаратуры летательных аппаратов».

Для цитирования: 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

Original article

doi: 10.17223/19988605/69/2

Mathematical model for three-phase AC/DC converter with LC-filter

Nikita V. Ashurkov¹, Dmitry V. Korobkov²,
Oleg A. Vavilov³, Valery D. Yurkevich⁴^{1, 2, 3, 4} Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation¹ 4445@list.ru² korobkov@corp.nstu.ru³ vavilov.oleg.rp462@gmail.com⁴ yurkev@mail.ru

Abstract. The article is devoted to the problem of developing mathematical models of a three-phase two-level voltage inverter with a split capacitance. An inverter operating in reverse mode (active rectifier) is considered, working

as part of on-board power supply system with a primary four-wire source of alternating current with variable frequency. Mathematical models have been developed in a stationary a-b-c coordinate system using a model of power semiconductor keys in the form of switching functions, and in the state space of the converter circuit power switches. An analysis of electromagnetic processes in the circuit has been carried out, and inverter currents and voltages diagrams have been obtained. A comparative analysis of the obtained diagrams with the results of simulation modeling was carried out, and the adequacy of the obtained mathematical models was confirmed.

Keywords: mathematical model; power supply; voltage inverter; active rectifier; pulse width modulation; simulation modeling; model verification.

Acknowledgments: The research was carried out as a part of the “Priority-2030” program of NSTU in the strategic direction “Power electronics and smart energy”, the product line “Hybrid microassemblies of energy-converting aircraft equipment.”

For citation: 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'naja tehnika i informatika – Tomsk State University Journal of Control and Computer Science*. 69. pp. 10–21. doi: 10.17223/19988605/69/2

Введение

Современные системы электроснабжения мобильных объектов представляют собой много-агентные сложно интегрированные комплексы, включающие несколько видов первичных источников электрической энергии [1–9]. Согласование характеристик первичных источников электрической энергии и нагрузки осуществляется статическими преобразователями переменного и постоянного напряжений. Для улучшения энергетических и удельных характеристик элементов систем преобразования из переменного напряжения (Alternating Current – AC) в постоянное (Direct Current – DC) применяются инверторы напряжения (ИН), работающие как активные выпрямители (АВ), т.е. AC/DC-преобразователи [10].

Функционирование активного выпрямителя направлено на поддержание заданного уровня напряжения в выходном звене постоянного напряжения при одновременном обеспечении высокого качества энергии, потребляемой от источника переменного напряжения, что достигается с помощью системы автоматического управления преобразователя.

Одним из наиболее широко распространенных вариантов регулирования выходных параметров ИН в настоящее время является использование метода широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В подавляющем большинстве случаев применения инверторов с ШИМ используются системы автоматического управления с обратными связями по току и напряжению с различного вида регуляторами. Решение задачи синтеза закона управления и систем автоматического регулирования (САР) требует разработки математических моделей преобразователей [11–23].

Так, например, в работах [11–14] используется математическая модель АВ в синхронной вращающейся системе d - q -координат. В работе [14] геометрическая модель для больших сигналов АВ в синхронной вращающейся системе d - q -координат применена для получения естественных траекторий средних на такте ШИМ значений переменных состояния преобразователя с целью прогнозирования движения рабочей точки в переходных процессах по заранее определенным траекториям.

В работе [15] уравнения мгновенных значений токов первичного источника переменного напряжения в трехфазной системе координат используются в технологии прямого управления мощностью и моментом (Direct Power and Torque Control – DPTC) с использованием контроллера с адаптивным нейро-нечетким интерфейсом управления системой (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System – ANFIS) с активным выпрямителем, инвертором напряжения и индукторным двигателем.

В работе [16] выражения токов ШИМ-выпрямителя в стационарной системе α - β -координат используются для выбора наилучшего момента переключения полупроводниковых элементов АВ в алгоритме, основанном на сетях Петри с одновременным ограничением ошибки управления активной и реактивной мощностями. В работе [17] для реализации бездатчикового метода виртуального потока с применением обобщенного интегратора второго порядка также применено преобразование трехфазной математической модели АВ в стационарную систему α - β -координат.

В работе [18] дискретная математическая модель АВ, полученная с помощью преобразования Кларка, представленная в системе отсчета (α - β) и дополненная таблицей ограниченного по количеству состояний полупроводниковых элементов АВ, использована для цифровой реализации модельного прогнозирующего управления (Model Predictive Control – MPC) в предиктивном контроллере с пространственно-векторным модулятором (Space-Vector Modulator – SVM) генерации оптимального вектора напряжения.

Необходимо отметить, что в приведенных выше работах [11–18] рассматривается первичный источник трехфазного переменного напряжения без нулевого провода с постоянной частотой и симметричными напряжениями.

Несбалансированность фаз первичного источника переменного напряжения без нулевого провода с упомянутыми способами управления АВ ведет к появлению гармонических искажений во входных токах, что требует модификации законов управления [19]. В работе [19] для синтеза закона управления при несбалансированности фаз первичного источника переменного напряжения используются математические модели АВ в синхронной вращающейся системе d - q -координат для прямой и обратной последовательностей входных токов АВ. В работе [20] компоненты входного напряжения и тока АВ в стационарной ортогональной системе α - β -координат используются для вычисления корректирующих коэффициентов дополнительного внешнего контура с целью балансировки входных фазных токов. В работе [21] дискретная модель АВ в стационарной системе α - β -координат используется для вычисления желаемых мгновенных значений активной и реактивной мощностей при управлении амплитудой и фазой первой гармоники входного переменного тока АВ с целью стабилизации выходного постоянного напряжения.

