

Научная статья

DOI: 10.15593/2224-9397/2024.3.08

УДК 621.314.00

А.С. Коптяков^{1,3}, Х.М. Джассим^{1,2},А.М. Зюзев¹, С.Ф. Сарапулов¹¹Уральский федеральный университет, Уральский энергетический институт, Екатеринбург, Российская Федерация²Технологический университет Ирака, Багдад, Ирак³ООО «Элтон», Екатеринбург, Российская Федерация

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ПОСТРОЕНИЕ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ LLC С ШИРОКИМ ДИАПАЗОНОМ НАПРЯЖЕНИЙ ДЛЯ БЫСТРОЙ ЗАРЯДКИ ЭЛЕКТРОМОБИЛЕЙ

Благодаря своей высокой эффективности, уменьшенным потерям и гальванической изоляции резонансные преобразователи постоянного тока широко используются во втором звене быстрых зарядных устройств для электромобилей. Топология LLC вызывает особый интерес по причине широкодиапазонного выходного напряжения и возможности переключения транзисторов при нулевом напряжении. **Цель:** установление точности аналитических методов расчёта при определении параметров резонансного контура и высокочастотного трансформатора; оценка максимально достижимого коэффициента усиления по напряжению преобразователя для всего диапазона возможных нагрузок при изменяемой рабочей частоте инвертора; проведение верификации математических моделей резонансного преобразователя. **Методы:** для получения первого приближения амплитудно-частотной характеристики, а также для определения оптимальных параметров преобразователя и условий его работы использован метод расчёта по основной гармонике. Уточнение характеристик преобразователя достигается применением имитационного моделирования и экспериментальными исследованиями. Используется сравнительный анализ аналитических, имитационных и экспериментальных результатов исследований для верификации выбранного метода анализа и для определения точности прогнозирования частотных характеристик реального преобразователя. **Результаты:** имитационные модели симулируют поведение резонансного LLC-преобразователя с достаточно высокой точностью. Частотные характеристики, полученные методом моделирования и экспериментальным путём, показывают практически идентичные результаты на частотах ниже резонансной, а на более высоких частотах имеется небольшое расхождение. Полученные результаты подтвердили, что разработанные имитационные модели могут быть эффективно использованы при проектировании и прототипировании резонансных силовых LLC-преобразователей.

Ключевые слова: резонансный преобразователь, резонансный LLC-преобразователь, ZVS, быстрые зарядные устройства, зарядные устройства для электромобилей, метод расчёта по основной гармонике, компьютерное моделирование.

A.S. Koptyakov^{1,3}, H.M. Jassim^{1,2},

A.M. Ziuzev¹, S.F. Sarapulov¹

¹Ural Federal University, Ural Power Institute,
Yekaterinburg, Russian Federation

²University of Technology – Iraq

³Elton LLC., Yekaterinburg, Russian Federation

DESIGN AND CONSTRUCTION OF A RESONANT LLC CONVERTER WITH A WIDE VOLTAGE RANGE FOR FAST CHARGING OF ELECTRIC VEHICLES

Due to their high efficiency, reduced losses, and isolation capabilities, resonant DC/DC converters have been commonly used at the second stage of electric vehicle's fast DC chargers. The LLC topology especially gained more interest because of its wide output voltage range and zero voltage switching prospects. Purpose: During the design and construction phases of new chargers, it is vital to test the maximum achievable converter gain with variable switching frequency and for different loads. Mathematical models are considered a valuable tool in developing new power converters. However, the accuracy and reliability of such models are issues of consideration. Methods: In this article, a full-bridge wide-range LLC resonant converter was designed for electric vehicle charging applications. During the design stage, theoretical and simulation studies were conducted to examine the converter characteristics before practical implementation. A first harmonic approximation technique was used to model the gain-frequency characteristic and find the optimal converter parameters and working conditions. Theoretical, simulation and practical results were compared to evaluate the accuracy of the chosen analysis method and its proximity in predicting the characteristics of the actual converter. Results: By comparison, simulation models imitated the behavior of the LLC resonant converter with adequate accuracy. The resulting curves of the simulation and practical studies were almost identical at lower-than-resonant frequencies. While at higher frequencies, the curves diverged with slight errors. These results showed that the developed simulation models can be efficiently used at the design and prototyping stages of LLC resonant power converters.

Keywords: Resonant Converter, LLC Resonant Converter, Fast DC Chargers, EV Chargers, First Harmonic Approximation.

Введение

Электрификация транспортного сектора привлекает интерес из-за своего вклада в смягчение энергетического кризиса и экологических проблем. Развитие инфраструктуры зарядных станций и обеспечение возможности быстрого заряда аккумуляторных батарей (АКБ) дают возможность не заострять внимание на проблеме дальности пробега электротранспорта без подзарядки. Этот факт приводит к более активному внедрению электромобилей и принятию их общественностью. Высокоэффективные быстрые зарядные устройства обеспечивают широкий диапазон выходного напряжения при высокой плотности мощ-

ности и небольших потерях в преобразователе на протяжении всего цикла заряда [1, 2]. В статье обсуждается задача проектирования силового блока такого зарядного устройства. Мощность блока 30 кВт, диапазон выходного напряжения 200...1000 В. Современные преобразователи для подобных приложений строятся на резонансных топологиях, которые позволяют значительно снизить потери в полупроводниковых ключах, тем самым достичь высокой эффективности преобразования и получить хорошие массогабаритные показатели.

Резонансные преобразователи с LLC-контуром до недавнего времени не получали достаточного внимания из-за сложности в проектировании, требующего объёмного моделирования и анализа [3]. Такие преобразователи обеспечивают желаемую производительность зарядных устройств электротранспорта благодаря коммутации транзисторов в момент отсутствия прямого напряжения на них (ZVS – zero-voltage switching). В этом режиме преобразователь работает в области индуктивной реакции резонансного контура, напряжение опережает ток, что позволяет значительно уменьшить коммутационные потери в полупроводниковых ключах. Режим также называется «мягкой» коммутацией и при высокой выходной мощности позволяет добиться компактной конструкции преобразователя за счет уменьшения размеров радиаторов. Резонансные преобразователи с LLC-контуром также используются в индукционном нагреве [4] и в системах с высокоэффективными топливными элементами [5]. Однако для заряда аккумуляторов преобразователь должен обеспечивать гораздо более широкий диапазон регулирования выходного напряжения для удовлетворения требований к алгоритмам заряда и уровням напряжений различных производителей электротранспорта [2].

Параметры элементов резонансного контура значительно влияют на выбор топологии и выходные характеристики преобразователя. Резонансные схемы, используемые в различных приложениях, устраняют множество проблем традиционных решений, таких как «жесткое» переключение силовых ключей, сопровождаемое повышенными коммутационными потерями; низкая частота переключения; ограниченная эффективность преобразования; сильные электромагнитные помехи, ухудшающие электромагнитную совместимость (ЭМС). В обзорной статье [6] рассмотрены различные конфигурации и даны рекомендации по выбору

резонансного преобразователя в зависимости от применения и номинальной мощности. Исследование показало, что для достижения высокой эффективности преобразования, снижения коммутационных перепадов напряжений, выполнения условий переключения при нулевом напряжении и обеспечения высокой плотности мощности при сохранении широкого диапазона выходного напряжения необходимы многоэлементные резонансные контуры. Несмотря на то, что двухэлементный резонансный контур проще в проектировании, сравнительные исследования показывают наличие серьёзных проблем, связанных с циркуляцией энергии в выходной цепи инвертора и невозможностью регулирования выходного напряжения преобразователя в условиях низкой нагрузки. В руководстве OnSemi описана методика проектирования и показаны инструменты анализа эффективности для типовых резонансных преобразователей [7]. На основе анализа зависимости коэффициента усиления от частоты в отчете продемонстрировано, что режим «мягкой» коммутации может быть достигнут при работе на частотах как выше, так и ниже резонансной, а потери на проводимость снижаются на частоте выше резонанса за счёт уменьшения тока намагничивания выходного трансформатора. Данный вывод указывает на то, что эффективность преобразователя в значительной степени зависит от рабочей частоты. В другом практическом отчете [8] рассматривались разработка и внедрение LLC-преобразователей с регулируемой рабочей частотой и подчеркивалась важность поддержания частоты в индуктивной области реакции резонансного контура. Работа в индуктивной области может обеспечить условия коммутации при нулевом напряжении (ZVS) и снизить потери при запираии силовых ключей, а именно уменьшить отсечку по току. В работе [9] предложен преобразователь с четырьмя элементами резонансного контура L3C для фотоэлектрических солнечных панелей, использующийся для электротранспорта. Энергия, получаемая от солнечных панелей, накапливается и затем передаётся для заряда АКБ высокого напряжения. Такая конфигурация обеспечивает высокую эффективность преобразования при чрезвычайно широком диапазоне регулирования напряжения и частоты.

