



Методика проектирования двухтрансформаторного резонансного преобразователя с оптимизацией индуктивностей для расширения диапазона мягкой коммутации

Александр Александрович Пирогов¹, Марина Владимировна Хорошайлова¹,
Павел Викторович Зобов², Элеонора Викторовна Сёмка^{2✉}

¹Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» Минобороны России, Воронеж, Россия

Аннотация. Проведен анализ современных топологий высокочастотных изолированных преобразователей постоянного тока, включая мостовые схемы с фазовым управлением и резонансные LLC-преобразователи. Выявлены их ключевые недостатки, такие как значительная циркуляционная мощность, узкий диапазон мягкой коммутации и повышенные коммутационные потери в ряде режимов. В качестве перспективного объекта исследования выбрана двухтрансформаторная резонансная топология, преимущество которой заключается в распределении энергетических потоков и подавлении пиковых токов.

Моделирование стационарного режима работы преобразователя методом приближения основных гармоник показало, что выходной мощностью можно эффективно управлять с помощью единственного параметра – фазового сдвига между управляющими сигналами полумостов. Исследовано влияние коэффициента трансформации на граничные условия коммутации при нулевом напряжении (Zero Voltage Switching, ZVS). Установлено, что оптимальное соотношение индуктивностей трансформаторов позволяет существенно расширить диапазон нагрузок, при которых сохраняется мягкая коммутация всех силовых ключей, вплоть до режима холостого хода.

Разработан метод проектирования преобразователя, включающий алгоритм оптимизации параметров силовой части для минимизации потерь проводимости и расширения ZVS-диапазона. Методика включает поэтапный выбор индуктивности рассеяния, коэффициента трансформации, геометрии магнитопровода и числа витков обмоток, обеспечивающих выполнение заданных требований по эффективности и массогабаритным показателям. Экспериментальные исследования подтвердили высокую энергоэффективность преобразователя с коэффициентом полезного действия (КПД) свыше 96% в широком диапазоне нагрузок и устойчивое поддержание режима мягкой коммутации.

Ключевые слова: изолированный преобразователь постоянного тока, двухтрансформаторная топология, оптимизация параметров, фазовое управление, коэффициент трансформации, энергоэффективность, коммутация при нулевом напряжении

Финансирование: работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «Молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003.

Для цитирования: Пирогов А. А., Хорошайлова М. В., Зобов П. В., Сёмка Э. В. Методика проектирования двухтрансформаторного резонансного преобразователя с оптимизацией индуктивностей для расширения диапазона мягкой коммутации // Вестник кибернетики. 2026. Т. 25, № 1. С. 27–38. <https://doi.org/10.35266/1999-7604-2026-1-3>.

Original article

Designing dual-transformer resonant converter with inductance optimization to expand soft switching range

Aleksandr A. Pirogov¹, Marina V. Khoroshailova¹, Pavel V. Zobov², Eleonora V. Syomka²✉

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The paper analyses modern topologies of high-frequency isolated direct current (DC) converters, including phase-controlled bridge circuits and resonant LLC converters. The study defines the following key disadvantages of the aforementioned converters: significant circulating power, narrow soft switching range, and increased switching losses in a number of modes. The scope of the research encompasses a dual-transformer resonant topology, which provides advantages in distributing energy flows and suppressing peak currents.

Simulation of the converter's steady-state operation using the fundamental approximation has shown that the output power can be substantively manipulated by means of a single characteristic, i.e. phase-shift of the half-bridges control signals. The authors study the transformer ratio's influence on the limit conditions of zero voltage switching (ZVS). The article establishes that the optimal ratio of transformer inductances significantly expands the load range at which soft switching of all power switches remains unchanged up to the open-circuit.

The work develops a converter design method that contains an algorithm for optimizing the power contour characteristics to minimize conduction losses and expand the ZVS range. The technique consists in a sequential selection of the leakage inductance, transformer ratio, magnetic core shape and number of windings' turns, ensuring compliance with the set requirements in terms of efficiency, weight and size. The experiment confirms high energy efficiency of the converter (over 96%) in a wide load range and stable maintenance of the soft switching mode.

Keywords: isolated direct current (DC) converter, dual-transformer topology, characteristic optimization, phase-shift control, transformer ratio, energy efficiency, zero voltage switching

Funding: the research is funded by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation under the state assignment "Youth laboratory" No. FZGM-2024-0003.

For citation: Pirogov A. A., Khoroshailova M. V., Zobov P. V., Syomka E. V. Designing dual-transformer resonant converter with inductance optimization to expand soft switching range. *Proceedings in Cybernetics*. 2026;25(1):27–38. <https://doi.org/10.35266/1999-7604-2026-1-3>.

ВВЕДЕНИЕ

Изолированные преобразователи постоянного тока играют ключевую роль в развитии современных энергетических систем. Их критически важная роль заключается в обеспечении гальванической развязки и преобразовании уровня напряжения, что необходимо для обеспечения безопасности, повышения надежности и функциональной гибкости силовых каналов. В данном контексте особую актуальность приобретают топологии, способные обеспечить высокий коэффициент полезного действия, широкий диапазон регулирования и высокую плотность мощности.

Наиболее перспективными в этом отношении являются схемы с мягкой коммутацией, которые позволяют минимизировать коммутационные потери, что особенно важно при работе на повышенных частотах.

Среди множества предложенных решений традиционно выделяются двунаправленные преобразователи с двойным активным мостом и резонансные LLC-преобразователи [1–7]. Однако их широкое практическое применение сталкивается с рядом проблем. Преобразователи с двойным активным мостом характеризуются значительной циркуляционной мощностью реактивных токов в ряде

режимов, что снижает общий КПД, а также требуют реализации сложных алгоритмов управления. В свою очередь, LLC-преобразователи, обеспечивая превосходные характеристики вблизи резонансной частоты, демонстрируют резкое ухудшение эффективности при отклонении от нее, проявляющееся в росте циркуляционных токов и сужении диапазона регулирования [3, 5]. Многочисленные модификации данных топологий, хотя и направлены на смягчение этих недостатков, зачастую приводят к чрезмерному усложнению системы управления или не полностью решают проблемы обеспечения устойчивой мягкой коммутации во всем диапазоне нагрузок.