В четырехпроводных системах с АВ [22–24] при небалансе напряжений первичного источника и / или нагрузки в нулевом проводе возникают токи нулевой последовательности. Поэтому математические модели АВ дополняются уравнением тока нулевого провода. В [22] используется нелинейная динамическая математическая модель преобразователя пятого порядка в синхронной системе d - q -координат с тремя контролируемыми параметрами с последующим понижением порядка до трех и процедурой линеаризации для расчета параметров ПИ-регуляторов. В [23] математическая модель расчета фазных координат и постоянных напряжений расщепленной емкости АВ используется для синтеза параметров трех скалярных пропорциональных регуляторов входных фазных токов, ПИ-регуляторов постоянного напряжения и разницы напряжений плеч емкости постоянного напряжения.

В упомянутых выше работах исследуются системы с входным индуктивным фильтром, который снижает пульсационные составляющие входного тока АВ и, соответственно, первичного источника переменного напряжения. В системах преобразования электрической энергии авиационных комплексов первичный источник переменного тока переменной частоты характеризуется не только наличием несимметрии уровней фазных напряжений и наличием нейтрали первичного источника, но и предъявлением требований к спектральному составу напряжений [25]. Наличие несимметрии напряжений и нагрузки делает рациональным применение скалярных методов независимого управления фазами АВ. Требования к спектральному составу напряжений делают необходимым повышение порядка фильтра.

Цель данной работы – разработка математической модели для описания динамических процессов по токам и напряжениям в перспективной схеме трехфазного активного выпрямителя авиационной системы электропитания. Особенность представленной математической модели состоит в учете наличия нейтралей нагрузки и первичного источника переменного тока переменной частоты с введением LC -фильтра входного переменного напряжения AC/DC преобразователя (активного выпрямителя). Разработанная математическая модель в дальнейшем может быть использована для синтеза эффективной системы управления AC/DC преобразователем в рамках решения актуальной научно-технической задачи, связанной с повышением качественных показателей преобразования электрической энергии в авиационных системах электропитания при наличии нейтрали первичного источника и нагрузки с введением LC -фильтра входного переменного напряжения преобразователя [26–27].

В настоящей работе представлена математическая модель модели 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). Осуществлена верификация модели путем проведения математического моделирования и сравнения с результатами имитационного моделирования, полученных с помощью внутренних инструментов пакета ПО Matlab/Simulink и SimPowerSystem [28].

1. Математические модели активного выпрямителя

Рассматривается трехфазный двухуровневый инвертор напряжения с расщепленной емкостью, работающий в обратном режиме (активный выпрямитель), в составе бортовой авиационной системы электроснабжения с первичным четырехпроводным источником переменного тока переменной частоты, схема замещения которого представлена на рис. 1. Здесь L , R_L и C_f – сопротивление, индуктивность и емкость входного Г-образного LC-фильтра; R_f и L_f – сопротивление и индуктивность фидера сети; $e_{(A)}...e_{(C)}$ – ЭДС сети переменного тока переменной частоты; $e_{H(A)}$, $e_{H(B)}$, $e_{H(C)}$ – внутренние фазные ЭДС инвертора напряжения; $i_{C(A)}$ – ток емкости C_f фазы A ; $u_{C(A)}$ – напряжение 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; $VT_1...VT_6$ – полупроводниковые ключи в составе трехфазной мостовой схемы преобразователя. Средние точки конденсаторов C_d выходного звена постоянного напряжения и конденсаторов C_f входного Г-образного LC-фильтра соединены. Такое соединение при $C_d \gg C_f$ обеспечивает независимую работу фаз АВ.

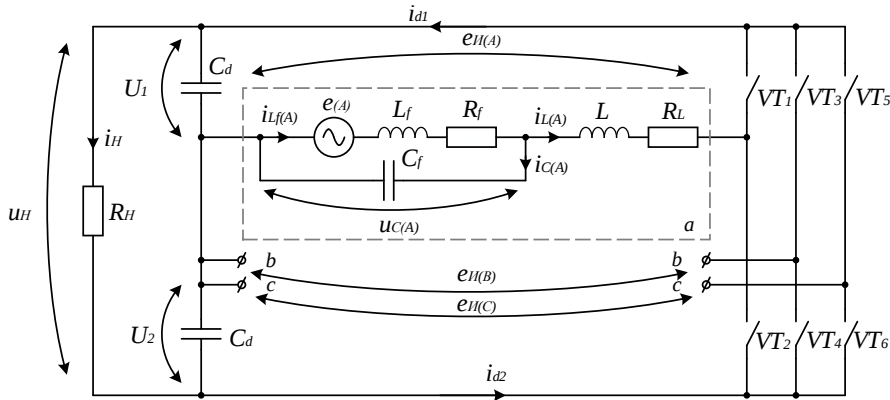


Рис. 1. Электрическая схема трехфазного активного выпрямителя
Fig. 1. Electrical schematic diagram of a three-phase active rectifier

При решении задач анализа электромагнитных процессов и синтеза САПР при скалярном пофазном управлении с ШИМ и оптимизации режимов переключения $VT_{1...6}$ в SVM необходимо получить математическую модель для описания процессов в схеме на рис. 1. При этом используются общепринятые допущения [1–24]: время переключения полупроводниковых ключей нулевое, соответственно, мертвое время (временная пауза между включенными состояниями ключей одной стойки) можно установить также нулевым; потери мощности в ключах принимаются нулевыми.