Известно несколько алгоритмов управления для достижения эффективной работы резонансного преобразователя. В сравнительном исследовании [10] проиллюстрированы наиболее широко используе-

мые алгоритмы управления и экспериментально проанализированы их характеристики. В основном для регулирования резонансных преобразователей используются три алгоритма управления: частотное регулирование (FM – Frequency Modulation), широтно-импульсное регулирование (PSM – Phase Shift Modulation) и кодово-импульсное регулирование (PDM – Pulse Density Modulation). Условия «мягкой» коммутации достигаются в широком диапазоне частот при алгоритме частотного регулирования, но рабочие частоты выше резонанса могут привести к более высоким коммутационным потерям и увеличению электромагнитных помех. Алгоритм широтно-импульсного регулирования работает на фиксированной частоте, что упрощает его использование. Тем не менее условия «мягкой» коммутации могут быть потеряны из-за возможного рассогласования фазы между напряжением и током инвертора. Наконец, алгоритм кодовоимпульсного регулирования обеспечивает высокую эффективность преобразования в области низких выходных напряжений LLC-преобразователя. Однако из-за наличия колебательного процесса и сложности его демпфирования этот алгоритм рекомендуется использовать для управления медленными процессами, схожими с регулированием температуры. В источнике [11] показан последовательный резонансный преобразователь универсального зарядного устройства для электромобилей, управляемый при помощи уникального алгоритма усиления напряжения на основе широтно-импульсной модуляции ключей выходного каскада. Этот алгоритм постепенно преобразует выходной каскад преобразователя с полного моста на удвоитель напряжения. С помощью этого метода получен почти плоский график эффективности преобразования с двумя пиками, соответствующими режиму полного моста и удвоителя напряжения. В [1] предложен другой метод управления преобразователем мощностью 15 кВт для быстрого заряда аккумуляторных батарей. Использован стандартный LLC-преобразователь, который управляется двумя контурами регулирования: внешним контуром напряжения и внутренним контуром тока. Для ограничения частоты переключения в зависимости от рабочего диапазона использовались таблицы прямого доступа. Это решение обеспечило высокие динамические характеристики преобразователя и свело потери к минимуму.

В зависимости от назначения структура резонансного преобразователя изменяется с учетом требуемых выходных характеристик и эксплуатационных ограничений. В обзорной статье [3] представлены различные конфигурации схем и перечислены их преимущества и недостатки. Для преобразования энергии топливных элементов предложена трехуровневая конфигурация мостового LLC-преобразователя [12]. Преимуществом этой топологии являются низкие коммутационные перенапряжения и лучший гармонический состав напряжения, прикладываемого к первичной обмотке трансформатора, к недостаткам можно отнести сложность системы управления и потерю эффективности преобразования в условиях малой нагрузки. Достижение широкого диапазона выходного напряжения требует особого внимания при проектировании, для этого обычно используют несколько каскадов одного преобразователя или последовательно соединенные преобразователи [13]. Двухступенчатый высокопроизводительный преобразователь мощностью 650 Вт предложен в источнике [2] для широкого спектра зарядных устройств. В этой топологии используется несколько резонансных преобразователей постоянного тока для устранения пульсаций напряжения и тока при сохранении условий коммутации при нулевом напряжении – ZVS. В работе [14] предложен другой двухступенчатый преобразователь с широким диапазоном частот для обеспечения высокоэффективного заряда аккумуляторных батарей электромобилей. Первое звено обеспечивает условия «мягкой» коммутации, гарантируя работу в индуктивной области. Второе звено, состоящее из чередующихся понижающих преобразователей и дополнительных ключей для включения выходных каскадов последовательно / параллельно, используется для регулирования выходного напряжения. Эффективность такого преобразователя достаточно высока по сравнению с другими доступными конструкциями, но дополнительные компоненты увеличивают стоимость преобразователя и усложняют процедуру проектирования системы управления. Преобразователь мощностью 3,6 кВт с одним входом и двумя выходами высокого и низкого напряжения рассматривается в работе [15]. В этом исследовании используются магнитосвязанные обмотки трансформатора и алгоритм широтно-импульсного регулирования (PSM) для передачи энергии от одного входа к выходу высокого напряжения с АКБ и низковольтной шине постоянного тока. Данное решение позволяет оптимизировать размеры преобразователя при минимизации затрат на производство. Для исполь-

зования в зарядном устройстве электротранспорта в [16] предложен высокоэффективный преобразователь мощностью 10 кВт с регулируемым выходным напряжением в диапазоне 200...1000 В, в котором применяется переключение вторичных каскадов для параллельной/последовательной работы с целью расширения диапазона выходного напряжения при сохранении низкого уровня напряжения на первичной обмотке трансформатора резонансного контура вблизи режима единичного усиления. Эта конфигурация ориентирована на минимизацию циркуляционного тока при одновременном увеличении выходного напряжения. Для бортовых зарядных устройств электромобилей использован гибридный преобразователь на базе GaN-транзисторов мощностью 3,2 кВт [17]. В зависимости от выходного напряжения и тока алгоритм регулирования преобразователя изменяется, что позволяет эффективно работать с малыми нагрузками. Преобразователь демонстрирует небольшие всплески выходного напряжения при переходе между режимами модуляции. Также были разработаны некоторые преобразователи, позволяющие осуществлять двунаправленный обмен энергией при сохранении высокой эффективности преобразования [18–21]. Решения на основе этих конфигураций более компактны, имеют лучшую регулировку и повышенную плотность мощности по сравнению со стандартными резонансными преобразователями LLC. Однако проектирование таких преобразователей усложнено и алгоритмы управления требуют тщательного рассмотрения для синхронизации работы входных и выходных каскадов.

В результате анализа для исследований авторами выбрана схема последовательного резонансного преобразователя с LLC-контуром. Глубина регулирования выходного напряжения достигается за счёт комбинирования алгоритмов управления преобразователем: частотное регулирование, широтно-импульсное регулирование, кодовоимпульсное регулирование, однако при анализе частотных характеристик преобразователя используется только алгоритм частотного регулирования. Для достижения требуемой выходной мощности силового блока преобразователя в 30 кВт предложено использовать модульную структуру из четырёх идентичных каскадов, мощность каждого из которых составляет 7,5 кВт, диапазон регулирования выходного напряжения 100...500 В. Предполагается попарно-последовательное соединение каскадов силового блока преобразователя для достижения выходного напряжения выше 500 В, и параллельное соединение каскадов для уве-

личения нагрузочной способности при выходном напряжении ниже 500 В, тем самым позволяя сохранить постоянство выходной мощности при низких выходных напряжениях. Для достижения требуемой мощности собственно зарядной станции устанавливается необходимое число силовых блоков. Все силовые блоки подключены к коммутирующему устройству, которое выборочно подсоединяет силовые блоки к зарядным постам электромобилей. Такой подход позволяет гибко распределять электроэнергию между заряжаемыми электромобилями и добиться максимальной эффективности использования ресурсов зарядной станции. Принципиальная структурная схема зарядной станции для электромобилей показана на рис. 1.

