

УДК 621.314

ВОЛЬТОДОБОВОЧНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ LCL-T ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА ВОЗОБНОВЛЯЕМЫХ ИСТОЧНИКАХ ЭНЕРГИИ

Осипов Александр Владимирович¹,
ossan@mail.ru

Запольский Сергей Александрович¹,
sergeyzap-kz@mail.ru

¹ Томский университет систем управления и радиоэлектроники,
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

Актуальность. Проблеме автономного электропитания нефтегазового оборудования на возобновляемых источниках энергии оказывается все большее внимание ввиду экологической чистоты этого вида энергии. Требования, предъявляемые системой электропитания к преобразователю энергии солнечной батареи, заключаются в первую очередь в высоком КПД и широком диапазоне изменения нагрузки, меняющейся вплоть до холостого хода. Последнее требование является серьезной проблемой, учитывая, что солнечная батарея по своей природе является источником постоянного тока. При применении непосредственных преобразователей изменение нагрузки вызывает существенные затруднения и приводит к глубокому регулированию, необходимости формирования быстродействующих контуров обратной связи. В работе рассмотрены топологии резонансного преобразователя энергии солнечной батареи на основе LCL-T контура, обеспечивающего не только мягкое переключение транзисторов, но и параметрическую стабилизацию выходного напряжения в полном диапазоне изменения нагрузки за счет преобразования импеданса нагрузки.

Цель работы: анализ энергетических характеристик вольтодобавочного резонансного LCL-T преобразователя энергии солнечной батареи и оценка его КПД.

Методы исследования основаны на общих положениях теории электрических цепей, теории алгебраических уравнений, вычислительных методах и использовании современных инструментальных систем и методов математического моделирования.

Результаты. Показано, что при питании от источника тока для реализации параметрической стабилизации выходного напряжения резонансным LCL-T преобразователем необходим активный выпрямитель, обеспечивающий рекуперацию энергии выходного фильтра в резонансный контур. При этом статические потери в преобразователе существенны, так как ток инвертора определяется током солнечной батареи. Построение резонансного преобразователя по вольтодобавочной топологии позволяет разделить ток солнечной батареи между мостовыми преобразователями и существенно уменьшить статические потери, что, учитывая одновременную реализацию мягкого переключения транзисторов, позволяет получить высокий КПД преобразования, свыше 98 % в номинальном режиме. Исследованы характеристики вольтодобавочного резонансного LCL-T преобразователя при широтно-импульсном регулировании. Во всем диапазоне регулирования параметры схемы не превышают номинальных значений, так как их увеличение за счет фазового сдвига тока относительно напряжения, неизбежного в процессе регулирования, компенсируется уменьшением тока солнечной батареи. Преобразователь с LCL-T контуром обеспечивает мягкую коммутацию транзисторов без частотной подстройки, необходимой в классическом последовательном преобразователе. Проведена экспериментальная проверка полученных результатов, сделаны выводы.

Ключевые слова:

Автономная система электропитания, энергетическая эффективность, резонансный преобразователь, вольтодобавочный преобразователь, мягкая коммутация транзисторов.

Введение

В автономных системах электропитания часто применяются возобновляемые источники на основе солнечных батарей (СБ), что объясняется их экологической чистотой и большим ресурсом службы [1–3], однако малая удельная мощность солнечных панелей требует экономии вырабатываемой электроэнергии, что выражается в высоких требованиях к КПД силового преобразователя, необходимого для согласования уровней напряжения СБ и нагрузки. В большинстве случаев для этой цели применяются непосредственные преобразователи напряжения, имеющие минимальное количество силовых элементов, однако динамические потери при переключении транзисторов существенно уменьшают КПД. Анализ характеристик непосредственных преобразователей при питании от СБ неоднократно проводился в ряде работ, например [4–6]. Однако попытки обеспечить мягкое пере-

ключение, как правило, сводятся к введению демпфирующих пассивных цепей, обеспечивающих резонансное переключение силового транзистора, что сопровождается достаточно длительным переходным колебательным процессом, превышающим установленную мощность элементов и существенно ограничивающим частоту переключения и рабочий диапазон регулирования преобразователя [7]. В этой связи в последнее время можно отметить рост интереса к мостовым резонансным преобразователям, обеспечивающим мягкое включение силовых транзисторов, как в зарубежной [8–12], так и в отечественной литературе [13, 14]. Снижение динамических потерь оправдывает увеличение количества транзисторов, а построение преобразователя по вольтодобавочной топологии еще больше увеличивает КПД [15, 16], хотя преобразователь теряет возможность произвольно согласовывать уровни напряжения входного источника

и нагрузки. При анализе характеристик преобразователя следует учитывать, что топология резонансного контура преобразователя существенно зависит от режима эксплуатации СБ, которая является источником с нелинейной вольтамперной характеристикой. Как правило, СБ эксплуатируется в режиме источника тока, применение в этом случае классического последовательного резонансного LC преобразователя требует большого диапазона регулирования при изменении нагрузки, определяющей добротность резонансного контура и величину частотной подстройки. На малых нагрузках низкие значения добротности приводят к практически недопустимым частотным подстройкам, а режим холостого хода является в этом случае аварийным.

Данная задача решена в [17] путем преобразования источника тока в источник напряжения Т-образным LCL резонансным контуром, который классически применяется для создания систем постоянного тока [18–21] (в отечественной литературе такие преобразователи называют индуктивно-емкостными). В [17] показано, что в этом случае выходное напряжение не зависит от нагрузки, т. е. обеспечивается его параметрическая стабилизация. Компенсация дрейфа тока СБ может быть осуществлена фазовым регулированием, при котором не требуется подстройка частоты для достижения мягкого включения транзисторов. Дальнейшим совершенствованием этого преобразователя является его реализация по вольтодобавочной топологии, которая позволяет осуществлять высоко-частотное преобразование только части потока энергии и таким образом уменьшить статические потери, что еще больше увеличит КПД.

Таким образом, целью настоящей работы является анализ энергетических характеристик вольтодобавочного резонансного LCL-Т преобразователя, определение энергетически эффективного способа регулирования преобразователем и максимальных значений параметров его элементов в режиме стабилизации выходного напряжения при неустойчивости тока СБ.

Топологии резонансного LCL-Т преобразователя

В резонансных преобразователях транзисторы переключаются с частотой, близкой к собственной частоте резонансного контура, что обеспечивает синусоидальную форму выходного тока инвертора, равного нулю в моменты переключения ключей и минимизирует динамические потери. При этом подключение нагрузки к резонансному контуру может быть различным и определяется характеристиками входного источника. При работе СБ в режиме источника тока нагрузка включается параллельно резонансному конденсатору с образованием индуктивно-емкостного преобразователя по схеме Бушера (рис. 1, а). В таком преобразователе при включении на входе источника тока инвертор формирует прямоугольное напряжение и на резонансной частоте обеспечивается синусоидальная форма тока,

позволяющая переключать транзисторы с минимальными потерями, а стабильность тока резонансного конденсатора C_n обеспечивает стабильность амплитуды напряжения нагрузки

$$U_R = \frac{\pi}{2} I_{CB} \cdot \rho,$$

где $\rho = \sqrt{L_n/C_n}$ – волновое сопротивление контура. Следовательно, с помощью параметров резонансного контура можно произвольно согласовать уровень тока солнечной батареи I_{CB} с требуемым значением выходного напряжения без применения трансформатора, причем можно формировать напряжения СБ больше выходного, т. е. работать на нагрузках $R < \rho$.