Система дифференциальных уравнений, описывающая электромагнитные процессы в трех входных фазах преобразователя, имеет следующий вид:

$$\begin{cases} e_{(j)} - L_f \frac{di_{L_f(j)}}{dt} - i_{L_f(j)} R_f - L \frac{di_{L(j)}}{dt} - i_{L(j)} R_L = e_{H(j)}, \\ e_{(j)} - L_f \frac{di_{L_f(j)}}{dt} - i_{L_f(j)} R_f = u_{C(j)}, \\ C \frac{du_{C(j)}}{dt} = i_{L_f(j)} - i_{L(j)}, \end{cases} \quad (1)$$

где $j = A, B, C$.

Для звена постоянного напряжения справедлива следующая система уравнений:

$$\begin{cases} C_d \frac{dU_1}{dt} = i_{d1} - \frac{U_1 + U_2}{R_n}, \\ C_d \frac{dU_2}{dt} = i_{d2} - \frac{U_1 + U_2}{R_n}. \end{cases} \quad (2)$$

Введем переключающие функции Ψ_{VTk} ключей VT_k , $k = 1 \dots 6$

$$\Psi_{VTk} = \begin{cases} 1, & \text{если } VT_k \text{ замкнут и проводит ток,} \\ 0, & \text{если } VT_k \text{ разомкнут и не проводит ток.} \end{cases} \quad (3)$$

Процесс формирования Ψ_{VTk} при алгоритме скалярной синусоидальной ШИМ пояснен диаграммами рис. 2 на примере верхних ключей VT_1 , VT_3 , VT_5 . Для фазы A формируется двухполярный синусоидальный сигнал, называемый модулирующим сигналом $U_{mA}(t) = M \sin(\omega t)$, частота которого ω задается равной частоте первой гармоники входного переменного напряжения АВ. Амплитуда данного сигнала, обозначенная как M , должна удовлетворять условию $0 \leq M \leq 1$, в качестве примера на рис. 2 она равна единице. Для фаз B и C независимо формируются аналогичные синусоидальные сигналы $U_{mB}(t)$ и $U_{mC}(t)$ со сдвигом фаз на 120° и 240° соответственно. Сформированные модулирующие сигналы сравниваются с опорным пилообразным двухполярным сигналом $U_{on}(t)$. Переключающие функции Ψ_{VTk} указанных ключей равны 1 при $U_{mj}(t) \geq U_{on}(t)$. Видно, что на периоде модулирующего сигнала изменяется длительность состояния, в котором $\Psi_{VTk} = 1$.

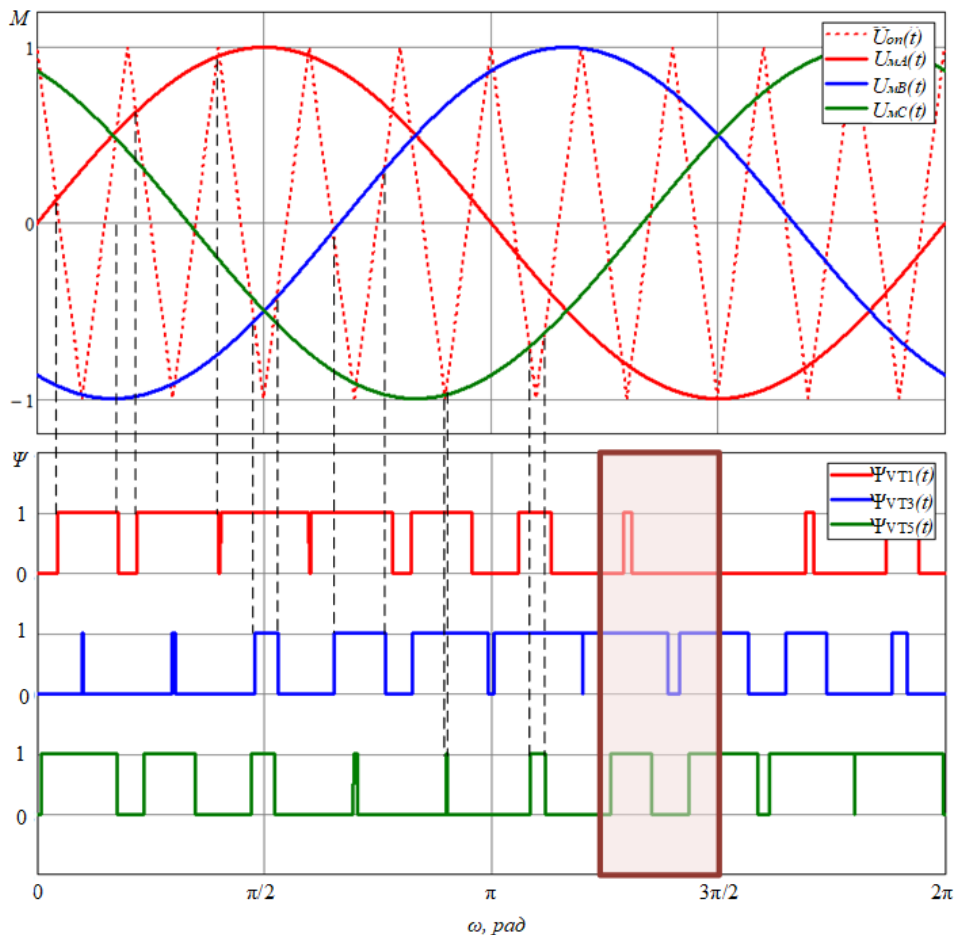


Рис. 2. Формирование переключающих функций Ψ_{VTk}
Fig. 2. Ψ_{VTk} switching functions generation process