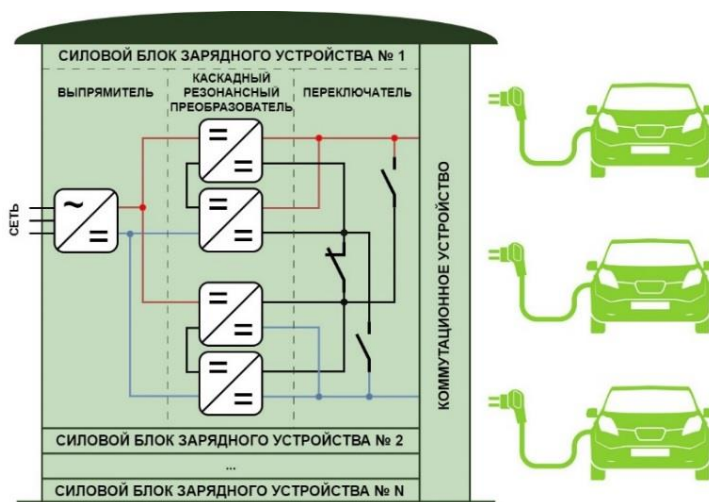


Рис. 1. Структура зарядной станции электромобиля

Процесс разработки силового блока преобразователя основан на руководствах [7, 8], в то время как используемый аналитический метод расчёта соответствует рекомендациям [22]. Получены и сопоставлены аналитические, имитационные и экспериментальные результаты. Цель такого подхода – оценить эффективность имитационных моделей при проектировании и тестировании таких преобразователей, что может сэкономить время и затраты на конструирование. Полученные результаты подтвердили достоверность используемых моделей с приемлемой погрешностью. Данное исследование является практическим продолжением результатов и рекомендаций, полученных в ходе нашего предыдущего исследования, посвященного станциям зарядки электромобилей [23].

1. Аналитический расчет резонансного LLC-преобразователя

Силовой блок зарядной станции, показанный на рис. 1, представляет собой двухзвенную структуру, типичную для быстрых зарядных устройств. Первым звеном является выпрямитель, который может быть как управляемым, так и неуправляемым. Несмотря на то, что неуправляемый выпрямитель является источником значительных гармонических искажений, он может быть использован для создания постоянного нестабилизированного напряжения 500...550 В на входе LLC-преобразователя [24]. В первом звене также применяются венские выпрямители, которые могут значительно уменьшить содержание высших гармоник потребляемого тока при стабилизированном и регулируемом выходном напряжении в диапазоне 660–800 В [25]. Вторым звеном является резонансный LLC-преобразователь, в рассматриваемом варианте состоящий из 4 идентичных каскадов для получения необходимой выходной мощности в 30 кВт. Выходное напряжение данного звена регулируется в диапазоне 200...1000 В, а каждая пара каскадов должна работать в диапазоне от 100 до 500 В. Резонансная частота F_{res} и максимальная частота F_{max} преобразователя определяются типом используемых силовых транзисторных ключей. Изначально для создания преобразователя выбраны IGBT-транзисторы с максимальной частотой переключения, ограниченной 100–120 кГц. Однако в процессе создания прототипа выявлены значительные потери в силовых ключах, что не позволило использовать охладители компактного размера. Поэтому выполнена замена ключей на SiC MOSFET, которые значительно снизили потери и позволили использовать компактную систему охлаждения. Резонансная частота прототипа преобразователя выбрана в районе 60 кГц, а максимальная частота составляет 100 кГц.

На рис. 2 представлены электрическая принципиальная схема LLC-преобразователя и её схема замещения, используемые для определения параметров элементов резонансного контура. Входное постоянное напряжение V_{in} поступает на вход мостового инвертора, который в свою очередь создаёт высокочастотный меандр напряжения амплитудой от $-V_{in}$ до $+V_{in}$. Прямоугольное напряжение подаётся на последовательный резонансный контур, состоящий из резонансного дросселя L_r , резонансного конденсатора C_r и индуктивности намагничивания трансформатора L_m . Эта индуктивность является частью трансформатора Т и вводится

принудительно увеличением немагнитного зазора в сердечник трансформатора. Индуцированное на вторичной обмотке трансформатора переменное высокочастотное напряжение с коэффициентом трансформации n выпрямляется диодным мостом и фильтруется выходным электролитическим конденсатором. Полученное постоянное напряжение V_{out} прикладывается к нагрузке R_{load} . Для составления схемы замещения источник постоянного напряжения V_{in} и мостовой инвертор напряжения заменяются на генератор прямоугольного напряжения, сопротивление нагрузки приводится к первичной стороне трансформатора и заменяется эквивалентным сопротивлением нагрузки R_e .

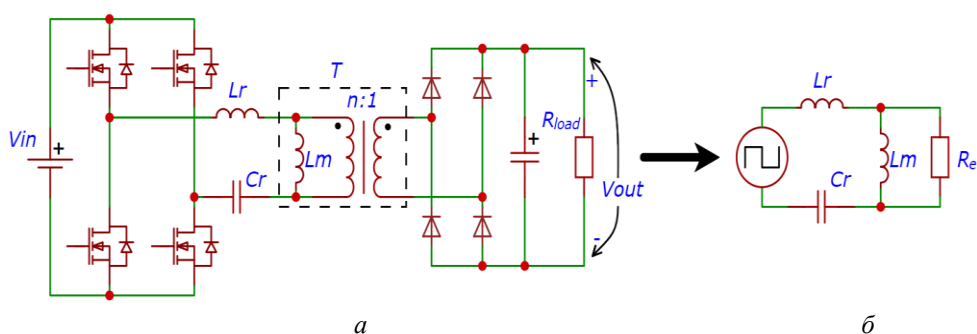


Рис. 2. Электрические схемы LLC преобразователя: *a* – типовая электрическая принципиальная схема; *б* – схема замещения

Коэффициент преобразования высокочастотного трансформатора n рассчитывается по формуле:

$$n = \frac{V_{out}}{V_{in}}, \quad (1)$$

где V_{out} – выходное напряжение преобразователя, В; V_{in} – входное напряжение преобразователя, В.

Определены базовые расчётные параметры преобразователя, которые представляют собой добротность резонансного контура Q_e и отношение индуктивности намагничивания трансформатора к индуктивности резонансного дросселя L_n . Расчёт этих параметров выполняется итерационным подходом, изначально выбраны рекомендованные в литературе [22] произвольные значения. Оптимальные параметры достигаются после нескольких итераций. Основным критерием выбора является достижение коэффициента усиления по выходному напряжению 1,3. Это гарантирует достижение требуемого выходного напряжения

даже при падении входного напряжения. Немаловажным фактором являются потери в преобразователе, которые также будут уменьшать величину выходного напряжения преобразователя, что тоже повлияло на выбор максимального коэффициента усиления при номинальной нагрузке. После оптимизации выбраны следующие значения параметров: $Q_e = 0,5$; $L_n = 4,5$.

Эквивалентное значение сопротивления R_e при номинальных параметрах преобразователя рассчитывается в соответствии с выражением:

$$R_e = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_{out}}{I_{out}}. \quad (2)$$

Номиналы элементов резонансного контура C_r, L_r, L_m определяются по формулам:

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q_e F_{res} R_e}, \quad (3)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi F_{res})^2 C_r}, \quad (4)$$

$$L_m = L_n L_r. \quad (5)$$

Полный список параметров преобразователя приведён в табл. 1.