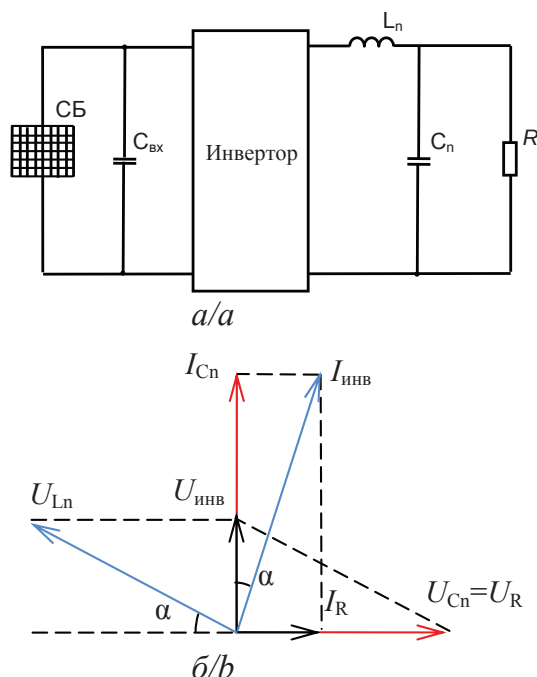


Рис. 1. Резонансный LC преобразователь: эквивалентная схема (а); векторная диаграмма (б)

Fig. 1. Resonant LC converter: equivalent circuit (a); vector diagram (b)

В рассматриваемом преобразователе (рис. 1, а) ток нагрузки является разностью токов конденсатора и инвертора, при этом ток конденсатора стабилен по амплитуде и находится в фазе с напряжением, а ток инвертора отстает от напряжения инвертора $U_{инв}$ на некоторый угол α , зависящий от нагрузки

$$\alpha = \arctg \frac{\sqrt{L_n/C_n}}{R} = \arctg \frac{\rho}{R}.$$

Шунтирующее влияние нагрузки вызывает смещение резонансной частоты контура, т. е. при увеличении нагрузки преобразователь выходит из резонансного режима.

Обеспечить резонансный режим во всем диапазоне изменения нагрузки можно применением схемы LCL-Т преобразователя (рис. 2).

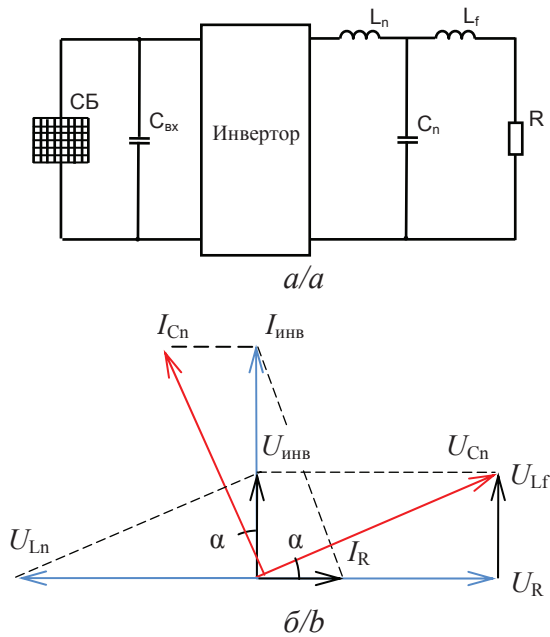


Рис. 2. Резонансный LCL преобразователь: эквивалентная схема (а), векторная диаграмма (б)

Fig. 2. Resonant LCL converter: equivalent circuit (a); vector diagram (b)

При условии равенства индуктивностей $L_n = L_f$ падение напряжения на дополнительном дросселе L_f позволяет сформировать между током выпрямителя и током инвертора угол $\pi/2$, не зависящий от сопротивления нагрузки. Данное условие обеспечивает равенство напряжений на дросселе L_n и нагрузке $U_{Ln} = U_R$ и стабильность выходного напряжения, так как изменение $U_{инв}$ компенсируется изменением U_{Lf} . При этом ток конденсатора по-прежнему сдвинут относительно тока инвертора на угол α , определяемый нагрузкой

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{U_{инв}}{U_R} = \frac{I_R}{I_{инв}} = \frac{\rho}{R}.$$

Для обеспечения вышеупомянутых свойств резонансного преобразователя при выходе на постоянном токе необходимо введение в структуру преобразователя активного выпрямителя, который обеспечивает рекуперацию энергии выходного фильтра в резонансный контур. Для корректной работы схемы управляющие импульсы транзисторов активного выпрямителя сдвинуты на угол $\pi/2$ относительно инвертора, так как именно на такой угол сдвинут ток нагрузки относительно тока инвертора. При этом первой гармонике выходного тока оказывается сопротивление

$$R_{IM} = \frac{8}{\pi^2} R_H, \quad (1)$$

в результате чего на выходе преобразователя формируется напряжение

$$U_{вых} = \frac{\pi^2}{8} I_{CB} \cdot \rho. \quad (2)$$

Кроме того, так как преобразователь имеет полностью симметричную структуру, справедливо и обратное

$$U_{CB} = \frac{\pi^2}{8} I_I \cdot \rho. \quad (3)$$

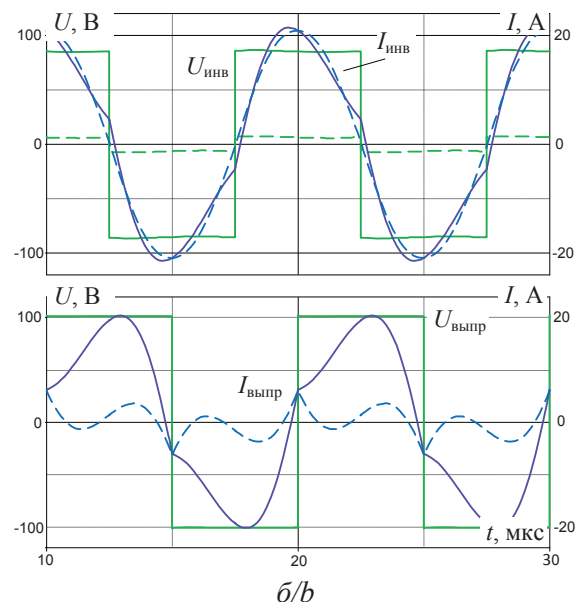
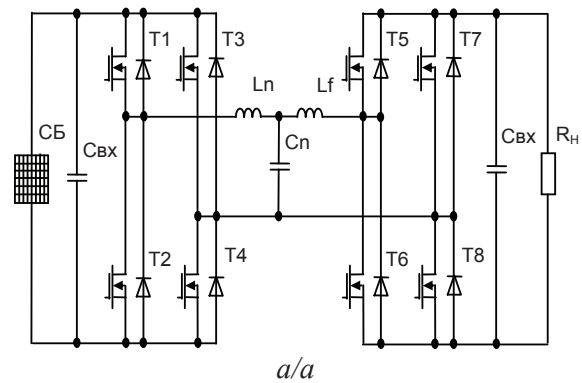


Рис. 3. а) Резонансный LCL-T преобразователь; б) диаграммы работы при $U_{вых}=100$ В, $I_{CB}=15$ А, $f=100$ кГц: — $R_H=8$ Ом; - - $R_H=100$ Ом

Fig. 3. а) Resonant LCL-T converter; б) operational waveforms at $U_{out}=100$ V, $I_{sb}=15$ A, $f=100$ kHz: — $R_L=8$ Ohm; - - $R_L=100$ Ohm

Обеспечение непрерывного тока активного выпрямителя $I_{выпр}$ и резонансного режима работы приводит к стабилизации требуемого выходного напряжения во всем диапазоне изменения нагрузки, причем преобразователь может работать даже на холостом ходу. При этом весь ток СБ протекает по ключам инвертора, синусоидальный ток которого стабилен, а напряжение зависит от нагрузки. Параметры выпрямителя из-за обеспечиваемого LCL-T контуром импедансного преобразования зависят от нагрузки по-другому, напряжение выпрямителя стабильно, а ток определяется величиной нагрузки (рис. 3, б). Форма тока выпрямителя $I_{выпр}$

обусловлена напряжением дросселя L_f , имеющим как активную (напряжение выпрямителя), так и реактивную (напряжение конденсатора) составляющие.