В любой момент времени в каждой из фазных стоек последовательно соединенных ключей может быть замкнут только один ключ, и, соответственно, можно записать, что

$$\begin{cases} \Psi_{VT_1} = 1 - \Psi_{VT_2}, \\ \Psi_{VT_3} = 1 - \Psi_{VT_4}, \\ \Psi_{VT_5} = 1 - \Psi_{VT_6}. \end{cases} \quad (4)$$

Анализируя процесс работы схемы на рис. 1, системы уравнений (1) и (2) с использованием переключающих функций Ψ_{VTk} (3), (4) можно переписать следующим образом:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f(A)}}{dt} = e_{(A)} - u_{C(A)} - i_{f(A)} R_f, \\ L \frac{di_{L(A)}}{dt} = -U_1 \Psi_{VT1} + U_2 \Psi_{VT2} + u_{C(A)} - i_{L(A)} R_L, \\ C \frac{du_{C(A)}}{dt} = i_{f(A)} - i_{L(A)}. \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f(B)}}{dt} = e_{(B)} - u_{C(B)} - i_{f(B)} R_f, \\ L \frac{di_{L(B)}}{dt} = -U_1 \Psi_{VT3} + U_2 \Psi_{VT4} + u_{C(B)} - i_{L(B)} R_L, \\ C \frac{du_{C(B)}}{dt} = i_{f(B)} - i_{L(B)}. \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f(C)}}{dt} = e_{(C)} - u_{C(C)} - i_{f(C)} R_f, \\ L \frac{di_{L(C)}}{dt} = -U_1 \Psi_{VT5} + U_2 \Psi_{VT6} + u_{C(C)} - i_{L(C)} R_L, \\ C \frac{du_{C(C)}}{dt} = i_{f(C)} - i_{L(C)}. \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} C_d \frac{dU_1}{dt} = i_{L(A)} \Psi_{VT1} + i_{L(B)} \Psi_{VT3} + i_{L(C)} \Psi_{VT5} - \frac{U_1 + U_2}{R_n}, \\ C_d \frac{dU_2}{dt} = -i_{L(A)} \Psi_{VT2} - i_{L(B)} \Psi_{VT4} - i_{L(C)} \Psi_{VT6} - \frac{U_1 + U_2}{R_n}. \end{cases} \quad (8)$$

Полученные системы уравнений (5)–(8) являются математической моделью в стационарной трехфазной системе a – b – c -координат, которая позволяет провести анализ электромагнитных процессов с учетом характерных особенностей работы трехфазного управляемого моста.

В процессе работы преобразователя по схеме рис. 1 можно выделить 8 состояний полупроводниковых ключей [18]. Введем переключающие функции $\Psi_1 \dots \Psi_6$, Ψ_+ , Ψ_- по числу данных состояний. Принцип формирования этих функций пояснен на рис. 3, который представляет собой выделенный на рис. 2 участок периода модулирующего сигнала ШИМ. В верхней части рис. 3 приведена двоичная кодировка номера состояния схемы.

Так, например, при $\Psi_+ = 1$ замкнуты ключи VT_1 , VT_3 , VT_5 (схема замещения инвертора рис. 4, a , двоичный код 111), при $\Psi_- = 1$ замкнуты ключи VT_2 , VT_4 , VT_6 (схема замещения инвертора рис. 4, b , двоичный код 010).

Переключающие функции состояний схемы на периоде входного переменного напряжения удовлетворяют следующим условиям:

$$\begin{cases} \Psi_1 + \Psi_2 + \Psi_3 + \Psi_4 + \Psi_5 + \Psi_6 + \Psi_+ + \Psi_- = 1, \\ \Psi_1 \cdot \Psi_2 \cdot \Psi_3 \cdot \Psi_4 \cdot \Psi_5 \cdot \Psi_6 \cdot \Psi_+ \cdot \Psi_- = 0. \end{cases} \quad (9)$$

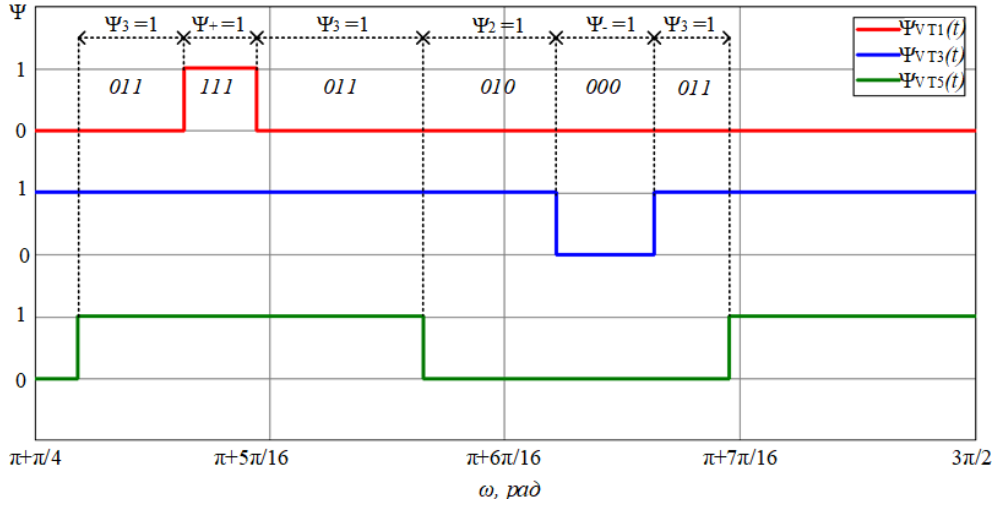

 Рис. 3. Диаграммы переключающих функций $\Psi_1, \Psi_3, \Psi_+, \Psi_-$ состояний ключей