В данной связи особый научный и практический интерес представляет концепция двухтрансформаторных преобразователей, которые потенциально способны объединить преимущества резонансных и мостовых топологий. Известные решения данного класса демонстрируют подавление пиковых токов и расширение диапазона мягкой коммутации. Тем не менее, они часто страдают от дисбаланса магнитных компонентов, высоких циркуляционных потерь, ограниченного диапазона коммутации при нулевом напряжении в понижающем режиме и недостаточной плотности мощности. Таким образом, актуальной задачей является разработка новой методики проектирования такого преобразователя, которая позволила бы системно устранить указанные недостатки за счет целенаправленной оптимизации его ключевых параметров.

Целью настоящей работы является разработка методики проектирования высокочастотного двухтрансформаторного резонансного преобразователя, направленная на минимизацию мощности обратного потока, снижение токовой нагрузки на вторичной стороне и максимальное расширение диапазона коммутации при нулевом напряжении. Достижение этой цели базируется на комплексном анализе стационарных и динамических характеристик схемы, выводе аналитических выражений для границ режима мягкой коммутации и последующей параме-

трической оптимизации силовой части преобразователя. Предлагаемый подход призван обеспечить существенное повышение энергоэффективности и массогабаритных показателей устройства по сравнению с традиционными резонансными и ШИМ-топологиями.

МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

Для анализа работы двухтрансформаторного резонансного DC/DC-преобразователя применяется метод приближений основных гармоник. Данный подход является корректным, поскольку формы напряжений и токов в резонансном контуре на практике близки к синусоидальным, и высшие гармоники оказывают пренебрежимо малое влияние на общую энергетическую систему. Для упрощения математического моделирования параметры первичной обмотки высокочастотных трансформаторов приводятся к вторичной стороне. В рамках данной модели принят ряд допущений: все компоненты схемы, включая активные и пассивные элементы, а также трансформаторы, считаются идеальными. Такое допущение позволяет абстрагироваться от паразитных эффектов и сосредоточиться на фундаментальных принципах работы преобразователя. Кроме того, эффект мертвого времени (мертвого зазора) в управлении ключевыми транзисторами не учитывается.

Эквивалентная схема замещения (рис. 1) получена методом приближений основных гармоник и содержит два приведенных источника напряжения V_{xz} и V_{yz} , которые представляют собой квазисинусоидальные аппроксимации выходных напряжений мостовых инверторов. Нормализованные значения источников отраженного напряжения V_{xz} , V_{yz} , V'_{xz} , V'_{yz} и $V'_{yz,pu}$ таковы:

$$V'_{xz,pu}(\omega_S t) = \frac{1}{n_1} V_{xz,pu}(\omega_S t) = \frac{2}{\pi} \sin(\omega_S t),$$
$$V'_{yz,pu}(\omega_S t) = \frac{1}{n_2} V_{yz,pu}(\omega_S t) = \frac{2}{k\pi} \sin(\omega_S t - \alpha). \quad (1)$$

Нормированный ток $i_{r,pu}$ в резонансном контуре рассчитывается согласно закону Ома для комплексных амплитуд как разность эквива-

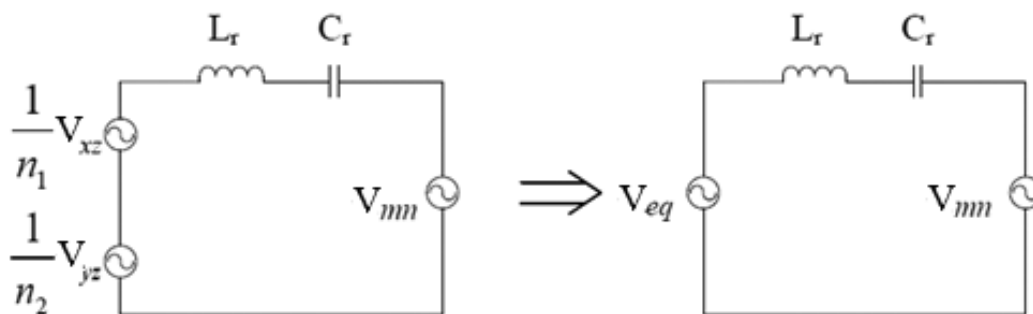


Рис. 1. Эквивалентная схема, полученная методом приближения основных гармоник двухтрансформаторного резонансного DC/DC-преобразователя

Примечание: составлено авторами.

лентного напряжения источника и напряжения на нагрузке, деленная на полное сопротивление резонансного контура (уравнение (2)):

$$i_{r,pu}(\omega_s t) = \frac{V_{eq,pu}(\omega_s t) - V_{mn,pu}(\omega_s t)}{1 + j\left(QF - \frac{Q}{F}\right)}, \quad (2)$$

где $V_{eq,pu}(\omega_s t)$ – нормированное эквивалентное напряжение источника, $V_{mn,pu}(\omega_s t)$ – нормированное напряжение на нагрузке в схеме замещения, Q – добротность резонансного контура, $F = \omega_s / \omega_r$ – относительная частота переключения, ω_r – резонансная частота контура, ω_s – частота переключения.

Резонансный ток описывается косинусоидальной функцией

$$i_{r,pu}(\omega_s t) = I_{r,pu} \cdot \cos(\omega_s t + \angle i_{r,pu}). \quad (3)$$

Амплитуда $I_{r,pu}$ и фазовый угол $\angle i_{r,pu}$ являются функциями параметров Q, F, M, k, α :

$$I_{r,pu} = \frac{2}{\pi^2 \left(1 + \left(QF - \frac{Q}{F}\right)\right)},$$

$$\sqrt{4M^2 - 4M \frac{1}{k} \cos(\gamma - \alpha) - 4M \cos \gamma + \frac{2}{k} \cos \alpha + \left(\frac{1}{k}\right)^2} + 1,$$

$$\angle i_{r,pu} = \arctg \left(\frac{2M \sin \gamma - \frac{1}{k} \sin \alpha}{1 + \frac{1}{k} \cos \alpha - 2M \cos \gamma} \right), \quad (4)$$

где M – коэффициент усиления по напряжению, k – это отношение коэффициентов трансформации второго и первого трансформаторов (n_2/n_1), α – фазовый угол, на который

управляющие сигналы второго мостового инвертора сдвинуты относительно сигналов первого мостового инвертора, γ – это фазовый сдвиг между напряжением на нагрузке $V_{mn,pu}$ и резонансным током $I_{r,pu}$.