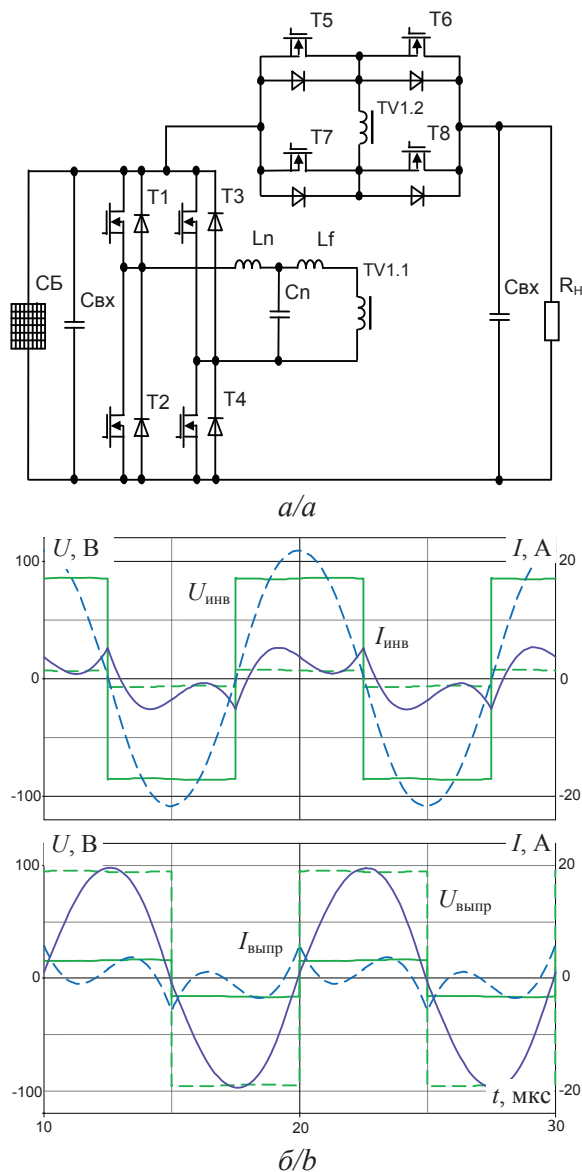


Рис. 4. а) Вольтодобавочный резонансный LCL-Т преобразователь; б) диаграммы работы при $U_{\text{вых}}=100$ В, $I_{\text{СБ}}=15$ А, $f=100$ кГц: — $R_n=8$ Ом; -- $R_n=100$ Ом

Fig. 4. а) Series connected resonant LCL-T converter; б) operational waveforms at $U_{\text{out}}=100$ В, $I_{\text{SB}}=15$ А, $f=100$ kHz: — $R_L=8$ Ohm; -- $R_L=100$ Ohm

Существенно уменьшить потери можно применением вольтодобавочной схемы резонансного преобразователя (рис. 4), которая имеет существенно больший КПД за счет преобразования лишь части потока энергии, необходимой для формирования разницы напряжений $U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}$, хотя при этом исключается формирование входных напряжений больше выходного, иными словами ограничивается максимальная нагрузка

$$R_{H \max} = \frac{\pi^2}{8} \rho.$$

Учитывая, что выражение (3) сохраняет справедливость и в вольтодобавочной схеме, и с учетом того, что в данном случае звено переменного тока стабилизирует разность $U_{\text{СБ}} - U_{\text{вых}}$ пропорционально разности $U_{\text{СБ}} - U_H$

$$U_{\text{СБ}} - U_{\text{вых}} = \frac{\pi^2}{8} \rho (I_{\text{СБ}} - I_H),$$

можно заключить справедливость выражения (2) для вольтодобавочной схемы, а соответственно, и сохранение параметрической стабилизации выходного напряжения при стабильности входного тока.

Из топологии вольтодобавочной схемы видно, что ток СБ, как и выходное напряжение, делится между инвертором и выпрямителем, для параметров инверторов справедливо

$$I_{\text{инв}} + I_{\text{выпр}} = I_{\text{СБ}},$$

$$U_{\text{инв}} + U_{\text{выпр}} = U_{\text{вых}},$$

из чего следует, что токи инвертора и выпрямителя перераспределяются в зависимости от величины нагрузки. В частных случаях:

- при максимальной нагрузке

$$R_n = R_{\max} \quad I_{\text{выпр}} = I_{\text{СБ}} \quad I_{\text{инв}} = 0;$$

- на холостом ходу

$$R_n \rightarrow \infty \quad I_{\text{выпр}} \rightarrow 0 \quad I_{\text{инв}} \rightarrow I_{\text{СБ}}.$$

Таким образом, в преобразователе исключается одновременное протекание номинального тока СБ в инверторе и выпрямителе, что приводит к существенному снижению статических потерь в транзисторах и согласующем трансформаторе. При этом применение вольтодобавочной схемы не уменьшает габаритную мощность трансформатора, так как диапазон изменения тока СБ может достигать его максимального значения.

Широтно-импульсное регулирование в вольтодобавочном резонансном LCL-Т преобразователе

В представленном преобразователе выходное напряжение определяется током СБ, который может меняться в зависимости от освещенности солнечной панели, соответственно для достижения стабильного выходного напряжения необходима компенсация дрейфа тока СБ. Стабилизация может быть реализована путем классического широтно-импульсного регулирования входного напряжения выпрямителя $U_{\text{выпр}}$ за счет фазового смещения управляющих импульсов транзисторов одной стойки относительно другой на некоторый угол β . В результате на такте управления наряду с интервалом выпрямления образуется интервал закороченного состояния выпрямителя, на котором его входное напряжение равно нулю. Односторонний

характер ШИМ приводит к сдвигу основных гармоник тока напряжения выпрямителя на угол β , при этом в инверторе ток смещается по фазе относительно напряжения на такой же угол, что отражено на векторной диаграмме (рис. 5, а).

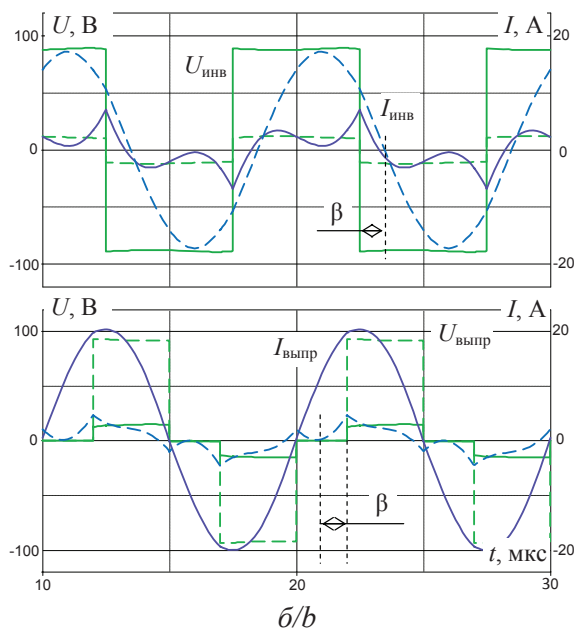
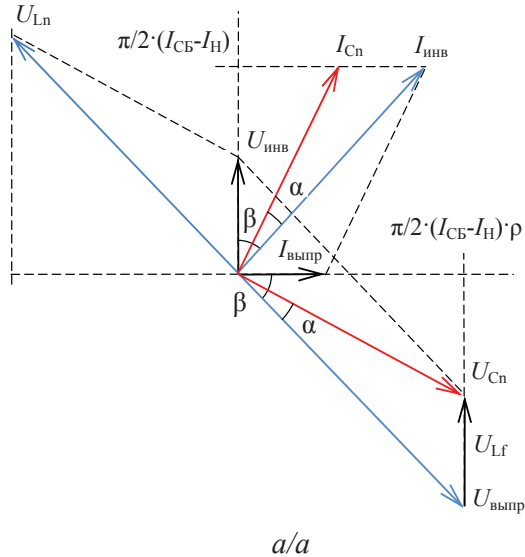