Таблица 1

Параметры преобразователя

Параметры	Обозначение параметра	Значение
Входное напряжение	V_{in}	500 В
Выходное напряжение	V_{out}	500 В
Выходная мощность	P_{out}	7,5 кВт
Выходной ток	I_{out}	15 А
Максимальная частота	F_{max}	120 кГц
Резонансная частота	F_{res}	60 кГц
Коэффициент преобразования трансформатора	n	1
Эквивалентное сопротивление нагрузки	R_e	27 Ом
Ёмкость резонансного конденсатора	C_r	196,35 \approx 200 нФ
Индуктивность резонансного дросселя	L_r	35,181 \approx 36 мкГн
Индуктивность намагничивания трансформатора	L_m	162 мкГн

Требуемые амплитудно-частотные характеристики LLC-преобразователя достигаются проверкой соответствия параметров проектирования требованиям к преобразователю. Резонансная частота контура F_0 рассчитывается по выражению:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} = 59,341 \text{ кГц}. \quad (6)$$

В это время добротность Q_e нагрузки при номинальных выходных параметрах преобразователя

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_e} = 0,497. \quad (7)$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) LLC преобразователя показывает зависимость относительного выходного напряжения преобразователя M_g от рабочей частоты F_n . Эта характеристика основана на функции коэффициента усиления по напряжению:

$$M_g(Q_e, L_n, F_n) = \frac{L_n \cdot F_n^2}{[(L_n + 1)F_n^2 - 1]i + [(F_n^2 - 1)F_n Q_e L_n]}. \quad (8)$$

На основе (8) построены зависимости коэффициента усиления по напряжению для нескольких значений нагрузки (рис. 3). Изменение нагрузки влияет на добротность колебательного контура.

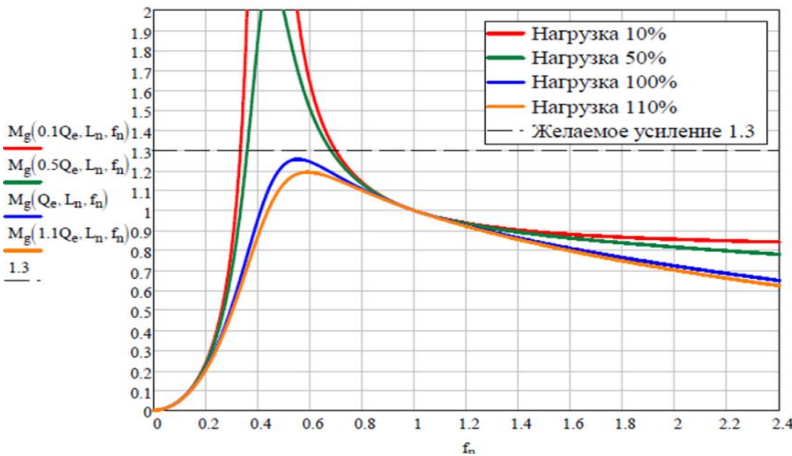


Рис. 3. Семейство расчётных АЧХ при различных нагрузках

Ось частот приведена к такому виду, где F_n равно 1 при резонансной частоте, которая находится в районе 60 кГц. Базовый коэффициент усиления M_g также равен 1, что соответствует выходному напряжению 500 В. Расчёт методом основной гармоники имеет хорошую точность только на резонансной частоте, на частотах, отличных от резонанса, появляется значительная погрешность, поэтому графики при полной нагрузке 100 % и небольшой перегрузке 110 % не пересекают линию желаемого усиления 1,3. Как будет видно дальше, имитационная и экспериментальная АЧХ несколько выше, поэтому для ана-

литического расчёта приняты параметры, дающие немного меньшие коэффициенты усиления.

Для удобства сравнения с результатами моделирования и экспериментом проведена корректировка номиналов элементов резонансного контура согласно измеренным данным после конструирования макета. Новые параметры приведены в табл. 2.

Таблица 2

Экспериментально измеренные параметры резонансного контура

Параметр	Значение
C_r^{exp}	204,1 нФ
L_r^{exp}	38,9 мкГн
L_m^{exp}	160,98 мкГн
L_n^{exp}	4,138 о.е.
F_r^{exp}	56,48 кГц

Также для сравнения необходимо изменить предыдущие уравнения (7) и (8), введя функцию эквивалентного сопротивления нагрузки R_e от активного сопротивления нагрузки R_{load} :

$$R_e(R_{\text{load}}) = \frac{8n^2}{\pi^2} R_{\text{load}}, \quad (9)$$

а также функцию добротности колебательного контура Q_e от активного сопротивления нагрузки R_{load} :

$$Q_e(R_{\text{load}}) = \frac{\sqrt{\frac{L_r^{\text{exp}}}{C_r^{\text{exp}}}}}{R_e(R_{\text{load}})}, \quad (10)$$

и, наконец, дополнить функцию коэффициента усиления по напряжению LLC-преобразователя:

$$M_g(R_{\text{load}}, L_n, F_n) = \frac{L_n F_n^2}{[(L_n + 1)F_n^2 - 1] + i[(F_n^2 - 1)F_n \cdot Q_e(R_{\text{load}})L_n]}. \quad (11)$$

В ходе экспериментов достоверно известно значение сопротивления нагрузки, и оно стабильно при изменении прикладываемого напряжения. Для сравнительного анализа удобно взять те же значения сопротивления нагрузки, что использованы в экспериментальной части исследования, далее по тексту используется термин «нормализованные». Значения приведены в табл. 3.

Таблица 3

Нормализованные параметры для построения частотных характеристик преобразователя

Параметр	Значение
U_{in}^{exp}	200 В
I_{out}^{Nom}	15 А
R_{load}	129.85, 26.68, 17.06 Ом
Load %	10.27, 49.98, 78.16 %

При фиксированном входном напряжении и номинальном токе каскада можно ввести условный параметр нагрузки Load %, который показывает отношение тока текущей нагрузки к номинальному току каскада при единичном коэффициенте усиления:

$$Load \% = \frac{U_{in}^{exp} \cdot 100 \%}{R_{load} \cdot I_{out}^{Nom}}, \quad (12)$$

где U_{in}^{exp} – входное напряжение, используемое в части эксперимента, В
 I_{out}^{Nom} – номинальный выходной ток, А. Также параметр нагрузки Load % может быть воспринят как процент от максимально достижимого выходного тока, равного 15 А.

На рис. 4 показано семейство нормализованных АЧХ, полученных методом расчёта по основной гармонике, или теоретические АЧХ.

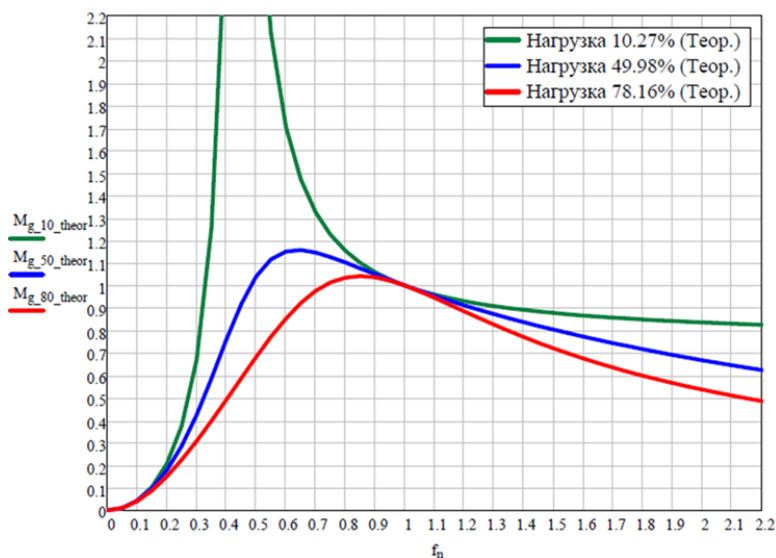


Рис. 4. Нормализованные теоретические АЧХ

2. Имитационное моделирование резонансного LLC-преобразователя

Метод расчёта по основной гармонике обладает высокой точностью только около резонансной частоты ($F_n = 1$), но при удалении от этой частоты возникает значительная погрешность в результатах. Чтобы уменьшить количество приближений на этапе макетирования, необходимо получить более точные АЧХ при частотах, значительно отличающихся от резонансных. Для этого в среде MatLab Simulink создана модель резонансного LLC-преобразователя, на которой итерационным способом получены нормализованные имитационные АЧХ. Разработанная модель (рис. 5) использует алгоритм частотного регулирования инвертора для получения требуемых частотных характеристик.