 Fig. 3. $\Psi_1, \Psi_3, \Psi_+, \Psi_-$ switching functions of the keys status

 Рис. 4. Схема замещения инвертора (a – при $\Psi_+=1$, b – при $\Psi_2=1$)

 Fig. 4. Equivalent circuit for inverter bridge (a – for $\Psi_2=1$, b – for $\Psi_+=1$)

В свою очередь, связь переключающих функций ключей и состояний схемы можно отразить следующим образом:

$$\begin{cases} \Psi_{VT1} = \Psi_4 + \Psi_5 + \Psi_6 + \Psi_+, \\ \Psi_{VT2} = \Psi_1 + \Psi_2 + \Psi_3 + \Psi_-, \\ \Psi_{VT3} = \Psi_2 + \Psi_3 + \Psi_6 + \Psi_+, \\ \Psi_{VT4} = \Psi_1 + \Psi_4 + \Psi_5 + \Psi_-, \\ \Psi_{VT5} = \Psi_1 + \Psi_3 + \Psi_5 + \Psi_+, \\ \Psi_{VT6} = \Psi_2 + \Psi_4 + \Psi_6 + \Psi_-. \end{cases} \quad (10)$$

Используя выражения (5)–(8), (10), математическую модель AC/DC-преобразователя по схеме рис. 1 в пространстве состояний ключей схемы можно записать следующим образом:

$$L \frac{di_{L(j)}}{dt} = -U_1(\Psi_4 + \Psi_5 + \Psi_6 + \Psi_+) + U_2(\Psi_1 + \Psi_2 + \Psi_3 + \Psi_-) + (u_{C(j)} - i_{L(j)}R_L), \quad (11)$$

$$\begin{cases} C_d \frac{dU_1}{dt} = i_{L(A)}(\Psi_4 + \Psi_5 + \Psi_6 + \Psi_+) + i_{L(B)}(\Psi_2 + \Psi_3 + \Psi_6 + \Psi_+) + \\ \quad + i_{L(C)}(\Psi_1 + \Psi_3 + \Psi_5 + \Psi_+) - \frac{U_1 + U_2}{R_n}, \\ C_d \frac{dU_2}{dt} = -i_{L(A)}(\Psi_1 + \Psi_2 + \Psi_3 + \Psi_-) - i_{L(B)}(\Psi_1 + \Psi_4 + \Psi_5 + \Psi_-) - \\ \quad - i_{L(C)}(\Psi_2 + \Psi_4 + \Psi_6 + \Psi_-) - \frac{U_1 + U_2}{R_n}. \end{cases} \quad (12)$$

Полученная вторая математическая модель (11), (12) в пространстве состояний ключей схемы может быть полезна при реализации пространственно-векторных методов модуляции.

4. Верификация моделей имитационным моделированием

С целью верификации предложенного подхода к построению математических моделей электромагнитных процессов в схеме на рис. 1 проведено имитационное моделирование статического режима работы преобразователя с активной нагрузкой. Результаты имитационного моделирования сравниваются с результатами математического моделирования на основе системы уравнений (5)–(8). Параметры преобразователя, использованные при верификации, представлены в таблице.

Результаты математического и имитационного моделирования приведены на рис. 5, 6.

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
Сопротивление нагрузки R_H	10 Ом
Сопротивление LC-фильтра R_L	1 мкОм
Индуктивность LC-фильтра L	300 мкГн
Емкость входного LC-фильтра C_f	10 мкФ
Сопротивление фидера переменного напряжения R_f	1 мкОм
Индуктивность фидера переменного напряжения L_f	1 мкГн