Рис. 5. Широтно-импульсное регулирование напряжения выпрямителя LCL-T преобразователя: а) векторная диаграмма; б) диаграммы работы при $I_{CB}=10$ А, $\gamma=0,6$: — $R_L=12$ Ом; — — $R_L=100$ Ом

Fig. 5. Pulse width regulation of voltage rectifier LCL-T converter: а) vector diagram; б) operational waveforms at $I_{CB}=10$ А, $\gamma=0,6$: — $R_L=12$ Ohm; — — $R_L=100$ Ohm

Следует отметить, что при изменении как угла регулирования β , так и угла нагрузки α , угол между выходным напряжением инвертора $U_{инв}$ и током выпрямителя $I_{выпр}$ сохраняет постоянное значение, равное $\pi/2$, т. е. сохраняется свойство параметрической стабилизации выходного напряжения.

Определить регулировочную характеристику преобразователя можно, выразив амплитуды первых гармоник напряжений инвертора и выпрямителя

$$U_{инв} = \frac{4}{\pi} U_{CB},$$

$$U_{выпр} = \frac{4}{\pi} (U_{вых} - U_{CB}) \cos \beta,$$

из последнего выражения, с учетом того, что напряжение выпрямителя $U_{выпр}$ сдвинуто по фазе относительно тока $I_{выпр}$ на угол β согласно векторной диаграмме,

$$U_{выпр} = \frac{\frac{\pi}{2} (I_{CB} - I_n) \rho}{\cos \beta}.$$

Приравнявая последние выражения и учитывая, что

$$U_{CB} = \frac{\pi^2}{8} I_n \rho \frac{1}{\cos^2 \beta},$$

можно получить выходное напряжение в зависимости от угла регулирования

$$U_{вых} = \frac{\pi^2}{8} I_{CB} \rho \frac{1}{\cos^2 \beta}. \quad (4)$$

В режиме стабилизации выходного напряжения ток СБ можно связать с углом регулирования выражением

$$I_{CB}^* = \cos^2 \beta, \quad (5)$$

где $I_{CB}^* = I_{CB}/I_{CBmax}$ – ток СБ по отношению к своему максимальному значению, формирующему требуемое $U_{вых}$ при $\beta=0$. Графически регулировочная характеристика представлена на рис. 6, а. Стоит отметить, что регулирование происходит как за счет изменения амплитуды первой гармоники напряжения выпрямителя, так и за счет изменения ее фазы относительно тока. При этом угол регулирования равен углу фазового сдвига между первыми гармониками тока и напряжения выпрямителя, поэтому в характеристиках (4, 5) присутствует множитель $\cos^2 \beta$. Регулировочная характеристика подтверждается диаграммами (рис. 4, 5), т. к. при уменьшении тока СБ до $I_{CB}=10$ А $\sigma I_{CB}=1,5$; для стабилизации напряжения требуется угол регулирования $\gamma=0,6$.

Топология преобразователя показывает, что преобразователь не может формировать на выходе напряжения больше входного, соответственно ток СБ является максимальным током нагрузки. Таким образом, предельный ток нагрузки (максимальная мощность преобразователя) уменьшается по мере увеличения глубины регулирования. Для определения основных параметров элементов преобразователя необходимо знать величину угла нагрузки α , который зависит не только от самого сопротивления нагрузки, но и от угла регулирования β (рис. 5, а). Из векторной диаграммы можно получить

$$\operatorname{tg} \beta - \operatorname{tg}(\beta - \alpha) = \frac{I_H}{I_{CB} - I_H} \frac{1}{\cos^2 \beta},$$

далее после несложных преобразований

$$\alpha = \beta - \arctg \left(\operatorname{tg} \beta - \frac{1}{R_H^* - 1 \cos^2 \beta} \right),$$

где $R_H^* = \frac{8}{\pi^2} \frac{R_H}{\rho}$ – нормализованное сопротивление

нагрузки с учетом (1). Зависимость показана на рис. 6, б. Введение регулирования существенно увеличивает величину угла α . Аналитическое определение угла нагрузки α позволяет получить ряд параметров элементов схемы. Например, амплитуду напряжения резонансного конденсатора C_n

$$U_{Cn} = \frac{\pi}{2 \cos(\beta - \alpha)} (I_{CB} - I_H) \rho. \quad (6)$$

По отношению к стабилизируемому напряжению $U_{вых}$ выражение примет вид (рис. 6, г)

$$U_{Cn}^* = \frac{4 \cos^2 \beta}{\pi \cos(\beta - \alpha)} \frac{R_H^* - 1}{R_H^*}.$$

Следует отметить, что напряжение конденсатора имеет минимум, значение которого, согласно векторной диаграмме, соответствует нагрузке, обеспечивающей равенство углов $\alpha = \beta$ (рис. 5, а). Однако это условие является приближенным из-за того, что в точке ($\alpha = \beta$) напряжение конденсатора определяется током инвертора (6), который в вольтодобавочной схеме также зависит от нагрузки. При $R_H \rightarrow \infty$ напряжение конденсатора стремиться к значению $U_{Cn}^* = \frac{4}{\pi} \cos$ которое является максимальным.

Таким образом, амплитуда напряжения резонансного конденсатора C_n не превышает амплитуды первой гармоники выходного напряжения, что наблюдается на крайних точках диапазона изменения нагрузки при $\beta = 0$.

Фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока в силовых мостах, возника-