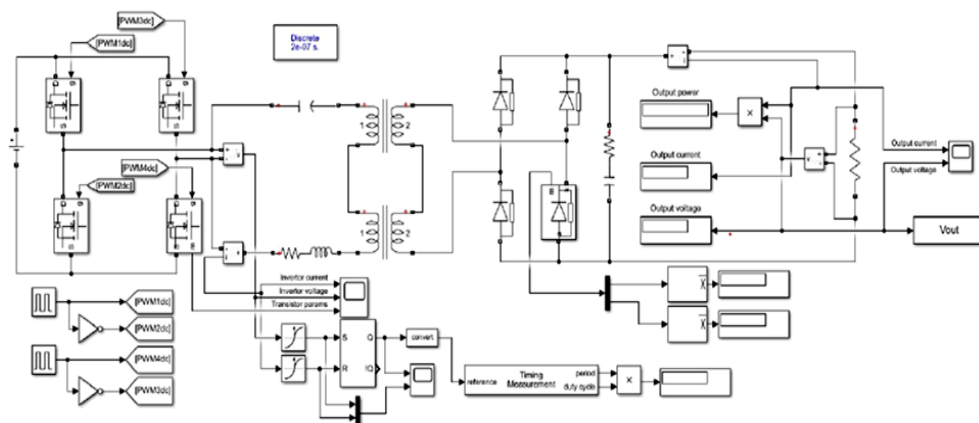


Рис. 5. Имитационная модель резонансного LLC-преобразователя

Параметры моделируемого преобразователя взяты непосредственно из нормализованных параметров, приведенных в предыдущем подразделе в табл. 3. Для построения частотных характеристик создан программный код, который позволяет запускать имитационную модель на различных частотах и с различными значениями нагрузки. Полученные зависимости коэффициента усиления по напряжению от относительной частоты показаны на рис. 6. Теоретические АЧХ из предыдущего подраздела показаны на рис. 6 пунктиром для сравнения. При низкой частоте и малой нагрузке результаты имитационного моделирования практически идентичны теоретическим. Однако при более высоком проценте нагрузки и на частотах выше резонансной различия между результатами более заметны.

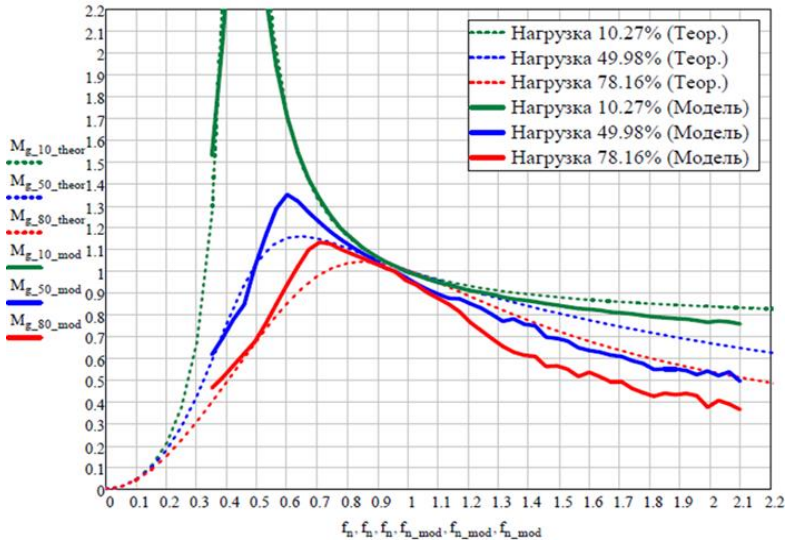


Рис. 6. Нормализованные имитационные АЧХ

3. Макетирование резонансного LLC-преобразователя

Электрическая принципиальная схема силовой части макета каскада резонансного LLC-преобразователя показана на рис. 7. На входе макета установлена конденсаторная сборка большой ёмкости для уменьшения пульсаций входного постоянного напряжения. Для реализации инверторного моста использованы SiC Mosfet, поскольку они могут выдерживать более высокие частоты переключения при относительно низких потерях. Тем не менее каждая стойка инвертора и выходного диодного моста имеет индивидуальные радиаторы с активным охлаждением. Выходная сборка конденсаторов используется для уменьшения пульсаций выходного напряжения.

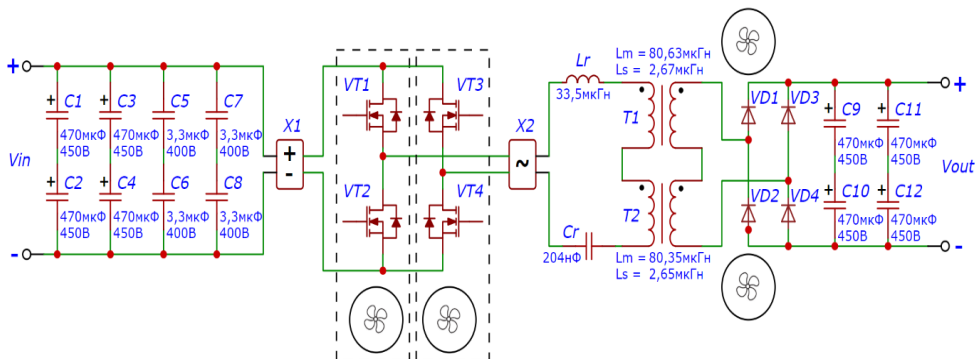


Рис. 7. Силовая электрическая принципиальная схема макета

На рис. 8 показан макет каскада преобразователя, в котором конструктив трансформаторов и резонансного дросселя должен обеспечивать расчётные параметры элементов.

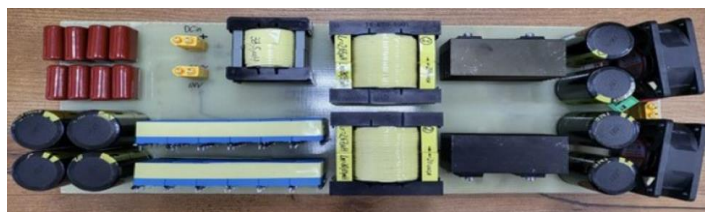


Рис.8. Макетное исполнение одного каскада резонансного LLC-преобразователя без инверторного моста

В ходе эксперимента установлено, что максимальная зарегистрированная температура ключа инвертора составила 52 °С, в то время как максимальная температура диодов выходного выпрямителя составила 65 °С. В табл. 4 сведены измеренные параметры элементов резонансного контура, установленные в макете. Высокочастотные трансформаторы технологически изготовлены примерно одинаково, что позволило получить практически идентичные друг другу параметры.

Таблица 4

Измеренные параметры элементов резонансного контура макета

Параметр	Значение
L_r^{exp}	33,58 мкГн
L_{m1}^{exp}	80,63 мкГн
L_{m2}^{exp}	80,35 мкГн
L_{s1}^{exp}	2,67 мкГн
L_{s2}^{exp}	2,65 мкГн
$C_{r\Sigma}^{\text{exp}}$	204,1 нФ
$L_{r\Sigma}^{\text{exp}}$	38,9 мкГн
F_r^{exp}	56,484 кГц

На рис. 9 показаны АЧХ, полученные во время эксперимента, а также для сравнения пунктирной линией обозначены имитационные АЧХ. Результаты очень близки друг к другу на частотах ниже резонансной. При дальнейшем увеличении частоты графики имеют небольшое расхождение.