Таким образом, нормализованную выходную мощность можно выразить как

$$P_{L,pu} = \frac{4M}{\pi^2 \left(1 + \left(QF - \frac{Q}{F}\right)\right)} \left(\sin \gamma + \frac{1}{k} \sin(\gamma - \alpha) \right). \quad (5)$$

Ключевым условием для дальнейшего анализа является требование, вытекающее из работы выходного диодного выпрямителя, а именно $\gamma = 0$, где γ – угол сдвига фаз между напряжением и током в нагрузочной части схемы, что соответствует синфазности тока через выпрямитель и напряжения на нем.

Это означает, что момент перехода резонансного тока через ноль должен совпадать с моментом, когда фазовый угол напряжения равен $\gamma + \pi / 2$. Данное фазовое условие позволяет установить фундаментальную связь между углами управления γ, α и коэффициентом усиления M , которая выражается уравнением

$$2M = \cos \gamma + \frac{1}{k} \cos(\gamma - \alpha). \quad (6)$$

На рис. 2 представлена система графиков резонансного преобразователя с двойным активным мостом для различных значений коэффициента трансформации k . Амплитуда напряжения достигает максимума при нулевом фазовом угле и минимальна при 180° (рис. 2а), причем меньшие значения k (0,5)

обеспечивают более высокую амплитуду по сравнению с большими значениями k (2,0). Фазовая характеристика изменяется нелинейно, и при малых значениях k фаза изменяется более резко, а при больших k – более плавно (рис. 2б).

Нормированные напряжения V_{xz} , V_{yz} , эквивалентное напряжение V_{eq} , напряжение на-

грузки V_{mn} и резонансный ток i_r от угла сдвига фаз представлены на рис. 2в. Фазовое соотношение между сигналами: V_{yz} отстает от V_{xz} на угол 60° , эквивалентное напряжение V_{eq} имеет промежуточную фазу, а резонансный ток i_r сдвинут на 90° относительно напряжений, что характерно для резонансного контура (рис. 2в).

Базовое напряжение $V_B = 100.00$ В
Базовое сопротивление $Z_B = 2.30$ Ом
Базовый ток $I_B = 43.40$ А
Резонансная частота $f_r = 71.18$ кГц

Параметры расчетов:

$Q = 2.0$, $F = 1.0$, $k = 1.0$, $M = 0.8$

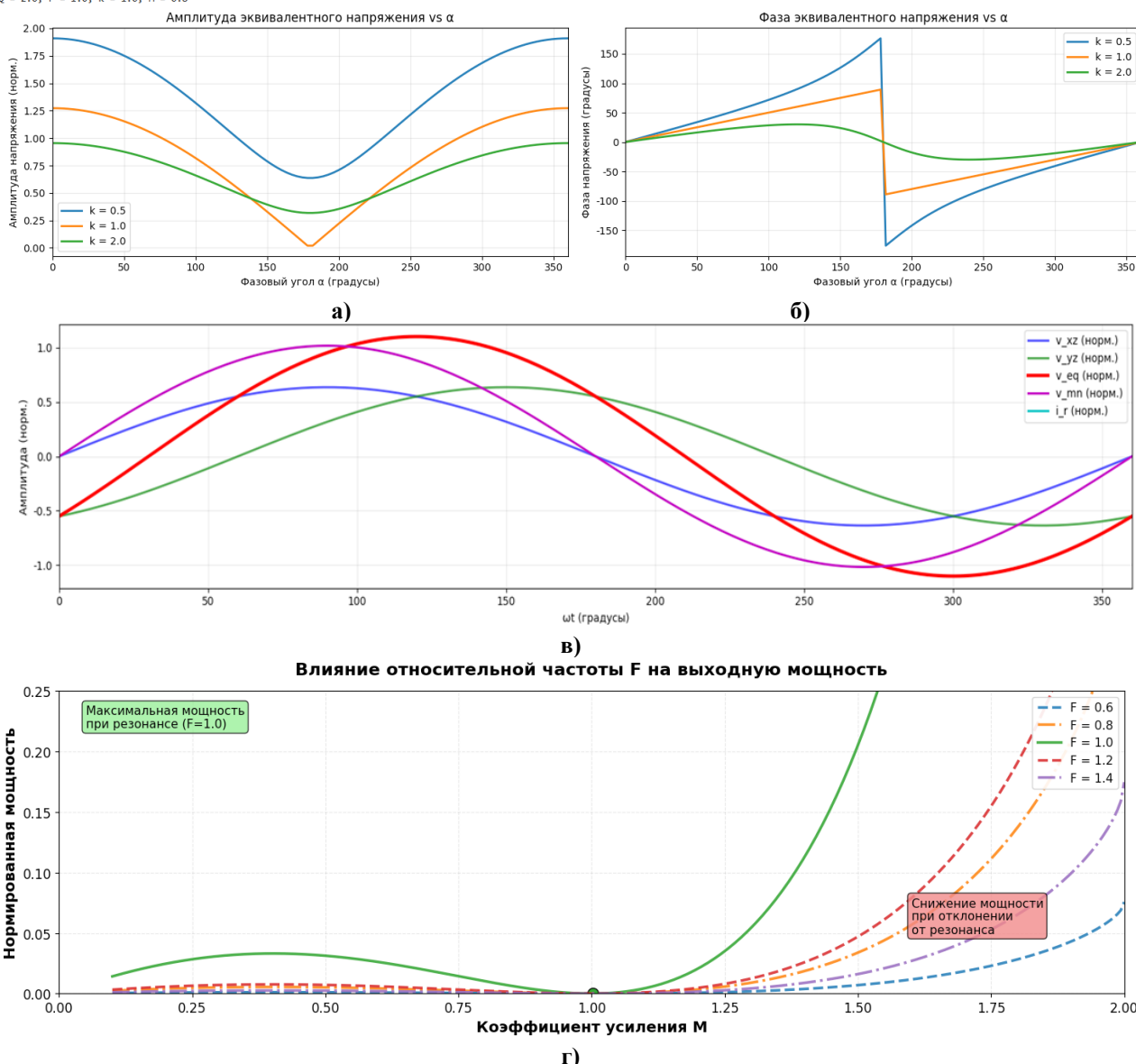


Рис. 2. Анализ предельных режимов работы резонансного преобразователя

а) зависимость амплитуды эквивалентного напряжения от фазового угла α ;

б) зависимость фазы эквивалентного напряжения от фазового угла α ;

в) временная диаграмма напряжения и тока;

г) влияние частоты F на мощность ($\alpha = 60^\circ$; $k = 1.0$; $Q = 2.0$)

Примечание: составлено авторами на основании данных, полученных в исследовании.