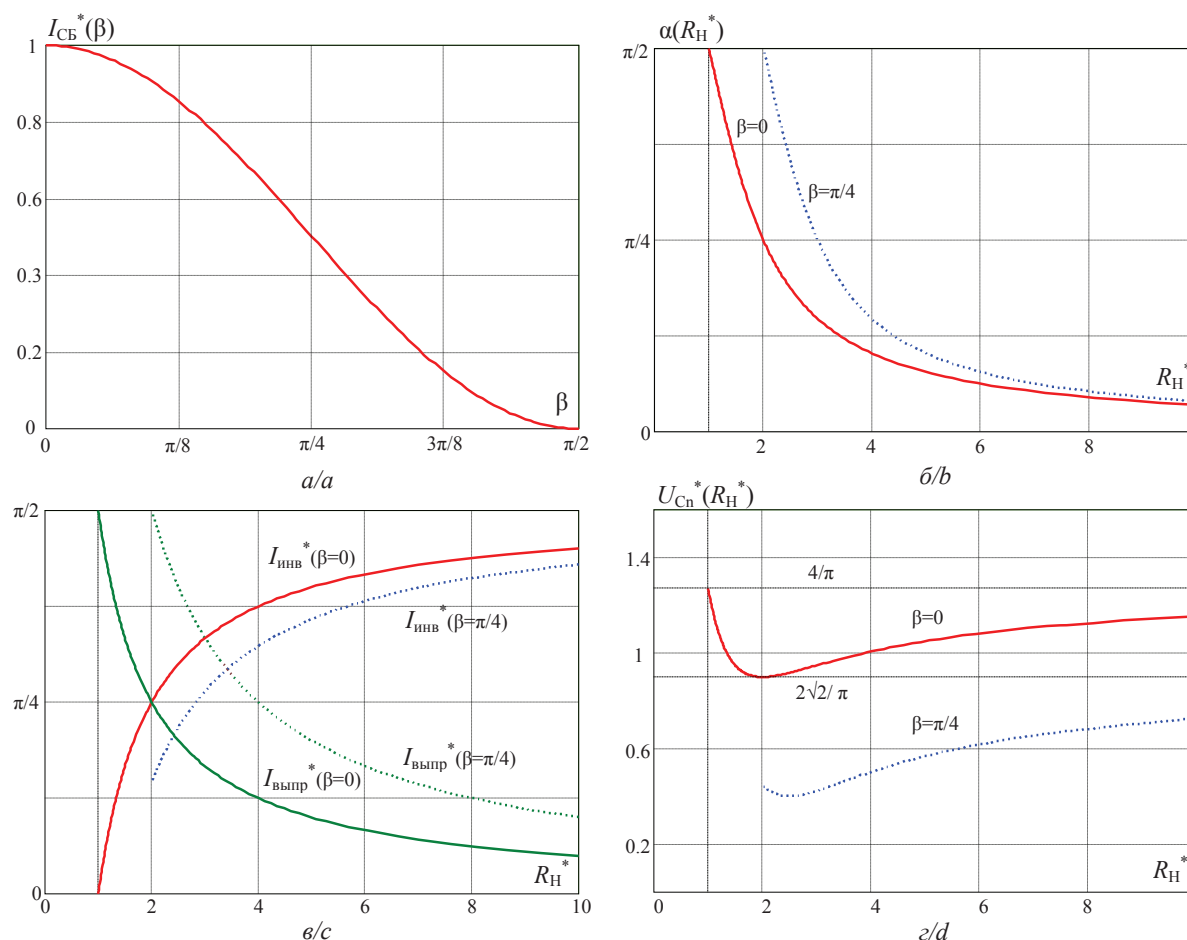


Рис. 6. Характеристики вольтодобавочного резонансного LCL-T преобразователя при широтно-импульсном регулировании в режиме стабилизации выходного напряжения: а) регулировочная характеристика; б) угол нагрузки; в) максимальные значения токов мостовых преобразователей; г) напряжение резонансного конденсатора

Fig. 6. Characteristics series connected resonant LCL-T converter at pulse width regulation in the mode of output voltage stabilization: а) regulation characteristic; б) loading angle; в) maximum values of bridge converters currents; д) resonant capacitor voltage

ющий в процессе регулирования, приводит к росту амплитуд токов $I_{инв}$ и $I_{выпр}$ относительно тока СБ, который в свою очередь уменьшается при регулировании. В результате несложных преобразований получены аналитические выражения первых гармоник токов мостовых преобразователей по отношению к максимальному току СБ, обеспечивающему требуемое выходное напряжение при $\beta=0$, определяемому из (2); графически токи показаны на рис. 6, з.

$$I_{инв}^* = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{R_H^* \cos \beta} \right), \quad (7)$$

$$I_{выпр}^* = \frac{\pi}{2} \frac{1}{R_H^* \cos^2 \beta}. \quad (8)$$

Видно, что увеличение сопротивления нагрузки приводит к увеличению тока инвертора и уменьшению тока выпрямителя, что согласуется с вольтодобавочной топологией схемы, при этом алгебраическая сумма токов $I_{инв}$, $I_{выпр}$ при $\beta=0$ равна току СБ (соответственно, геометрическая – ток конденсатора). Введение угла регулирования β , являющееся следствием уменьшения $I_{СБ}$, при неизменной нагрузке уменьшает $I_{инв}$, но увеличивает $I_{выпр}$. При этом в мостовых преобразователях формируется разный характер регулирования: в инверторе фазовый (множитель $\cos \beta$), в выпрямителе фазоширотный (множитель $\cos^2 \beta$), это приводит к увеличению суммарного тока мостов при регулировании (рис. 6, з). В целом значения токов мостовых преобразователей не превышают максимальный ток СБ, так как их увеличение за счет фазового сдвига относительно напряжения в процессе регулирования компенсируется уменьшением тока СБ, т. е. максимальной мощности преобразователя.

Отдельно следует сказать о режимах коммутации транзисторов в LCL-Т преобразователе при широтно-импульсном регулировании. В случае регулируемого выпрямителя напряжение необходимо регулировать по переднему фронту, что позволяет получить необходимое для благоприятной коммутации направление фазового сдвига тока относительно напряжения. Хотя в целом в мостовых преобразователях режимы регулирования могут быть различны, а именно, мягкую коммутацию обеспечивает отставание тока от напряжения в инверторе и его опережение током в выпрямителе. Отличие обусловлено тем, что коммутационные процессы в инверторе и выпрямителе происходят по-разному. Для инвертора необходимо произвести переключение транзисторов до перехода тока через ноль, что обеспечит включение при отрицательном токе транзистора, т. е. при открытом обратном диоде и нулевом напряжении. Коммутационные процессы в выпрямителе отличаются от коммутационных процессов в инверторе, в частности нужно произвести переключение транзисторов после перехода тока через ноль, когда обратный диод включаемых транзисторов уже открылся. Таким образом, включение транзисторов при открытом обратном диоде

реализуется при положительной фазе тока инвертора и при отрицательной фазе тока выпрямителя. Более подробно обеспечение мягкой коммутации транзисторов в инверторе и выпрямителе на примере последовательного резонансного преобразователя рассмотрено в работах [14, 15].

Результаты эксперимента

Для экспериментальной проверки полученных результатов был спроектирован макет исследуемого вольтодобавочного резонансного преобразователя, состоящий из инвертора и выпрямителя, построенных по мостовой схеме на транзисторах IRFP4668, трансформатора с коэффициентом трансформации $K_{тр}=1$, выполненного на магнитопроводе ETD 59/31/2 (феррит N87). Резонансный Т-образный контур состоит из двух дросселей индуктивностью $L_n=L_f=8$ мкГн на магнитопроводе ETD 55/28/21 с зазором $g=2$ мм (феррит N87) и резонансного конденсатора, состоящего из 10 конденсаторов К78–26–1000В–0,033 мкФ, с общей емкостью $C_n=0,33$ мкФ.

На рис. 7 приведены осциллограммы параметров резонансного LCL-Т преобразователя при стабилизации выходного напряжения на уровне 100 В и максимальном токе СБ $I_{СБ}=15$ А. Показано, что при нагрузке, близкой к максимальной, (при $R_H=8$ Ом) напряжение перераспределено в сторону инвертора и СБ ($U_{инв}=85$ В), в то время как напряжение вольтодобавки составляет всего $U_{выпр}=15$ В. При этом первая гармоника тока в инверторе фактически отсутствует, а весь ток СБ протекает через выпрямитель. При нагрузках, близких к холостому ходу ($R_H=100$ Ом, рис. 7, б), ток и напряжение в мостовых преобразователях имеют обратное распределение, что соответствует высказанным предположениям и результатам моделирования (рис. 4, б).