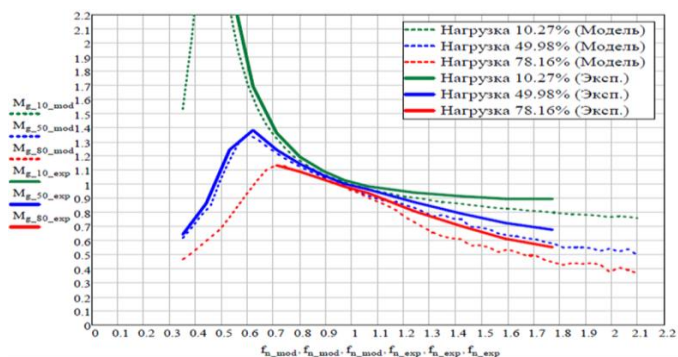


Рис. 9. Нормализованные экспериментальные АЧХ

На рис. 10 результаты всех методик приводятся вместе на одной плоскости для целей сравнения. Принимая результаты экспериментального исследования за эталон, можно утверждать следующее:

1. Расчёт методом имитационного моделирования обладает высокой точностью и результаты имеют минимальное отклонение от эталона (до 0,03 ед. коэффициента усиления) ниже резонансной частоты. Отклонение значений выше резонансной частоты не принимаются во внимание, поскольку при проектировании основной задачей является точное определение максимального коэффициента усиления напряжения для гарантированного достижения заявленного диапазона выходного напряжения зарядного устройства. Регулирование выходного напряжения в нижней части диапазона происходит по другим, не рассматриваемым в данной работе, регулировочным характеристикам с применением алгоритмов широтно-импульсного и кодовоимпульсного регулирования.

2. Метод расчёта по первой гармонике показывает значительное отклонение от эталона – амплитудное значения АЧХ при нагрузке 10 % даёт отклонение 0,1 ед. коэффициента усиления, а при нагрузке 50 % отклонение составляет 0,22 ед. коэффициента усиления. Принимая во внимание данный факт, при расчёте методом основной гармоники можно приблизиться к желаемому практическому результату умножением амплитудного значения коэффициента усиления на дополнительный коэффициент 1,2.

Таким образом, метод основной гармоники с небольшим дополнением может быть использован для проектирования LLC-преобразователей, но метод имитационного моделирования с предварительным аналитическим расчётом по основной гармонике имеет более высокую точность.

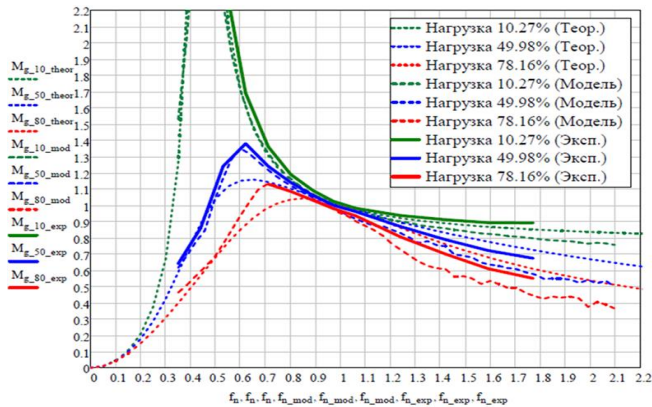


Рис. 10. Теоретические, имитационные и экспериментальные АЧХ

Рабочая зона резонансного преобразователя по частоте лежит в безопасной для инвертора области индуктивного рассогласования резонансного контура. На левом склоне АЧХ находится зона жёсткой коммутации, работа инвертора в данной зоне недопустима – вызывает повышенные потери и всплески напряжения на ключах инвертора ввиду жёсткой коммутации. В «безопасной» области работы можно выделить три состояния работы инвертора: работа при частоте ниже резонанса последовательного контура (Lr и Cr); работа при резонансной частоте, работа при частоте выше резонанса последовательного контура. Во всех состояниях достигается переключение транзисторов при нулевом напряжении (ZVS). Но имеются различия в величине тока намагничивания, а также в режимах коммутации диодов выходного выпрямителя и в величине тока отсечки при закрытии ключей инвертора. На рис. 11 показаны экспериментальные осциллограммы выходного тока инвертора (синий луч) и выходного напряжения инвертора (красный луч) для всех трёх состояний работы инвертора.

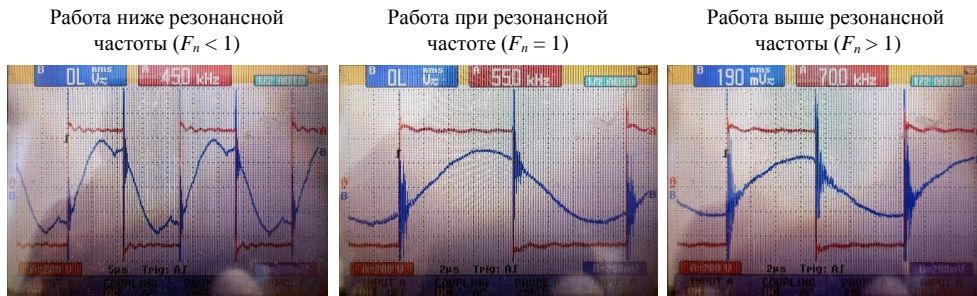


Рис. 11. Осциллограммы тока и напряжения инверторов разных частотных областях

Выходной ток резонансного инвертора содержит 2 составляющие: первая часть – это ток вторичной обмотки трансформатора, приведённый к первичной обмотке; вторая часть – это ток намагничивания трансформатора. Если первая составляющая тока передаёт энергию в нагрузку, то ток намагничивания просто циркулирует через первичную обмотку трансформатора и не передаёт энергию на вторичную сторону. Как раз ток намагничивания трансформатора и определяет возможность LLC-преобразователя иметь регулируемый выход при низких нагрузках.

С ростом частоты величина тока намагничивания становится ниже, что характеризуется уменьшением потерь проводимости транзисторов инвертора. Коммутация выходных диодов может происходить «мягко» при прерывистом характере тока выпрямителя, что достигается в режиме ниже резонансной частоты (левый рисунок). В режиме выше резонансной частоты ток выпрямителя не спадает до нуля и происходит отсечка по току (жёсткое выключение), после чего следует жёсткое включение диодов, что характеризуется повышенными потерями в диодах выходного выпрямителя.

Заключение

Разработка нового зарядного устройства для электромобилей – достаточно сложная задача, требующая объёмного анализа и обширного набора инструментов проектирования. Одним из наиболее простых инструментов для проектирования и анализа характеристик резонансных преобразователей является аналитический метод расчёта по основной гармонике. Этот метод позволяет получить прогнозируемую АЧХ преобразователя при различных уровнях нагрузки. Но такой метод не может дать достаточную точность расчёта на частотах, отличных от резонансной. Верифицированные имитационные модели могут значительно повысить точность расчётов на этапе проектирования и позволить перейти к этапу макетирования с более точными входными данными, соответственно сократить сроки разработки. Проведённое исследование даёт представление о процедуре проектирования резонансного LLC-преобразователя с использованием комбинированных методов расчёта. На основе результатов аналитических, имитационных и экспериментальных исследований преобразователя проведено сравнительное исследование, которое подтверждает точность получаемых частотных характеристик в области низких и околорезонансных ча-

стот. Однако модель имеет небольшую погрешность при симуляции в области выше резонансной частоты. Результаты исследования показали хорошую эффективность использования инструментов компьютерного моделирования при проектировании силовых преобразователей.

Библиографический список

1. Digital multi-loop control of an LLC resonant converter for electric vehicle DC fast charging / D. Cittanti, M. Gregorio, E. Armando, R. Bojoi // 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE. – 2020. – P. 4423–4430.

2. An LLC resonant DC–DC converter for wide output voltage range battery charging applications / F. Musavi, M. Craciun, D.S. Gautam, W. Eberle, W.G. Dunford // IEEE Trans. Power Electron, IEEE. – 2013. – Vol. 28, № 12. – P. 5437–5445.