Анализ влияния относительной частоты переключения F (рис. 2г), где $F = f_s/f_r$ – безразмерный параметр, демонстрирует, что работа на резонансной частоте ($f_s = f_r = 71,18$ кГц) обеспечивает максимальную выходную мощность.

Отклонение от резонанса в сторону как уменьшения ($F = 0,6$), так и увеличения ($F = 1,4$) частоты приводит к существенному снижению мощности, которое обусловлено ростом импеданса резонансного контура вне резонансной частоты и является более выраженным при больших значениях коэффициента усиления M , что подтверждает необходимость работы вблизи $F = 1,0$ для достижения высоких мощностных показателей.

Все полученные графики согласуются с теоретическими ожиданиями и подтверждают основные принципы работы резонансного преобразователя: возможность плавного регулирования мощности фазовым углом, наличие оптимального коэффициента усиления M , важность работы вблизи резонансной частоты и влияние добротности контура на энергетические характеристики системы.

Основным требованием для обеспечения работы ключей в режиме коммутации при нулевом напряжении (ZVS) является наличие отрицательного тока через ключ в момент его включения. Данное условие обеспечивает разряд паразитной выходной емкости ключа до его включения, создавая необходимые условия для коммутации при нулевом напряжении:

$$\begin{cases} i_r(t_0) < 0 \\ i_r(t_1) < 0 \\ i_r(t_2) > 0 \\ i_r(t_3) < 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_r(t_0) = -i_r(t_2) < 0 \\ i_r(t_1) = -i_r(t_3) < 0 \end{cases} \quad (7)$$

Процесс оптимизации коэффициента трансформации k начинается с анализа граничной выходной мощности, при которой преобразователь теряет режим мягкой коммутации (ZVS). На этом этапе выявляется ключевое различие между топологиями. Для классического резонансного ШИМ-преобразователя, который является частным случаем

двухтрансформаторной схемы при $k = 1$, эта граничная мощность является величиной постоянной, жестко заданной выбранным коэффициентом усиления M . Предложенный двухтрансформаторный преобразователь обладает степенью свободы – граничная мощность для него становится функцией параметра k , что и открывает возможность для целенаправленной оптимизации. На рис. 3 представлена блок-схема алгоритма оптимизации рабочего режима коэффициента трансформации.

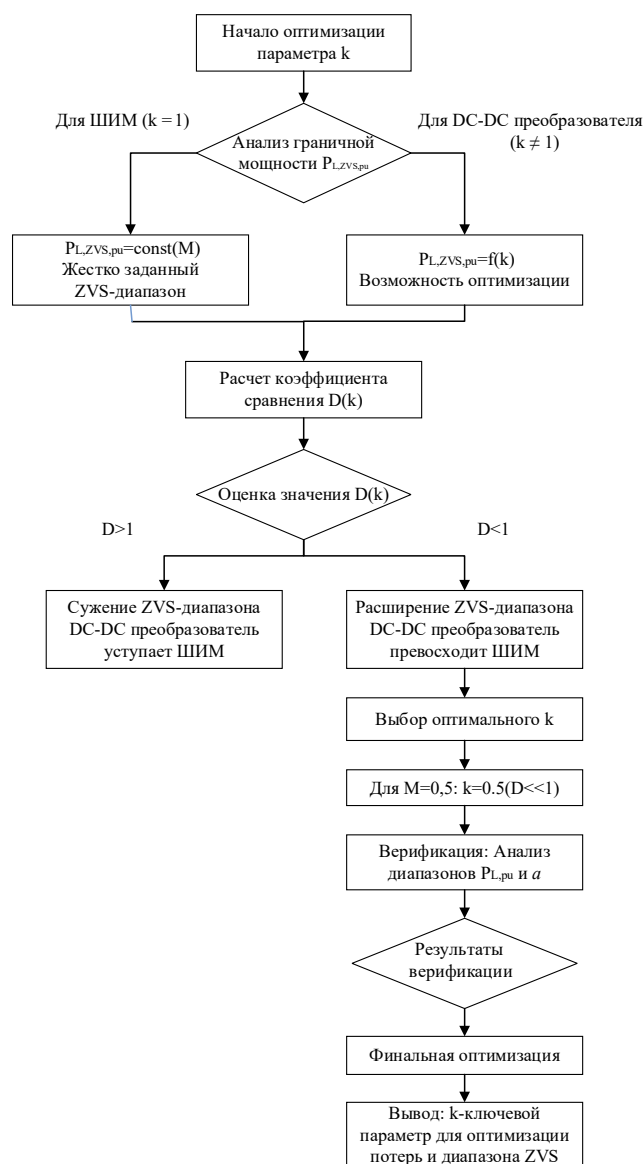


Рис. 3. Алгоритм оптимизации рабочего режима коэффициента трансформации

Примечание: составлено авторами.

Для количественной оценки преимущества вводится коэффициент D , который представляет собой отношение граничных мощно-

стей двухтрансформаторного преобразователя и его ШИМ-аналога. Этот коэффициент служит универсальным критерием эффективности выбранного значения k . Если значение D превышает единицу, это означает, что предлагаемая топология уступает классической – ее ZVS-диапазон сужается, что приводит к уменьшению времени перехода в режим жесткой коммутации с большими потерями. При значении D меньше единицы ZVS-диапазон расширяется, что свидетельствует об успехе оптимизации нагрузок, в котором сохраняется мягкое переключение. Аналитический расчет и графическая зависимость показывают, что для стандартного коэффициента усиления $M = 0,5$ оптимальным является значение $k = 0,5$, при котором коэффициент D становится значительно меньше единицы, что теоретически обещает исключительно широкий ZVS-диапазон вплоть до режима холостого хода.

Таким образом, необходимость и преимущество данной оптимизации заключаются в целенаправленном управлении коммутационными потерями, которые являются главным фактором, ограничивающим коэффициентом полезного действия (КПД) высокочастотных преобразователей. Классическая топология не позволяет влиять на этот параметр после выбора M . Оптимизация коэффициента k дает разработчику мощный инструмент, позволяющий спроектировать преобразователь с заранее заданными и улучшенными характеристиками: максимально широким диапазоном нагрузок, в котором коммутационные потери сведены к нулю, высоким общим КПД, особенно на частичной нагрузке, что критически важно для таких применений, как автомобильные зарядные устройства или системы резервного питания. Это преобразует параметр k из простого конструктивного соотношения в ключевой элемент проектирования энергоэффективных силовых систем.

На рис. 4 представлено отношение граничной выходной мощности для потери коммутации при нулевом напряжении при различных значениях k .

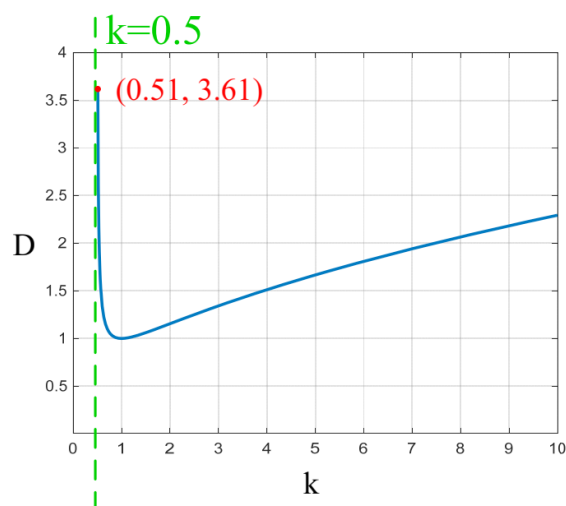


Рис. 4. Отношение граничной выходной мощности для потери коммутации при нулевом напряжении при различных значениях k

Примечание: составлено авторами на основании данных, полученных в исследовании.

При $D > 1$ (рис. 4) двухтрансформаторный резонансный DC/DC-преобразователь теряет ZVS при более низкой выходной мощности по сравнению с ШИМ-аналогом, что эквивалентно сужению его ZVS-диапазона. При $D < 1$ (рис. 4) наблюдается более широкий диапазон нагрузок, в котором двухтрансформаторный резонансный DC/DC-преобразователь сохраняет способность к мягкому переключению.

После проведенного анализа и оптимизации блок-схема методики проектирования двухтрансформаторного резонансного DC/DC-преобразователя, включающая алгоритм выбора компонентов и расчета режимов работы, обеспечивающая выполнение заданных требований по эффективности и массогабаритным показателям, имеет структуру, представленную на рис. 5.

Процесс начинается с формулировки исходных требований к преобразователю: номинальной мощности, входного и выходного напряжений, а также частоты коммутации. Данные параметры являются базовыми и задаются исходя из назначения устройства.

Следующий критически важный этап – выбор режимных параметров, который определяет все последующие расчеты и конечные характеристики преобразователя. Коэффици-

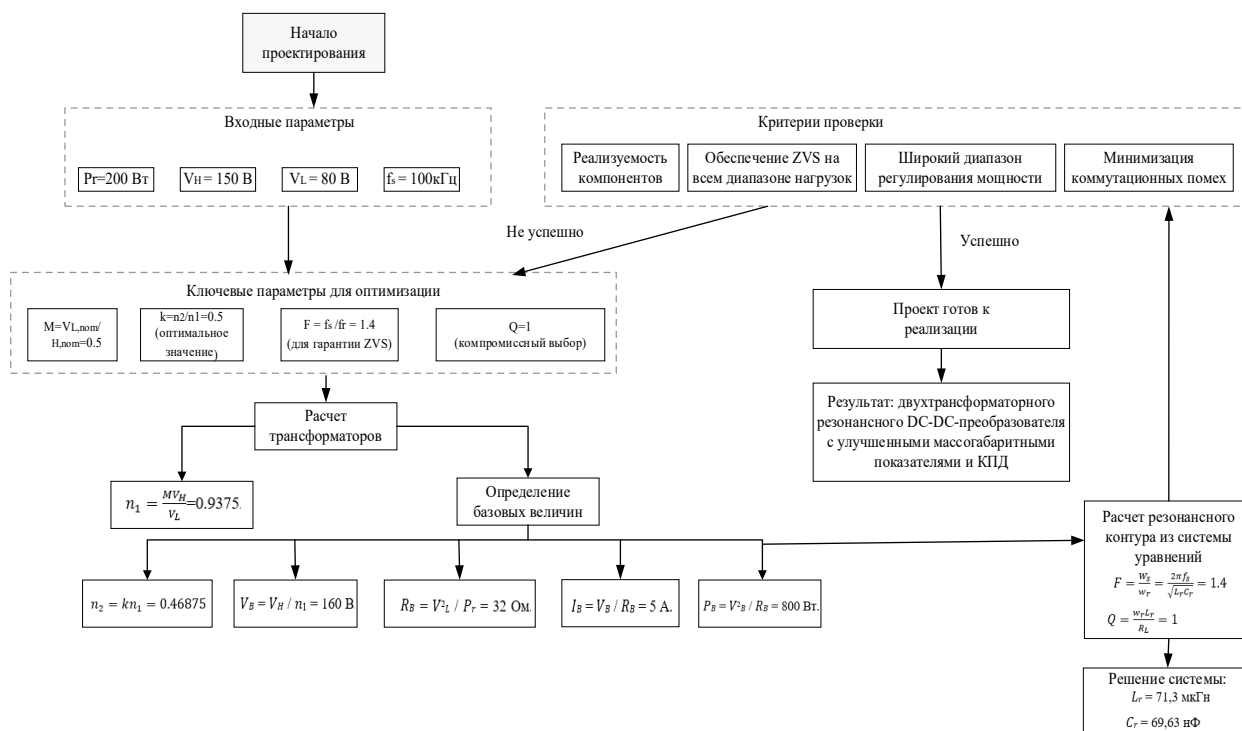


Рис. 5. Блок-схема проектирования двухтрансформаторного резонансного DC/DC-преобразователя

Примечание: составлено авторами.

ент усиления M задается соотношением номинальных напряжений. Параметр k является ключевым инструментом оптимизации; его выбор (в данном случае $k = 0,5$) напрямую влияет на расширение диапазона мягкой коммутации (ZVS) и снижение коммутационных потерь, что в итоге повышает КПД. Нормализованная частота F выбирается больше единицы для гарантированного обеспечения режима ZVS, а добротность Q является компромиссом между ограничением резонансного тока и динамическими характеристиками системы.

На основе выбранных параметров производится расчет трансформаторов – определяются коэффициенты трансформации для обеих ступеней. Затем выполняется приведение параметров к базовым величинам (напряжению, току, сопротивлению и мощности), что необходимо для унификации и упрощения последующих расчетов резонансного контура.

Заключительный этап – анализ и верификация спроектированного преобразователя по ключевым критериям: реализуемости рассчитанных компонентов; выполнению ус-

ловия ZVS в широком диапазоне нагрузок; ширине диапазона регулирования мощности и минимизации потерь. Если критерии не выполняются, процесс итеративно возвращается к этапу выбора режимных параметров для их корректировки. Успешное прохождение верификации означает, что проект соответствует всем заданным требованиям по эффективности и массогабаритным показателям и готов к практической реализации.

РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Для верификации теоретических положений, изложенных в предыдущих разделах, было проведено всестороннее компьютерное моделирование работы предложенного двухтрансформаторного резонансного преобразователя. Ключевым аспектом анализа стало определение областей достижения режима нулевой коммутации напряжения (ZVS) для силовых ключей в зависимости от коэффициента трансформации k и фазового угла α . Область, в которой коммутаторы M_C и M_D теряют возможность мягкой коммутации, выделена красным на рис. 6.

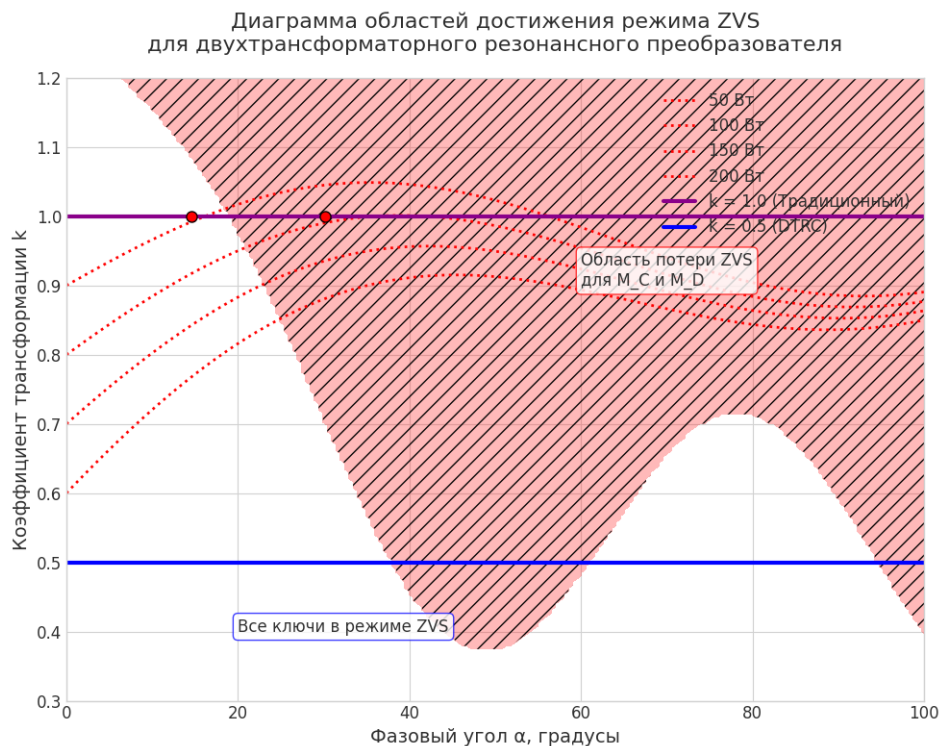


Рис. 6. Карта режимов мягкой коммутации двухтрансформаторного резонансного преобразователя в зависимости от коэффициента трансформации k и фазового угла α

Примечание: составлено авторами на основании данных, полученных в исследовании.

На графике четко выделяется заштрихованная область красного цвета, которая соответствует условиям, при которых силовые ключи M_C и M_D теряют способность к мягкой коммутации. Эта проблемная зона занимает существенную часть диаграммы, преимущественно в области высоких значений коэффициента трансформации, приближающихся к единице, и при определенных значениях фазового угла.

Поверх этой области нанесены четыре красные пунктирные линии, каждая из которых соответствует определенному уровню выходной мощности преобразователя: 50, 100, 150 и 200 ватт. Эти линии мощности имеют характерный нелинейный характер, отражающий физические зависимости в работе преобразователя. Наиболее важными элементами диаграммы являются две горизонтальные линии: фиолетовая, расположенная на уровне $k = 1,0$, и синяя, соответствующая значению $k = 0,5$. Фиолетовая линия, представляющая традиционную топологию преобразователя, последовательно пересекает все четыре линии

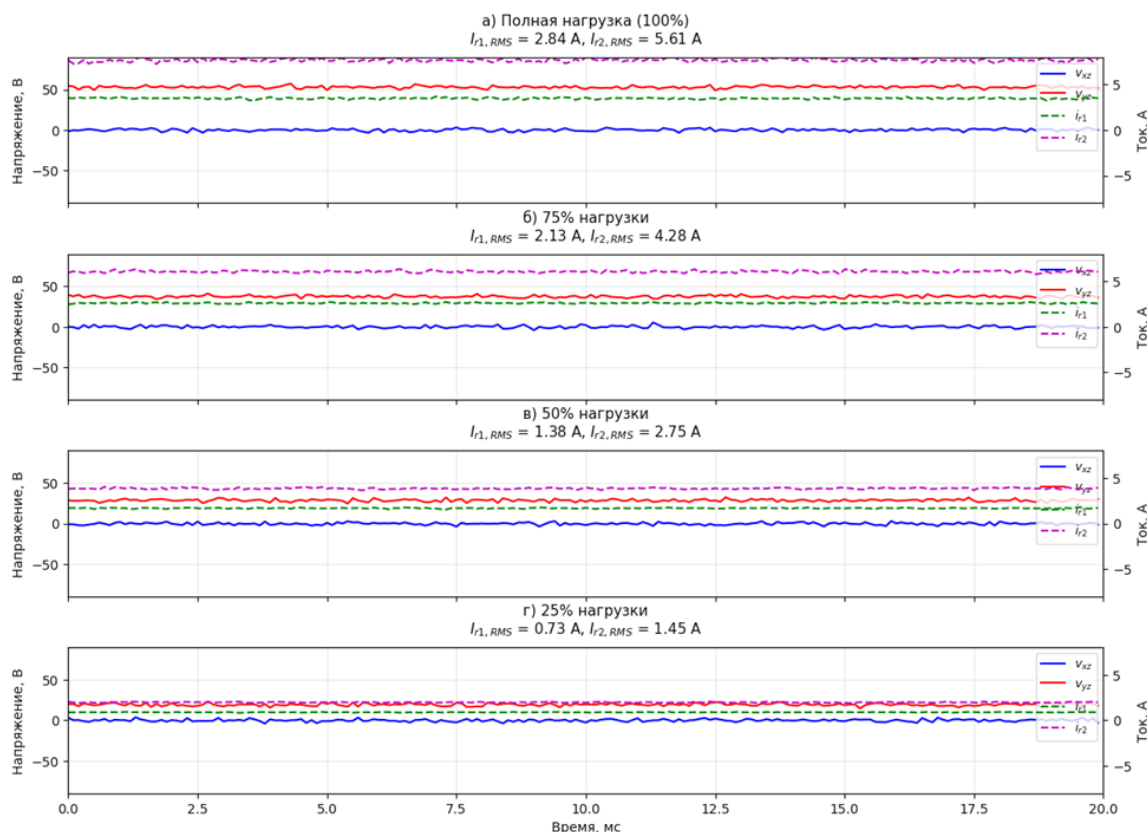
мощности строго внутри заштрихованной области. Это наглядно подтверждает известное ограничение классической схемы – при номинальном коэффициенте трансформации ключи M_C и M_D неизбежно теряют ZVS уже при мощности 100 ватт, что составляет половину номинальной мощности устройства.

Синяя линия (рис. 6), соответствующая предложенной топологии двухтрансформаторного резонансного преобразователя с пониженным коэффициентом трансформации до 0,5, демонстрирует принципиально иное поведение. Все четыре точки ее пересечения с линиями мощности располагаются за пределами проблемной зоны, в области устойчивого поддержания мягкой коммутации. Особенно показательным является пересечение с линией 200 ватт, которое происходит при фазовом угле приблизительно 20 градусов и значении $k = 0,5$. Анализ положения других точек пересечения при мощностях 150, 100 и 50 ватт показывает, что преимущества новой топологии сохраняются на протяжении всего рабочего диапазона нагрузок. Расстояние от этих точек

до границы заштрихованной области составляет не менее 0,15–0,25 по оси коэффициента трансформации, что обеспечивает существенный запас по устойчивости работы преобразователя. Диаграмма показывает, что предложенная модификация топологии позволяет эффективно расширить диапазон нагрузок,

при которых преобразователь работает с высоким КПД за счет поддержания мягкой коммутации на всех ключах.

На рис. 7 отображены результаты экспериментальных измерений напряжений в средней точке V_{xz} , V_{yz} , а также токов i_{r1} , i_{r2} на первичной стороне преобразователя.



Сравнение теоретических и экспериментальных значений:

Нагрузка | I_{r1} эксп (A) | I_{r1} теор (A) | I_{r2} эксп (A) | I_{r2} теор (A)

100%	2.84	2.96	5.61	5.92
75%	2.13	2.22	4.28	4.44
50%	1.38	1.48	2.75	2.96
25%	0.73	0.74	1.45	1.48

Рис. 7. Результаты моделирования напряжений в средней точке V_{xz} , V_{yz} и токов i_{r1} , i_{r2} на первичной стороне преобразователя

Примечание: составлено авторами на основании данных, полученных в исследовании.

В условиях полной нагрузки, показанных на рис. 7а, полномостовая схема первичной стороны реализована в виде двух полумостовых структур. Два конденсатора C_1 и C_2 формируют общую среднюю точку, благодаря чему амплитуды напряжений V_{xz} и V_{yz} составляют $V_H / 2 = 150 / 2 = 75 \text{ В}$. Величины токов i_{r1} и i_{r2} различаются вследствие неодинаковых коэффициентов трансформации двух высокочастотных

трансформаторов T_1 и T_2 . Экспериментально полученные среднеквадратичные значения резонансных токов составили $i_{r1,rms} = 2,84 \text{ A}$ и $i_{r2,rms} = 5,61 \text{ A}$, что демонстрирует хорошую сходимость с теоретическими расчетами, согласно которым ожидалось значения 2,96 A и 5,92 A соответственно. Таким образом, расхождение между теоретическими и практическими результатами является незначительным.

На рис. 76–г иллюстрируются осциллограммы процессов при нагрузке 75%, 50% и 25%: амплитуды напряжений остаются стабильными на всех уровнях мощности. Среднеквадратичные значения тока i_{r1} при этом составляют 2,13, 1,38 и 0,73 А, а тока i_{r2} – 4,28, 2,75, и 1,45 А, что также хорошо согласуется с теоретическими прогнозами. Кроме того, наблюдается характерная особенность: в момент включения резонансные токи являются

отрицательными для ключей M_A и M_C и положительными для M_B и M_D . Данное явление подтверждает достижение режима нулевой коммутации напряжения (ZVS) для всех активных переключателей во всех четырех исследуемых режимах мощности.

Коэффициент полезного действия преобразователя двухтрансформаторной резонансной топологии на четырех уровнях мощности представлен на рис. 8.

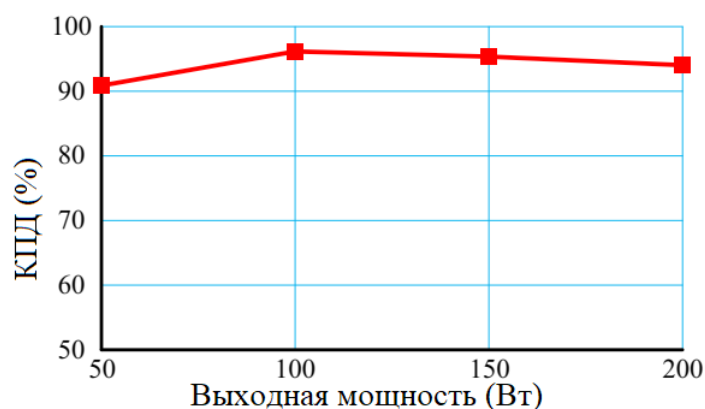


Рис. 8. КПД двухтрансформаторного резонансного DC/DC-преобразователя при четырех уровнях нагрузки

Примечание: составлено авторами на основании данных, полученных в исследовании.

Значения КПД при мощности 200, 150, 100 и 50 Вт составили 94,02; 95,36; 96,16 и 90,87% соответственно. Благодаря реализации режима мягкой коммутации и снижению потерь на переключение, общий КПД двухтрансформаторного резонансного DC/DC-преобразователя превышает 90% в широком диапазоне нагрузок.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенного исследования разработана и верифицирована методика проектирования высокоэффективного двухтрансформаторного резонансного DC/DC-преобразователя. Основным результатом исследования стало доказательство того, что оптимальный выбор коэффициента трансформации $k = 0,5$ позволяет радикально расширить диапазон нагрузок, при которых сохраняется мягкая коммутация всех силовых ключей. Это преимущество наглядно продемонстрировано на карте режимов ZVS, где рабочая точка предложенного преобразователя

даже при полной нагрузке остается вне области потери мягкой коммутации, в отличие от традиционной топологии с $k = 1,0$. Экспериментальные исследования подтвердили высокую сходимость с теоретическими расчетами: среднеквадратичные значения резонансных токов отличаются не более чем на 5% от прогнозируемых величин, а осциллограммы однозначно свидетельствуют о выполнении условий ZVS во всем диапазоне нагрузок. Практическая значимость разработанной методики подтверждена достижением КПД свыше 96% в рабочем диапазоне мощностей, что превосходит показатели традиционных резонансных и мостовых топологий. Таким образом, предложенный подход к проектированию двухтрансформаторного преобразователя открывает новые возможности для создания компактных и высокоэффективных систем преобразования энергии для современных применений в области электротранспорта и интеллектуальных энергетических систем.

Список источников

1. Wu J., Li X., Zhou S. et al. Constant-current, constant-voltage operation of a dual-bridge resonant converter: Modulation, design and experimental results // *Applied Sciences*. 2021. Vol. 11, no. 24.
2. Gunawardena P., Nayanasiri D., Hou N. et al. A soft-switched current-fed dual-input isolated DC-DC converter topology // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2022. Vol. 70, no. 5. P. 4842–4853.
3. Пирогов А. А., Хорошайлова М. В., Назаренко Н. Г. и др. Анализ обеспечения целостности сигнала на печатной плате при проектировании высокопроизводительных вычислительных устройств. Вестник кибернетики. 2025. Т. 24, № 2. С. 47–57. <https://doi.org/10.35266/1999-7604-2025-2-6>.
4. Хорошайлова М. В., Пирогов А. А., Демикхова А. С. Схема выпрямителя для динамического улучшения эффективности преобразования мощности в системах сбора внешней радиочастотной энергии // *Энергетика, информатика, инновации – 2024 : труды участников XIV Международной научно-технической конференции, Смоленск, 13–14 ноября 2024 г. Смоленск: Универсум, 2024. С. 115–119.*
5. Wei Y., Luo Q., Mantooth A. Hybrid control strategy for LLC converter with reduced switching frequency range and circulating current for hold-up time operation // *IEEE Transactions Power Electronics*. 2021. Vol. 36, no. 8. P. 8600–8606.
6. Shi Z., Tang Y., Guo Y. et al. Optimal design method of LLC half-bridge resonant converter considering backflow power analysis // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2022. Vol. 69, no. 4. P. 3599–3608.
7. Lin J.-Y., Yueh H.-Y., Lin Y.-F. et al. Variable-frequency and phase-shift with synchronous rectification advance on-time hybrid control of LLC resonant converter for electric vehicles charger // *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*. 2023. Vol. 4, no. 1. P. 348–356.

Информация об авторах

А. А. Пирогов – кандидат технических наук, доцент;

<https://orcid.org/0000-0002-5105-0505>,
Pirogov.alx@gmail.com

М. В. Хорошайлова – кандидат технических наук, доцент;

<https://orcid.org/0000-0001-9167-9538>,
pmv2205@mail.ru

П. В. Зобов – преподаватель;

Э. В. Сёмка – кандидат физико-математических наук, доцент;

<https://orcid.org/0000-0002-0194-6979>,
semka_elya@mail.ru✉

References

1. Wu J., Li X., Zhou S. et al. Constant-current, constant-voltage operation of a dual-bridge resonant converter: Modulation, design and experimental results. *Applied Sciences*. 2021;11(24).
2. Gunawardena P., Nayanasiri D., Hou N. et al. A soft-switched current-fed dual-input isolated DC-DC converter topology. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2022;70(5):4842–4853.
3. Pirogov A. A., Khoroshailova M. V., Nazarenko N. G. et al. Signal integrity control analysis on printed circuit board in design of high-performance computing devices. *Proceedings in Cybernetics*. 2025;24(2):47–57. <https://doi.org/10.35266/1999-7604-2025-2-6>. (In Russ.).
4. Khoroshailova M. V., Pirogov A. A., Demikhova A. S. Skhema vypryamatelya dlya dinamicheskogo uluchsheniya effektivnosti preobrazovaniya moshchnosti v sistemakh sbora vneshney radiochastotnoy energii. In: *Proceedings of the 14th International Scientific and Technical Conference “Energetika, informatika, innovatsii – 2024”*, November 13–14, 2024, Smolensk. Smolensk: Universum; 2024. p. 115–119. (In Russ.).
5. Wei Y., Luo Q., Mantooth A. Hybrid control strategy for LLC converter with reduced switching frequency range and circulating current for hold-up time operation. *IEEE Transactions Power Electronics*. 2021;36(8):8600–8606.
6. Shi Z., Tang Y., Guo Y. et al. Optimal design method of LLC half-bridge resonant converter considering backflow power analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2022;69(4):3599–3608.
7. Lin J.-Y., Yueh H.-Y., Lin Y.-F. et al. Variable-frequency and phase-shift with synchronous rectification advance on-time hybrid control of LLC resonant converter for electric vehicles charger. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*. 2023;4(1):348–356.

About the authors

A. A. Pirogov – Candidate of Sciences (Engineering), Docent;

<https://orcid.org/0000-0002-5105-0505>,
Pirogov.alx@gmail.com

M. V. Khoroshailova – Candidate of Sciences (Engineering), Docent;

<https://orcid.org/0000-0001-9167-9538>,
pmv2205@mail.ru

P. V. Zobov – Lecturer;

E. V. Syomka – Candidate of Sciences (Physics and Mathematics), Docent;

<https://orcid.org/0000-0002-0194-6979>,
semka_elya@mail.ru✉