Проведены экспериментальные исследования резонансного LCL-Т преобразователя в режиме регулирования выпрямителем. Осциллограммы напряжения и тока инвертора и выпрямителя при токе $I_{СБ}=10$ А, $\gamma=0,64$ показаны на рис. 8 при нагрузке $R_H=12$ Ом, так как с уменьшением тока СБ уменьшается и допустимая нагрузка. Распределение токов и напряжений в преобразователе в целом повторяет параметры при номинальном токе СБ. Широтно-импульсное регулирование вызывает фазовый сдвиг между током и напряжением в мостовых преобразователях, а соответственно, и увеличение амплитуд их токов относительно токов нагрузки и СБ, однако уменьшение последних при регулировании приводит к тому, что токи мостовых преобразователей не превышают своих значений при отсутствии регулирования $\gamma=1$ (рис. 7). Это подтверждает правильность выражений (7), (8), показывающих, что максимальные значения токов мостовых преобразователей соответствуют $\gamma=1$. Регулирование осуществляется передним фронтом напряжения выпрямителя, что необходимо для реализации мягкой коммутации транзисторов.

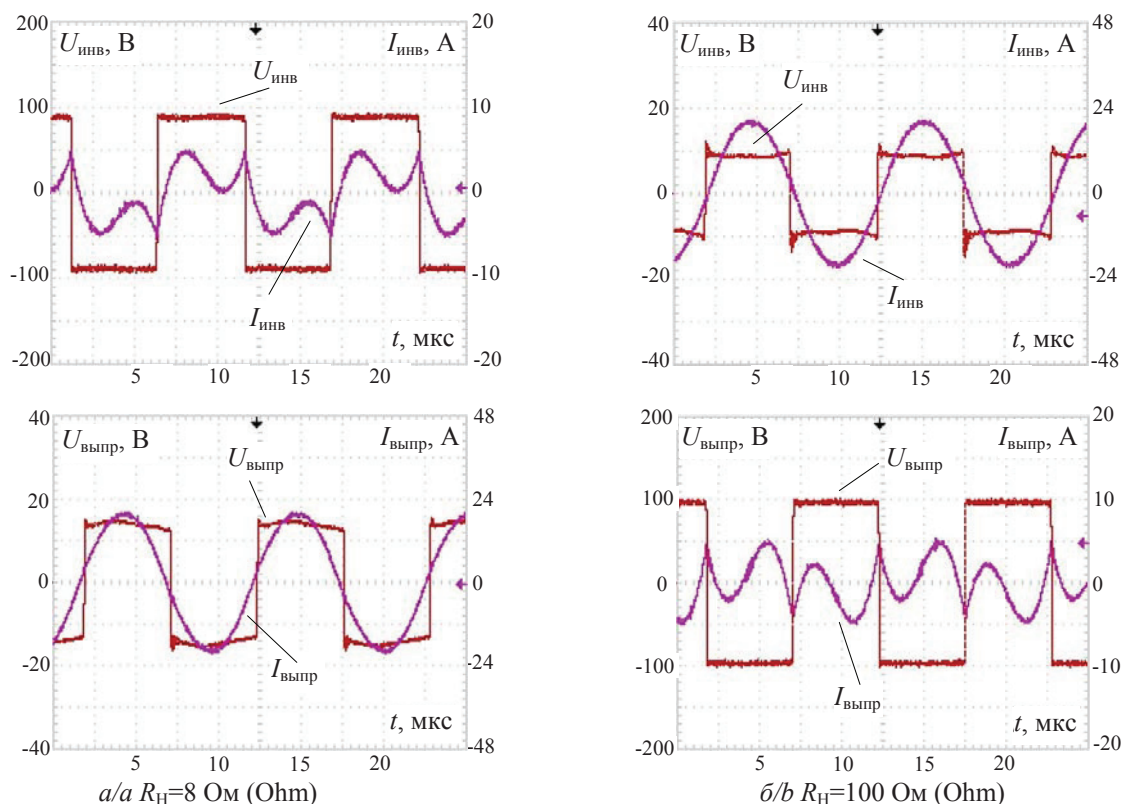


Рис. 7. Осциллограммы тока и напряжения LCL-T преобразователя при различных значениях нагрузки при токе СБ 15А

Fig. 7. Operating diagrams for different load values of LCL-T converter at 15 A solar battery current

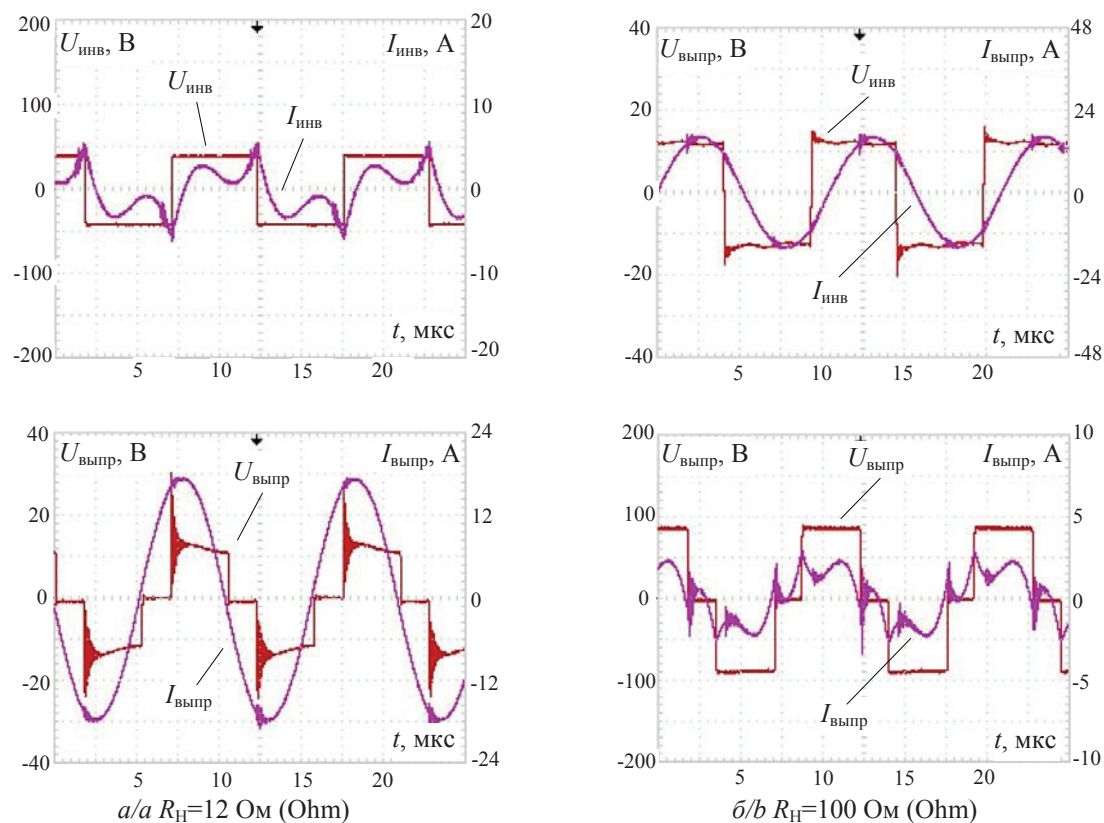


Рис. 8. Осциллограммы тока и напряжения LCL-T преобразователя при различных значениях нагрузки при токе СБ 10 А

Fig. 8. Operating diagrams for different load values of LCL-T converter at 10 A solar battery current