3. LLC resonant converter topologies and industrial applications-A review / J. Zeng, G. Zhang, S.S. Yu, B. Zhang, Y. Zhang // Chinese J. Electr. Eng. CMP. – 2020. – Vol. 6, № 3. – P. 73–84.

4. Chudjuarjeen, S. An improved \$ LLC \$ resonant inverter for induction-heating applications with asymmetrical control / S. Chudjuarjeen, A. Sangswang, C. Koompai // IEEE Trans. Ind. Electron, IEEE. – 2010. – Vol. 58, № 7. – P. 2915–2925.

5. Lee, J.Y. An isolated DC/DC converter using high-frequency unregulated \$ LLC \$ resonant converter for fuel cell applications / J.Y. Lee, Y.S. Jeong, B.M. Han // IEEE Trans. Ind. Electron, IEEE. – 2010. – Vol. 58, № 7. – P. 2926–2934.

6. Review on classification of resonant converters for electric vehicle application / S. Deshmukh, A. Iqbal, S. Islam, I. Khan, M. Marzband, S. Rahman, A.M. Al-Wahedi // Energy reports, Elsevier. – 2022. – Vol. 8. – P. 1091–1113.

7. Hangseok Choi, P.D. Half-bridge LLC resonant converter design using FSFR-series fairchild power switch (FPSTM) / P.D. Hangseok Choi // Fairchild Semiconductor, Colorado, USA. – 2007. – P. 1–21.

8. Sam, Abdel-Rahman. Resonant LLC converter: operation and design / Sam Abdel-Rahman // Infineon Technologies North America (IFNA) Corp 19.4, Durham, NC. – 2012. – P. 1–19.

9. PV battery charger using an $L3C$ resonant converter for electric vehicle applications / N. Shafiei, M. Ordonez, M.A. Tokaldani, S.A. Arefifar // *IEEE Trans. Transp. Electrification, IEEE*. – 2018. – Vol. 4, № 1. – P. 108–121.

10. Nacar, S. Comparison of control techniques for series resonant converter / S. Nacar, S. Öncü, G. Bal // *Gazi Univ. J. Sci. Part C Des. Technol, Gazi University*. – 2021. – Vol. 9, № 2. – P. 283–296.

11. Kim, J.W. PWM-controlled series resonant converter for universal electric vehicle charger / J.W. Kim, P. Barbosa // *IEEE Trans. Power Electron, IEEE*. – 2021. – Vol. 36, № 12. – P. 13578–13588.

12. Jin, K. Hybrid full-bridge three-level LLC resonant converter-A novel DC-DC converter suitable for fuel-cell power system / K. Jin, X. Ruan // *IEEE Trans. Ind. Electron, IEEE*. – 2006. – Vol. 53, № 5. – P. 1492–1503.

13. Рулевский, В.М. Энергетически эффективные регулируемые резонансные преобразователи последовательных и последовательно-параллельных топологий / В.М. Рулевский. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2022.

14. A reconfigurable two-stage 11kW DC-DC resonant converter for EV charging with a 150-1000V output voltage range / B.O. Aarninkhof, D. Lyu, T.B. Soeiro, P. Bauer // *IEEE Trans. Transp. Electrification, IEEE*. – 2023.

15. Schäfer, J. Three-port series-resonant DC/DC converter for automotive charging applications / J. Schäfer, J.W. Kolar // *Electronics. MDPI*. – 2021. – Vol. 10, № 20. – P. 2543.

16. High efficiency LLC resonant converter with wide output range of 200–1000 v for dc-connected evs ultra-fast charging stations / A. Elezab, O. Zayed, A. Abuelnaga, M. Narimani // *IEEE Access, IEEE*. – 2023. – Vol. 11. – P. 33037–33048.

17. Dao, N.D. High-efficiency hybrid LLC resonant converter for on-board chargers of plug-in electric vehicles / N.D. Dao, D.C. Lee // *IEEE Trans. Power Electron, IEEE*. – 2020. – Vol. 35, № 8. – P. 8324–8334.

18. Full-bridge LLC resonant converter with series-parallel connected transformers for electric vehicle on-board charger / Y. Shen, W. Zhao, Z. Chen, C. Cai // *IEEE Access, IEEE*. – 2018. – Vol. 6. – P. 13490–13500.

19. A bidirectional three-level LLC resonant converter with PWM control / T. Jiang, J. Zhang, X. Wu, K. Sheng, Y. Wang // *IEEE Trans. Power Electron, IEEE*. – 2015. – Vol. 31, № 3. – P. 2213–2225.

20. Bidirectional LLC resonant converter for energy storage applications / T. Jiang, X. Chen, J. Zhang, Y. Wang // 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE. – 2013. – P. 1145–1151.

21. A bidirectional LLC resonant converter with automatic forward and backward mode transition / T. Jiang, J. Zhang, X. Wu, K. Sheng, Y. Wang // IEEE Trans. power Electron, IEEE. – 2014. – Vol. 30, № 2. – P. 757–770.

22. Hong, Huang. Designing an LLC resonant half-bridge power converter / Hong Huang // Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SEM1900. – 2011. – Vol. 3. – P. 1–30.

23. Topologies and technologies of electric vehicle fast charging station: review and comparison / H.M. Jassim, A. Ziuzev, A. Kostylev, M. Mudrov, A. Khabarov // Perm National Research Polytechnic University Bulletin, Electrotechnics, information technologies, control systems. – 2023. – № 46. – P. 5–46. DOI: 10.15593/2224-9397/2023.2.01

24. Measurement-based harmonic modeling of an electric vehicle charging station using a three-phase uncontrolled rectifier / N. Zhou, J. Wang, Q. Wang, N. Wei // IEEE Trans. Smart Grid, IEEE. – 2014. – Vol. 6, № 3. – P. 1332–1340.

25. Voltage oriented controller based vienna rectifier for electric vehicle charging stations / G. Rajendran, C.A. Vaithilingam, N. Misron, K. Naidu, M.R. Ahmed // IEEE Access, IEEE. – 2021. – Vol. 9. – P. 50798–50809.

References

1. Cittanti D., Gregorio M., Armando E., Bojoi R. Digital multi-loop control of an LLC resonant converter for electric vehicle DC fast charging. *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*, 2020, pp. 4423-4430.

2. Musavi F., Craciun M., Gautam D.S., Eberle W., Dunford W.G. An LLC resonant DC–DC converter for wide output voltage range battery charging applications. *IEEE Trans. Power Electron, IEEE*, 2013, vol. 28, no. 12, pp. 5437-5445.

3. Zeng J., Zhang G., Yu S.S., Zhang B., Zhang Y. LLC resonant converter topologies and industrial applications-A review. *Chinese J. Electr. Eng. CMP*, 2020, vol. 6, no. 3, pp. 73-84.

4. Chudjuarjeen S., Sangswang A., Koompai C. An improved $\$$ LLC $\$$ resonant inverter for induction-heating applications with asymmetrical control. *IEEE Trans. Ind. Electron, IEEE*, 2010, vol. 58, no. 7, pp. 2915-2925.

5. Lee J.Y., Jeong Y.S., Han B.M. An isolated DC/DC converter using high-frequency unregulated $\$$ LLC $\$$ resonant converter for fuel cell applications. *IEEE Trans. Ind. Electron, IEEE*, 2010, vol. 58, no. 7, pp. 2926-2934.

6. Deshmukh S., Iqbal A., Islam S., Khan I., Marzband M., Rahman S., Al-Wahedi A.M. Review on classification of resonant converters for electric vehicle application. *Energy reports, Elsevier*, 2022, vol. 8, pp. 1091-1113.

7. Hangseok Choi P.D. Half-bridge LLC resonant converter design using FSFR-series fairchild power switch (FPSTM). *Fairchild Semiconductor*, Colorado, USA, 2007, pp. 1-21.