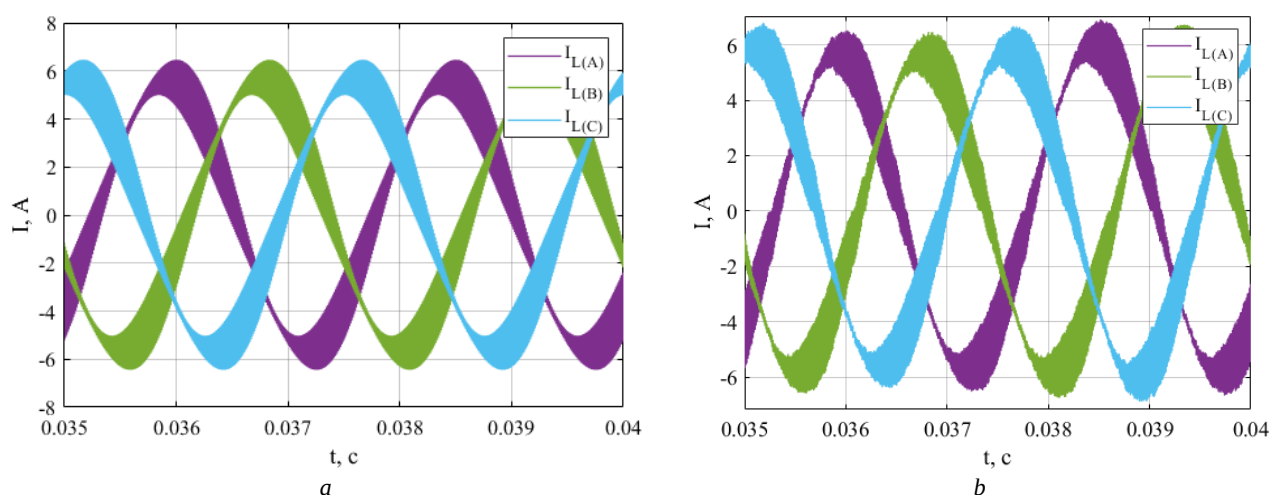


Рис. 5. Входные токи трех фаз AC/DC-преобразователя

Fig. 5. AC/DC converter 3-phase input currents

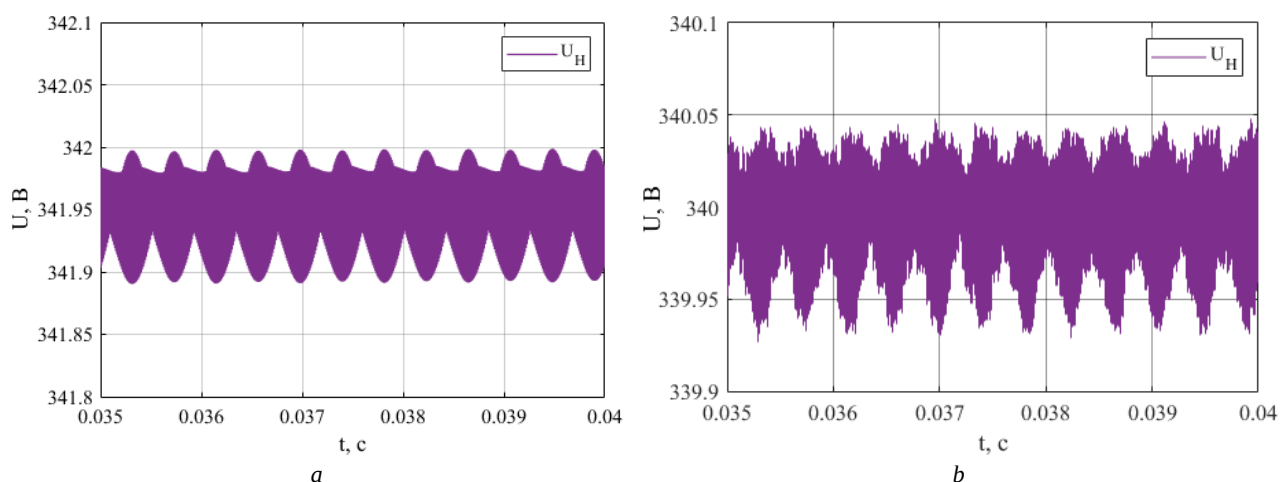


Рис. 6. Выходное выпрямленное напряжение активного выпрямителя

Fig. 6. Active rectifier output voltage

На рис. 5, *a* представлены мгновенные значения фазных переменных токов $i_{L(A)}(t) \dots i_{L(C)}(t)$, полученные с помощью выражений (5) – (8). На рис. 5, *b* – этот же ток, полученный с помощью имитационной модели пакета Matlab/Simulink и SimPowerSystem (лицензия № 355779). На рис. 6 приведены результаты математического (*a*) и имитационного (*b*) моделирования выпрямленного напряжения $U_H(t)$.

Действующее значение фазных входных переменных токов преобразователя составляет 2,94 А (см. рис. 5, *a*) и 2,97 А (см. рис. 5, *b*), среднее значение выпрямленного напряжения – 342 В (см. рис. 6, *a*) и 340 В (см. рис. 6, *b*) для математической и имитационной моделей соответственно. Форма входных токов моделей подобна в обоих моделях. Форма выходных напряжений несколько отличается, что объясняется влиянием дискретного характера численных методов расчета имитационных моделей. Таким образом, по результатам проведенного математического и имитационного моделирования можно сделать вывод, что полученные математические модели достаточно точно отражают процессы функционирования рассматриваемой схемы активного выпрямителя, расхождения в величинах токов и напряжений, полученных двумя способами, составляют менее 1%.

Заключение

В данной работе представлено два варианта математической модели для описания электромагнитных процессов в силовой схеме трехфазного двухуровневого инвертора напряжения с расщепленной емкостью звена постоянного напряжения, работающего в режиме активного выпрямителя (АВ), с входным трехфазным LC -фильтром и четырехпроводным первичным источником переменного тока переменной частоты с активной нагрузкой постоянного тока. Особенность представленных математических моделей состоит в учете наличия нейтрали первичного источника и нагрузки, а также LC -фильтра входного переменного напряжения преобразователя. Первая математическая модель преобразователя разработана в стационарной системе a – b – c -координат и может быть использована для расчета энергетических показателей и режимов работы преобразователя и при синтезе замкнутой системы автоматического управления для улучшения динамических характеристик трехфазного выпрямителя. Вторая математическая модель преобразователя записана в пространстве состояний ключей схемы и может быть применена для выбора оптимального вектора напряжения в пространственно-векторных методах модуляции. Верификация моделей проведена с помощью имитационного моделирования в Matlab инструментами библиотеки SimPowerSystem. Расчеты с помощью математических и имитационной моделей показали высокую сходимость результатов с погрешностью, не превышающей 1%.