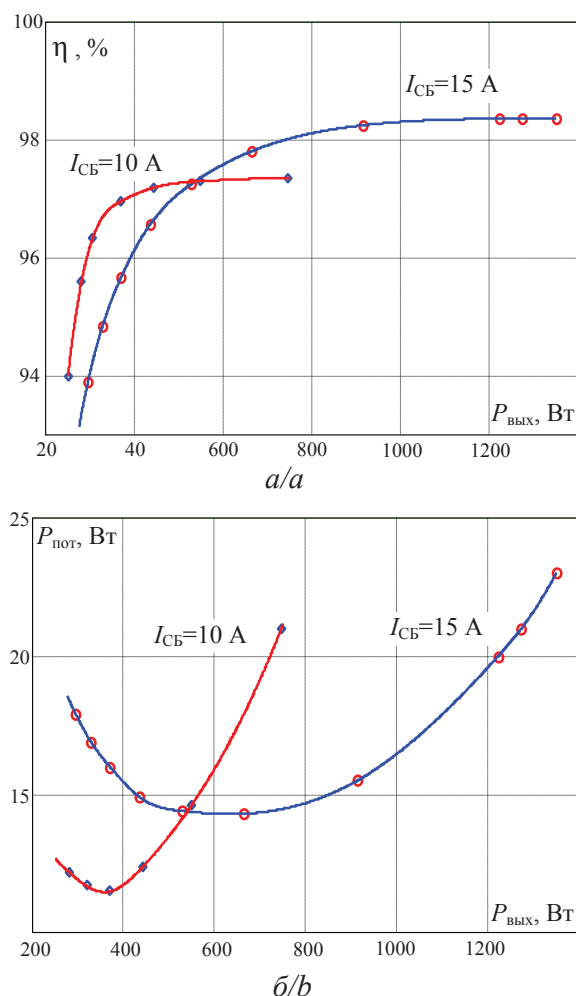


Рис. 9. Зависимости КПД (а), абсолютного значения активных потерь (б) резонансного LCL-T преобразователя от выходной мощности при различных токах СБ

Fig. 9. Characteristics efficiency (a), absolute value active losses (b) resonant LCL-T converter for different solar battery current values

Произведена оценка КПД вольтодобавочного резонансного LCL-T преобразователя при изменении нагрузки (выходной мощности) и тока СБ, характеристики показаны на рис. 9. Показано, что абсолютное значение потерь имеет минимум в средней части диапазона изменения нагрузки, что легко объясняется равномерным делением тока СБ между мостовыми преобразователями в этой обла-

сти. В крайних точках диапазона максимальную токовую нагрузку испытывает только один из мостов, поэтому потери на этих участках существенно больше.

Представленные экспериментальные результаты подтверждают высокую энергетическую эффективность вольтодобавочного резонансного преобразователя, имеющего в номинальном режиме КПД свыше 98 %.

Заключение

Вольтодобавочная топология преобразователя, обеспечивающая деление тока СБ между мостовыми преобразователями, существенно уменьшает статические потери транзисторов, что наряду с реализацией мягкого переключения дает существенное увеличение КПД до значений свыше 98 %. Наличие двух резонансных дросселей в LCL-T преобразователе может существенно увеличить массу, однако этот недостаток минимизируется увеличением частоты до сотен кГц, что в настоящее время является вполне реальным. Анализ зависимости параметров резонансного контура в процессе регулирования показал, что их максимальные значения, определяющие габаритную мощность всего преобразователя, соответствуют номинальному режиму с углом регулирования $\beta=0$.

Преобразование импеданса нагрузки, реализуемое LCL-T преобразователем, позволяет параметрически стабилизировать выходное напряжение при ее изменении от номинального значения до холостого хода, при этом стабильность выходного напряжения обеспечена за счет применения активного выпрямителя, осуществляющего рекуперацию энергии из выходного фильтра в резонансный LCL-T контур. Такой режим работы существенно упрощает систему управления преобразователем за счет исключения контуров обратной связи, обеспечивающих стабильность выходного напряжения при изменении нагрузки, ограничившись компенсацией дрейфа тока СБ. Кроме того, при работе преобразователя в таком режиме в отличие от LC преобразователей не требуется подстройки частоты, что еще больше упрощает управление преобразователем.

Работа выполнена в рамках реализации постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218, договор № 02.G25.31.0182 от 01.12.2015 г.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лукутин Б.В., Муравлев И.О., Плотников И.А. Децентрализованные системы электроснабжения с ветровыми и солнечными электростанциями. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2015. – 100 с.
2. Елистратов В.В., Аронова Е.С. Применение солнечных фотоэлектрических установок в системах электроснабжения автономных потребителей малой мощности // Малая энергетика. – 2011. – № 1–2. – С. 81–87.
3. Розанов Ю.К., Соломатин А.В., Крюков К.В. Повышение эффективности систем электроснабжения с нетрадиционными

- источниками электроснабжения // Электротехника. – 2006. – № 10. – С. 63–67.
4. Диксон Р.К., Михальченко Г.Я., Михальченко С.Г., Русский В.А., Семенов С.М. Вопросы линеаризации математической модели преобразователя напряжения, применяемого в системах электропитания, работающих на основе возобновляемых источников энергии // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2017. – Т. 328. – № 1. – С. 89–99.
5. Mikhailchenko S.G., Apasov V.I. Applying a mathematical model for determining power section ratings of a buck-boost conver-

- ter // 17th International Conference on micro/nanotechnologies and electron devices. – Erlagol, Russia, 2016. – P. 507–511.
6. Mikhachenko G., Mikhachenko S. Bifurcation behavior in multi-parallel interleaved buck converter // International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015. – Omsk, Russia, 2015. – P. 7147147.
 7. Загородских Е.В., Школьный В.Н., Шиняков Ю.А., Осипов А.В., Сухоруков М.П. Модуль заряда аккумуляторных батарей для космического применения // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2017. – Т. 20. – № 1. – С. 121–125.
 8. Li X., Bhat A.K.S. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – V. 25. – № 4. – P. 850–862.
 9. Chen W., Rong P., Lu Z.Y. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2010. – V. 57. – № 9. – P. 3075–3086.
 10. Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters / L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquist, R. Zane, D. Maksimovic, B. Jacobson // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – V. 27. – № 7. – P. 3266–3276.
 11. Jang Y., Jovanovic M.M. A New PWM ZVS Full-Bridge Converter // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – V. 22. – № 3. – P. 987–994.
 12. Oggier G.G., Garcia G.O., Oliva A.R. Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – V. 24. – № 7. – P. 1826–1838.
 13. Mikhachenko S.G., Stolyarova A.A. Analysis of Resonant Converters at Wide Input Voltage Range // 17th International conference on micro/nanotechnologies and electron devices. – Erlagol, Russia, 2016. – P. 512–517.
 14. Осипов А.В., Школьный В.Н., Шиняков Ю.А., Ярославцев Е.В., Шемولين И.С. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2017. – Т. 20. – № 2. – С. 103–110.
 15. Осипов А.В., Ярославцев Е.В., Буркин Е.Ю., Свиридов В.В. Вольтодобавочный последовательный резонансный преобразователь с изменяемой структурой для систем электропитания // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329. – № 2. – С. 27–37.
 16. An AC-link Bidirectional DC-DC Converter with Synchronous Rectifier / Toshiro Hirose, Keisuke Nishimura, Takayuki Kimura, Hirofumi Matsuo // 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. – Glendale, AZ, USA, 7–10 November 2010. – P. 261–267.
 17. Osipov A.V., Shinyakov Y.A., Shcolnyi V.N., Sakharov M.S. LCL-T resonant converter based on dual active bridge topology in solar energy applications // Journal of aerospace technology and management. – 2017. – V. 9. – № 2. – P. 248–254.
 18. Bhat A.K.S. Analysis and Design of LCL-Type Series Resonant Converter // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1994. – V. 41. – № 1. – P. 118–124.
 19. Jianwu Zeng, Wei Qiao, Liyan Qu. LCL-resonant single-switch isolated DC-DC converter // IET Power Electronics. – 2015. – Vol. 8. – № 7. – P. 1209–1216.
 20. Chandrasekhar P., Rama Reddy S. Design of LCL Resonant Converter for Electrolyser // The Annals of «Dunarea de Jos» University of Galati Fascicle. – 2010. – V. 33. – № 1. – P. 5–11.
 21. Borage M., Tiwari S., Kotaiah S. Analysis and Design of an LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2005. – V. 52. – № 6. – P. 1547–1554.