8. Sam Abdel-Rahman. Resonant LLC converter: operation and design. *Infineon Technologies North America (IFNA) Corp 19.4, Durham, NC*, 2012, pp. 1-19.

9. Shafiei N., Ordonez M., Tokaldani M.A., Arefifar S.A. PV battery charger using an $\$$ L3C $\$$ resonant converter for electric vehicle applications. *IEEE Trans. Transp. Electrification, IEEE*, 2018, vol. 4, no. 1, pp. 108-121.

10. Nacar S., Öncü S., Bal G. Comparison of control techniques for series resonant converter. *Gazi Univ. J. Sci. Part C Des. Technol, Gazi University*, 2021, vol. 9, no. 2, pp. 283-296.

11. Kim J.W., Barbosa P. PWM-controlled series resonant converter for universal electric vehicle charger. *IEEE Trans. Power Electron, IEEE*, 2021, vol. 36, no. 12, pp. 13578-13588.

12. Jin K., Ruan X. Hybrid full-bridge three-level LLC resonant converter - A novel DC-DC converter suitable for fuel-cell power system. *IEEE Trans. Ind. Electron, IEEE*, 2006, vol. 53, no. 5, pp. 1492-1503.

13. Rulevskii V.M. Energeticheski effektivnye reguliruemye rezonansnye preobrazovateli posledovatel'nykh i posledovatel'no-parallel'nykh topologii [Energetically efficient adjustable resonant converters of series and series-parallel topologies]. Tomsk: Tomskii gosudarstvennyi universitet sistem upravleniia i radioelektroniki, 2022.

14. Aarninkhof B.O., Lyu D., Soeiro T.B., Bauer P. A reconfigurable two-stage 11kW DC-DC resonant converter for EV charging with a 150-1000V output voltage range. *IEEE Trans. Transp. Electrification, IEEE*, 2023.

15. Schäfer J., Kolar J.W. Three-port series-resonant DC/DC converter for automotive charging applications. *Electronics. MDPI*, 2021, vol. 10, no. 20, 2543 p.

16. Elezab A., Zayed O., Abuelnaga A., Narimani M. High efficiency LLC resonant converter with wide output range of 200-1000 v for dc-connected evs ultra-fast charging stations. *IEEE Access, IEEE*, 2023, vol. 11, pp. 33037-33048.

17. Dao N.D., Lee D.C. High-efficiency hybrid LLC resonant converter for on-board chargers of plug-in electric vehicles. *IEEE Trans. Power Electron, IEEE*, 2020, vol. 35, no. 8, pp. 8324-8334.

18. Shen Y., Zhao W., Chen Z., Cai C. Full-bridge LLC resonant converter with series-parallel connected transformers for electric vehicle on-board charger. *IEEE Access, IEEE*, 2018, vol. 6, pp. 13490-13500.

19. Jiang T., Zhang J., Wu X., Sheng K., Wang Y. A bidirectional three-level LLC resonant converter with PWAM control. *IEEE Trans. Power Electron, IEEE*, 2015, vol. 31, no. 3, pp. 2213-2225.

20. Jiang T., Chen X., Zhang J., Wang Y. Bidirectional LLC resonant converter for energy storage applications. *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE*, 2013, p. 1145-1151.

21. Jiang T., Zhang J., Wu X., Sheng K., Wang Y. A bidirectional LLC resonant converter with automatic forward and backward mode transition. *IEEE Trans. power Electron, IEEE*, 2014, vol. 30, no. 2, pp. 757-770.

22. Hong Huang. Designing an LLC resonant half-bridge power converter. *Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SEM1900*, 2011, vol. 3, pp. 1-30.

23. Jassim H.M., Ziuzev A., Kostylev A., Mudrov M., Khabarov A. Topologies and technologies of electric vehicle fast charging station: review and comparison. *Perm National Research Polytechnic University Bulletin, Electrotechnics, information technologies, control systems*, 2023, no. 46, pp. 5-46. DOI: 10.15593/2224-9397/2023.2.01

24. Zhou N., Wang J., Wang Q., Wei N. Measurement-based harmonic modeling of an electric vehicle charging station using a three-phase uncontrolled rectifier. *IEEE Trans. Smart Grid, IEEE*, 2014, vol. 6, no. 3, pp. 1332-1340.

25. Rajendran G., Vaithilingam C.A., Misron N., Naidu K., Ahmed M.R. Voltage oriented controller based vienna rectifier for electric vehicle charging stations. *IEEE Access, IEEE*, 2021, vol. 9, pp. 50798-50809.

Сведения об авторах

Коптяков Александр Сергеевич (Екатеринбург, Российская Федерация) – руководитель отдела разработок ООО «ЭЛТОН» Екатеринбург; старший преподаватель кафедры «Электротехника» Уральского энергетического института Уральского федерального университета им. первого Президента России Б.Н. Ельцина (620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19, e-mail: a.s.koptyakov@ya.ru).

Джассим Хайдер Майтам (Екатеринбург, Российская Федерация) – аспирант кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского энергетического института Уральского федерального университета им. первого Президента России Б.Н. Ельцина (620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19, e-mail: khdzhassim@urfu.ru).

Зюзов Анатолий Михайлович (Екатеринбург, Российская Федерация) – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского энергетического института Уральского федерального университета им. первого Президента России Б.Н. Ельцина (620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19, e-mail: a.m.zyuzev@urfu.ru).

Сарпулов Сергей Фёдорович (Екатеринбург, Российская Федерация) – доктор технических наук, профессор кафедры «Электротехника», директор Уральского энергетического института Уральского федерального университета им. первого Президента России Б.Н. Ельцина (620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19, e-mail: s.f.sarapulov@urfu.ru).

About the authors

Alexander S. Koptyakov (Yekaterinburg, Russian Federation) – Head of the Development Department of ELTON LLC, Yekaterinburg; Senior Lecturer, Department of Electric Engineering, Ural Energy Institute, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin (620002, Yekaterinburg, 19, Mira str., e-mail: a.s.koptyakov@ya.ru).

Haider M. Jassim (Yekaterinburg, Russian Federation) – Graduate Student, Department of Electric Drive and Automation of Industrial Installations, Ural Energy Institute, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin (620002, Yekaterinburg, 19, Mira str., e-mail: khdzhassim@urfu.ru).

Anatoly M. Zyuzev (Yekaterinburg, Russian Federation) – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Electric Drive and Automation of Industrial Installations, Ural Energy Institute, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin (620002, Yekaterinburg, 19, Mira str., e-mail: a.m.zyuzev@urfu.ru).

Sergey F. Sarapulov (Yekaterinburg, Russian Federation) – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of Institute, Department of Electric Engineering, Ural Energy Institute, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin (620002, Yekaterinburg, 19, Mira str., e-mail: s.f.sarapulov@urfu.ru).

Поступила: 02.09.2024. Одобрена: 17.09.2024. Принята к публикации: 01.10.2024.

Финансирование. Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (программа «Приоритет 2030»).

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов по отношению к статье.

Вклад авторов. Авторы сделали равноценный вклад в подготовку статьи.

Просьба ссылаться на эту статью в русскоязычных источниках следующим образом:

Проектирование и построение резонансного преобразователя LLC с широким диапазоном напряжений для быстрой зарядки электромобилей / А.С. Коптяков, Х.М. Джассим, А.М. Зюзов, С.Ф. Сарapulов // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. – 2024. – № 51. – С. 149–175. DOI: 10.15593/2224-9397/2024.3.08

Please cite this article in English as:

Koptiyakov A.S., Jassim H.M., Ziuzev A.M., Sarapulov S.F. Design and construction of a resonant LLC converter with a wide voltage range for fast charging of electric vehicles. *Perm National Research Polytechnic University Bulletin. Electrotechnics, information technologies, control systems*, 2024, no. 51, pp. 149-175. DOI: 10.15593/2224-9397/2024.3.08