Список источников

1. Лёвин А.В., Алексеев И.И., Харитонов С.А., Ковалёв Л.К. Электрический самолёт: от идеи до реализации. М. : Машиностроение, 2010. 288 с.
2. Rakhra P. Modelling and simulation of a MEA twin generator UAV electrical power system // 2011 46th International Universities' Power Engineering Conference (UPEC), Soest, Germany, 05–08 September 2011. P. 1–5.
3. Yanchu Li. Optimal controller design for non-affine nonlinear power systems with static var compensators for hybrid UAVs // Tsinghua Science and Technology, TUP. 2021. V. 27 (1). P.196–206. doi: 10.26599/TST.2020.9010058
4. Zhao H. Energy management strategy for hybrid-electric propulsion UAVs // 2022 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Haining, China. 2022. P. 1–6. doi: 10.1109/ITECAsia-Pacific56316.2022.9942171
5. Wang G. A Review of power electronics for grid connection of utility-scale battery energy storage systems // IEEE Transactions on Sustainable Energy. 2016. V. 7 (4). P. 1778–1790. doi: 10.1109/TSTE.2016.2586941
6. Biya T.S., Sindhu M.R. Design and power management of solar powered electric vehicle charging station with energy storage system // 3rd International Conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology, ICECA 2019. P. 815–820. doi: 10.1109/ICECA.2019.8821896
7. Brijesh P., Arya G.L., Anoop P., Syam V., Joseph A. Design and development of hybrid power conditioning system for microgrid application // IEEE Texas Power and Energy Conference, TPEC 2023. Memorial Student Center at Texas A&M University, College Station, Texas, USA. 2023. P. 433–438. doi: 10.1109/TPEC56611.2023.10078721
8. Bokopane L., Kusakana K., Vermaak H.J. Energy Management of a Grid-Integrated Hybrid Peer-to-Peer Renewable Charging Station for Electric Vehicles // Open Innovations Conference, OI 2019, Johannesburg, South Africa. 2018. P. 275–280. doi: 10.1109/OI.2018.8535881

9. Коробков Д.В. Использование накопителей энергии в подвижных комплексах связи // Актуальные вопросы энергетики : материалы Всерос. науч.-практ. конф. с междунар. участием. Омск : Изд-во ОмГТУ, 2023. С. 8–12.
10. Divya E., Gnanavadeivel J. Harmonic elimination in three phase PWM rectifier using FPGA control // 2011 International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology, Nagercoil, India. 2011. P. 436–441. doi: 10.1109/ICETECT.2011.5760156
11. 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
12. 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
13. 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
14. Degioanni F., Zurbriggen 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
15. 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, 2018. P. 2219–2224. doi: 10.1109/IECON.2018.8591620
16. 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
17. 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
18. 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
19. Xinhui Wu, Panda S.K., Jianxin Xu. Supply-side current harmonics control of three phase PWM boost rectifiers under distorted and unbalanced supply voltage conditions // 2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Bangkok, Thailand. 2007. P. 647–654. doi: 10.1109/PEDS.2007.4487770
20. Chattopadhyay S., Ramanarayanan V. A Voltage-sensorless control method to balance the input currents of a tree-wire boost rectifier under unbalanced input voltages condition // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2005. V. 52 (2). P. 386–398. doi: 10.1109/TIE.2005.843917
21. Bouafia A., Gaubert J.-P., Chaoui A. High performance direct power control of three-phase PWM boost rectifier under different supply voltage conditions // 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, France. 2013. P. 1–8. doi: 10.1109/EPE.2013.6631776
22. 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
23. Bueno A.G., Pomilio J.A. Balancing voltage in the DC bus with split capacitors in three-phase four-wire PWM boost rectifier // 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Sao Paulo, Brazil, 2018. P. 523–529. doi: 10.1109/INDUSCON.2018.8627210
24. 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 UPS // IECON 2011 – 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, Australia. 2011, IEEE. P. 1444–1449.
25. ГОСТ Р 54073–2017. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. Введ. 2018-06-01. М. : Стандартинформ, 2018. 39 с.
26. Vavilov O.A., Korobkov D.V., Yurkevich V.D. Two-level voltage inverter: parametric synthesis of filter and controllers // 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai, Russian Federation, 2022. P. 372–377.
27. 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.
28. Фомин Д.М., Жилина Т.Е. Моделирование в MATLAB/Simulink и SCILAB/Scicos : учеб. пособие. Н. Новгород : Нижегород. гос. техн. ун-т им. П.Е. Алексеева, 2011. 289 с.

References

1. Levin, A.V., Alekseev, I.I., Kharitonov, S.A. & Kovalev, L.K. (2010) *Elektricheskiy samolet: ot idei do realizatsii* [Electric Aircraft: From Idea to Implementation] Moscow: Mashinostroyeniye.

2. Rakhra, P. (2011) Modelling and Simulation of a MEA Twin Generator UAV Electrical Power System. *2011 46th International Universities' Power Engineering Conference (UPEC)*. Soest, Germany, 05-08 September. pp.1–5.
3. Yanchu, Li. (2022) Optimal controller design for non-affine nonlinear power systems with static var compensators for hybrid UAVs. *Tsinghua Science and Technology, TUP*. 27(1). pp. 196–206. DOI: 10.26599/TST.2020.9010058
4. Zhao, H. (2022) Energy Management Strategy for Hybrid-Electric Propulsion UAVs. *2022 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. Haining, China, October 28–31. pp. 1–6. DOI: 10.1109/ITECAsia-Pacific56316.2022.9942171
5. Wang, G. (2016) A Review of Power Electronics for Grid Connection of Utility-Scale Battery Energy Storage Systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*. 7(4). pp. 1778–1790. DOI: 10.1109/TSTE.2016.2586941
6. Biya, T.S. & Sindhu, M.R. (2019) Design and Power Management of Solar Powered Electric Vehicle Charging Station with Energy Storage System. *3rd International conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology, ICECA 2019*. Coimbatore, India, June 12–14, 2019. pp. 815–820. DOI: 10.1109/ICECA.2019.8821896
7. Brijesh, P., Arya, G.L., Anoop, P., Syam, V. & Joseph, A. (2023) Design and Development of Hybrid Power Conditioning System for Microgrid Application. *IEEE Texas Power and Energy Conference, TPEC 2023*. Memorial Student Center at Texas A&M University, College Station, Texas, USA. February 13 – 14. pp. 433–438. DOI: 10.1109/TPEC56611.2023.10078721
8. Bokopane, L., Kusakana, K. & Vermaak, H.J. (2018) Energy management of a grid-intergrated hybrid peer-to-peer renewable charging station for electric vehicles. *Open Innovations Conference, OI 2019*. Johannesburg, South Africa, October 3–5, 2018. pp. 275–280. DOI: 10.1109/OI.2018.8535881
9. Korobkov, D.V. (2023) Ispol'zovanie nakopiteley energii v podvizhnykh kompleksakh svyazi [Application of energy storage devices in mobile communication complexes]. *Aktual'nye voprosy energetiki* [Current Issues of Energy]. Proc. of the Conference. Omsk, May 25–26, 2023. Omsk: Omsk State Technical University. pp. 8–12.
10. Divya, E. & Gnanavadiel, J. (2011) Harmonic elimination in three phase PWM rectifier using FPGA control. *2011 International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology*. Nagercoil, India. March 23–24, 2011. pp. 436–441. DOI: 10.1109/ICETECT.2011.5760156
11. Bai, H., Wang, F. & Xing, J. (2007) 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. May 23–25, 2007. pp. 132–135. DOI: 10.1109/ICIEA.2007.4318384
12. Hoang Thi Thu Giang. (2017) 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. March 25–26, 2017. pp. 9–13. DOI: 10.1109/IAEAC.2017.8053966
13. Junjie, Ge. (2015) 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
14. Degioanni, F., Zurbriggen, I.G. & Ordonez, M. (2020) Fast and reliable geometric-based controller for three-phase PWM rectifiers. *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. New Orleans, LA, USA. March 15–19, 2020. pp. 1891–1896. DOI: 10.1109/APEC39645.2020.9124287
15. Jamma, M., Akherraz, M. & Barar, M. (2018) 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*. October 21–23, 2018. pp. 2219–2224. DOI: 10.1109/IECON.2018.8591620
16. Fekik, A. (2018) 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, October 14–17, 2018. pp. 1121–1125. DOI: 10.1109/ICRERA.2018.8566936
17. Djabali, S., Ait Hamou Ali, M. & Ammar, A. (2020) Improved Virtual Flux-Direct Power Control for PWM Rectifier Based on Second-Order Generalized Integrators. *2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*. Istanbul, Turkey. September 25–27, 2020. pp. 267–272. DOI: 10.1109/ICEE49691.2020.9249885
18. Fahem, K., Chariag, D.E. & Sbita, L. (2020) Comparative analysis of model predictive control methods for grid-connected PWM rectifier. *2020 17th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*. Monastir, Tunisia, July 20–23, 2020. pp. 1058–1062. DOI: 10.1109/SSD49366.2020.9364162
19. Xinhui, Wu, Panda, S.K. & Jianxin, Xu. (2007) Supply-side current harmonics control of three phase PWM boost rectifiers under distorted and unbalanced supply voltage conditions. *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Bangkok, Thailand. November 27–30, 2007. pp. 647–654. DOI: 10.1109/PEDS.2007.4487770
20. Chattopadhyay, S. & Ramanarayanan, V. (2005) A Voltage-sensorless control method to balance the input currents of a tree-wire boost rectifier under unbalanced input voltages condition. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 52(2). pp. 386–398. DOI: 10.1109/TIE.2005.843917
21. Bouafia, A., Gaubert, J.-P. & Chaoui, A. (2013) High performance direct power control of three-phase PWM boost rectifier under different supply voltage conditions. *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Lille, France. September 2–6, 2013. pp. 1–8. DOI: 10.1109/EPE.2013.6631776
22. 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

23. Bueno, A.G. & Pomilio, J.A. (2018) Balancing voltage in the DC bus with split capacitors in three-phase four-wire PWM boost rectifier. *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. Sao Paulo, Brazil. November 12–14. pp. 523–529. DOI: 10.1109/INDUSCON.2018.8627210
24. 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. November 7–10, 2011. pp. 1444–1449.
25. 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]. Moscow: Standartinform.
26. Vavilov, O.A., Korobkov, D.V. & Yurkevich, V.D. (2022) Two-level voltage inverter: parametric synthesis of filter and controllers. *2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*. Altai, Russian Federation, June. pp. 372–377.
27. Vavilov, O.A., Korobkov, D.V. & Yurkevich, V.D. (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.
28. Fomin, D.M. & Zhilina, T.E. (2011) *Modelirovanie v MATLAB/Simulink i SCILAB/Scicos* [Modeling in MATLAB/Simulink and SCILAB/Scicos]. Nizhny Novgorod: Nizhny Novgorod State Technical University.

Информация об авторах:

Ашурков Никита Владимирович – магистрант Новосибирского государственного технического университета (Новосибирск, Россия). E-mail: 4445@list.ru

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

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

Юркевич Валерий Дмитриевич – профессор, доктор технических наук, профессор 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. (Master's 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. (Doctor of Technical Sciences, Professor, 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 14.08.2024; принята к публикации 02.12.2024

Received 14.08.2024; accepted for publication 02.12.2024