Поступила 15.12.2017 г.

Информация об авторах

Осипов А.В., кандидат технических наук, старший научный сотрудник НИИ Космических технологий Томского университета систем управления и радиоэлектроники.

Запольский С.А., аспирант кафедры компьютерных систем управления производством Томского университета систем управления и радиоэлектроники.

UDK 621.314

BOOST TYPE RESONANT LCL-T CONVERTER FOR AUTONOMOUS POWER SUPPLY SYSTEM FROM RENEWABLE SOURCES

Aleksandr V. Osipov¹,
ossan@mail.ru

Sergey A. Zapolskiy¹,
sergeyap-kz@mail.ru

¹ Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics,
40, Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia.

Relevance. Autonomous electrical supply from renewable sources in oil-gas equipment is considered more and more due to ecology concerns. The requirements set by the power supply system to the converter include high efficiency and wide load range including idle. The latter is quite serious taking into account intrinsic property as a current source of photovoltaic. Direct conversion is impeded and required high loop gain as well as high speed in a control circuit. Current work examines resonant converter topologies for solar sources assuring soft commutation as well as parametric stabilization of the output voltage in full load range due to load impedance transformation.

The aim of the research is the analysis of electrical properties of boost resonant LCL-T converter for photovoltaics along with efficiency of the one.

Methods: basic electric circuit theory, algebraic equations, computational solving as well as modern instrumental systems and numerical simulation.

Results. It is shown that current fed resonant LCL-T converter needs active rectifier to achieve parametric output voltage stabilization by recuperation energy out of output filter into resonant tank. That solution has high static losses because they are determined by the photovoltaic's current. Use of boost topology allowed divert source's current between bridge converters thus less static losses to achieve 98 % efficiency at nominal load. The authors have examined the properties of boost type resonant LCL-T converter controlled by PWM. Current and voltage values within the full control range do not exceed nominal ones due to mitigation of gain rise by declining source (solar battery) current. The gain increase is caused by the phase shift between current and voltage. LCL-T converter assures soft commutation of the transistors without frequency adjustment needed in typical series resonant converter. Validation of the result obtained is provided, conclusions are given.

Key words:

Autonomous power supply system, energy efficiency, resonant converter, series connected converter, soft commutation.

The research was carried out within the decree of the Government of the Russian Federation no. 218, 09.04.2010, agreement no. 02.G25.31.0182, 01.12.2015.

REFERENCES

- Lukutin B.V., Muravlev I.O., Plotnikov I.A. *Detsentralizovannye sistemy elektrosnabzheniya s vetrovymi i solnechnymi elektrostantsiyami* [Decentralized power supply systems with wind and solar power plants]. Tomsk, TPU Publ. house, 2015. 100 p.
- Elisratov V.V., Aronova E.S. *Primenenie solnechnykh fotoelektricheskikh ustanovok v sistemakh elektrosnabzheniya avtonomnykh potrebiteley maloy moshchnosti* [Application of solar photovoltaic installations in power supply systems of autonomous low-power consumers]. *Malaya energetika*, 2011, no. 1–2, pp. 81–87.
- Rozanov Yu.K., Solomatin A.V., Kryukov K.V. Improving the efficiency of power-supply systems with nontraditional sources. *Russian Electrical engineering*, 2006, no. 10, pp. 57–60. In Rus.
- Dixon R.C., Mikhachenko G.Ya., Mikhachenko S.G., Ruskin V.A., Semenov S.M. Issues of linearization of a two-phase boost DC-DC converter applied in the power supply systems operating on renewable energy sources. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University, Geo Assets Engineering*, 2017, vol. 328, no. 1, pp. 89–99. In Rus.
- Mikhachenko S.G., Apasov V.I. Applying a mathematical model for determining power section ratings of a buck-boost converter. *17th International Conference on micro/nanotechnologies and electron devices*. Erlagol, Russia, 2016. pp. 507–511.
- Mikhachenko G., Mikhachenko S. Bifurcation behavior in multi-parallel interleaved buck converter. *International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015*. Omsk, Russia, 2015. pp. 7147147.
- Zagorodskikh E.V., Shkolny V.N., Shiniykov Yu.A., Osipov A.V., Sukhorukov M.P. Module to charge storage batteries for space application. *Proceedings of TUSUR*, 2017, vol. 20, no. 1, pp. 121–125. In Rus.
- Li X., Bhat A.K.S. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, no. 4, pp. 850–862.
- Chen W., Rong P., Lu Z.Y. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol. 57, no. 9, pp. 3075–3086.
- Corradini L., Seltzer D., Bloomquist D., Zane R., Maksimovic D., Jacobson B. Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 27, no. 7, pp. 3266–3276.
- Jang Y., Jovanovic M.M. A New PWM ZVS Full-Bridge Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, vol. 22, no. 3, pp. 987–994.
- Oggier G.G., Garcia G.O., Oliva A.R. Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, vol. 24, no. 7, pp. 1826–1838.
- Mikhachenko S.G., Stolyarova A.A. Analysis of Resonant Converters at Wide Input Voltage Range. *17th International conference on micro/nanotechnologies and electron devices*. Erlagol, Russia, 2016. pp. 512–517.
- Osipov A.V., Shkolny V.N., Shinyakov Yu.A., Yaroslavtsev E.V., Shemolin I.S. Series resonant converter for discharge of batteries

- space vehicles power systems. *Proceedings of TUSUR*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 103–110. In Rus.
15. Osipov A.V., Yaroslavtsev E.V., Burkin E.Yu., Sviridov V.V. Boost type series resonant converter with flexible structure for power supplies. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*, 2018, vol. 329, no. 2, pp. 27–37. In Rus.
16. Toshiro Hirose, Keisuke Nishimura, Takayuki Kimura, Hirofumi Matsuo. An AC-link Bidirectional DC-DC Converter with Synchronous Rectifier. *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Glendale, AZ, USA, 7–10 November 2010. pp. 261–267.
17. Osipov A.V., Shinyakov Y.A., Shcolnyi V.N., Sakharov M.S. LCL-T resonant converter based on dual active bridge topology in solar energy applications. *Journal of aerospace technology and management*, 2017, vol. 9, no. 2, pp. 248–254.
18. Bhat A.K.S. Analysis and Design of LCL-Type Series Resonant Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1994, vol. 41, no. 1, pp. 118–124.
19. Jianwu Zeng, Wei Qiao, Liyan Qu / LCL-resonant single-switch isolated DC-DC converter. *IET Power Electronics*, 2015, vol. 8, no. 7, pp. 1209–1216.
20. Chandrasekhar P., Rama Reddy S. Design of LCL Resonant Converter for Electrolyser. *The Annals of «Dunarea de Jos» University of Galati Fascicle*, 2010, vol. 33, no. 1, pp. 5–11.
21. Borage M., Tiwari S., Kotaiah S. Analysis and Design of an LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, vol. 52, no. 6, pp. 1547–1554.

Received: 15 December 2017.

Information about the authors

Aleksandr V. Osipov, Cand. Sc., senior researcher, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics.

Sergey A. Zapolskiy, postgraduate, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics.