

УДК 621.314

А.В. Осипов, И.С. Шемолин, А.А. Лопатин, Р.А. Латыпов

Двунаправленный вольтодобавочный преобразователь с мягким переключением для систем электропитания

Рассмотрен двунаправленный вольтодобавочный преобразователь с активным выпрямителем для заряда-разряда аккумулятора систем электропитания космических аппаратов. Рассмотрены коммутационные процессы, показано, что в вольтодобавочном преобразователе за счет двуполярного тока сглаживающего дросселя формируется интервал рекуперации, обеспечивающий предварительный разряд паразитных емкостей транзисторов инвертора и их включение при нуле напряжения, т.е. в режиме ZVS. Установлено, что из-за уменьшения амплитуды пульсаций тока дросселя мягкая коммутация обеспечивается в узком диапазоне регулирования, что не является удовлетворительным. Показано, что диапазон мягкой коммутации может быть существенно расширен за счет подстройки частоты преобразования по условию появления интервала рекуперации. Проведены расчеты, определено, что при единичном коэффициенте трансформации и при отсутствии завышения индукции трансформатора предельный диапазон ZVS может достигать 80% от максимального. Рассмотрен режим заряда аккумулятора, показано, что большое значение отрицательного тока дросселя приводит к коммутационным выбросам напряжения при выключении транзисторов выпрямителя, устранить которые можно включением дополнительных снабберных конденсаторов. Проведена экспериментальная проверка полученных результатов, сделаны выводы, обсуждены полученные результаты.

Ключевые слова: система электропитания, вольтодобавочный преобразователь, мягкая коммутация.

doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-2-108-117

Современные системы электропитания (СЭП) непременно содержат аккумуляторную батарею (АБ), обеспечивающую питание нагрузки постоянным напряжением при отсутствии энергии основного источника. В СЭП космических аппаратов силовой преобразователь, преобразующий энергию АБ, как правило, выполняется на основе схемы непосредственного повышающего преобразователя с дополнительным каскадом ограничения выходного тока. Увеличение мощности систем электропитания повышает требования к энергетическим характеристикам преобразователя, важнейшей из которых является КПД. В этой связи вольтодобавочные преобразователи более эффективны, так как высокочастотному преобразованию подвергается лишь часть потока энергии входного источника.

Анализ таких преобразователей наиболее полно проведен в работах [1–4]. Однако жесткое переключение транзисторов, сопровождаемое большими динамическими потерями, требует формирования режимов работы, обеспечивающих включение транзисторов при нуле напряжения (режим ZVS). Мягкое переключение может быть достигнуто применением демпфирующих цепей, как активных, так и пассивных [5]. Однако передача энергии коммутации транзисторов в нагрузку лишь вызывает дополнительные потери. Другим вариантом является применение резонансных преобразователей, ток которых изменяется по синусоидальному закону [6–7], что создает условия для мягкого включения. Однако наличие дополнительных реактивных элементов, образующих резонансный контур, увеличивает массу преобразователя.

Учитывая, что реализация мягкой коммутации, как правило, связана с обеспечением отрицательного тока транзистора при его включении, авторы стремятся создать эти условия с минимальными затра-

тами, максимально используя электромагнитные элементы, уже присутствующие в схеме преобразователя. Возможно использование энергии намагничивания силового трансформатора для включения при нулевом напряжении [8], применение коммутирующего дросселя в двухтактном повышающем преобразователе [9], а также формирование интервалов рекуперации тока самого сглаживающего дросселя [10], в последнем случае необходим активный выпрямитель. Последний способ представляется наиболее эффективным, так как вообще не требует дополнительных элементов, хотя большая переменная составляющая тока и вызывает дополнительные потери.

Таким образом, целью настоящей работы является исследование характеристик вольтодобавочного преобразователя с активным выпрямителем в режиме двуполярного тока сглаживающего дросселя и определение условий мягкого включения транзисторов.

Вольтодобавочный преобразователь в режиме двуполярного тока сглаживающего дросселя

Рассматриваемый преобразователь состоит из инвертора и активного выпрямителя, соединенных по вольтодобавочной топологии и образующих высокочастотное звено, преобразующее часть потока энергии, необходимую для формирования требуемого выходного напряжения [11, 12] (рис. 1). При таком построении преобразователя выходное напряжение является суммой входного напряжения и добавленного регулируемого напряжения высокочастотного звена. Для реализации режима ограничения выходного тока при перегрузках или коротком замыкании в структуру преобразователя вводится дополнительный каскад, не показанный на рис. 1.

Регулирование напряжения преобразователя основано на фазовом сдвиге управляющих импуль-

сов транзисторов регулируемой стойки инвертора $VT3, VT4$ относительно нерегулируемой $VT1, VT2$, при этом управление транзисторами выпрямителя формируется логическим сложением управляющих импульсов диагоналей инвертора. Формирование такого управления приводит к появлению на такте управления двух интервалов – интервала вольтодобавки, при котором на вход LC -фильтра поступает напряжение $2U_{AB}$, и интервала непосредственного соединения (закоротки) AB с LC -фильтром.

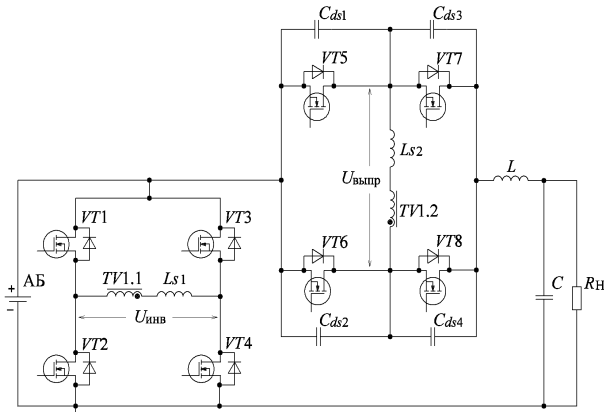


Рис. 1. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь

Реализация выпрямителя на активных ключах позволяет исключить режим прерывистого тока и линеаризовать регулировочную характеристику во всем диапазоне изменения нагрузки

$$U_{\text{вых}} = U_{AB} \cdot \left(1 + \frac{\gamma}{K_{\text{тр}}} \right).$$

При стабилизации выходного напряжения и $K_{\text{тр}}=1$, что применимо для большинства АБ, можно связать напряжение АБ с длительностью импульсов выходного напряжения инвертора

$$\sigma U_{AB} = \frac{U_{AB}}{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{1 + \gamma}. \quad (1)$$

Работа преобразователя в режиме однополярного тока дросселя и его характеристики подробно рассмотрены в [11]. Однако в режиме двуполярного тока дросселя коммутационные процессы имеют ряд особенностей, так как появляется интервал отрицательного значения тока дросселя. Исследованы коммутационные процессы в преобразователе. Диаграммы работы представлены на рис. 2, для каждого интервала, указанного на диаграммах, приведены контуры протекания тока, показанные на рис. 3.

На интервале вольтодобавки ($t_0 - t_1$) открыты транзисторы инвертора $VT1, VT4$ и транзисторы выпрямителя $VT6, VT7$, что обеспечивает вольтодобавку к входному напряжению и рост тока сглаживающего дросселя (см. рис. 3, а). В момент времени t_1 выключается транзистор $VT1$, что приводит к окончанию интервала вольтодобавки. Подробно интервал $t_1 - t_2$ показан на рис. 2, б. После выключения транзистора $VT1$ ток трансформатора I_{TV} продолжа-

ет протекать в прежнем направлении за счет наличия индуктивности рассеяния трансформатора $Ls1$. Происходит перезаряд паразитных емкостей транзисторов регулируемой стойки инвертора, после чего отпирается обратный диод транзистора $VT2$. При нулевом напряжении инвертора $U_{\text{инв}} = 0$, напряжение выпрямителя $U_{\text{выпр}}$ сохраняет потенциал за счет $Ls2$. Поэтому ток трансформатора I_{TV} , продолжая протекать в прежнем направлении (в нагрузку), уменьшается. Появление разности между током дросселя и током трансформатора приводит к протеканию разрядного тока через снабберные конденсаторы $Cds1, Cds4$:

$$I_{VT7} + I_{Cds4} = I_L,$$

$$I_{VT7} - I_{Cds4} = I_{TV},$$

т.е. происходит перераспределение тока дросселя между транзистором $VT7$ и $Cds4$. Энергия конденсаторов $Cds2, Cds4$ и энергия $Ls2$ передается в нагрузку. После полного разряда конденсаторов открываются обратные диоды транзисторов $VT5, VT8$ и напряжение выпрямителя становится равным нулю $U_{\text{выпр}} = 0$. Пропадает условие уменьшения тока трансформатора, и оставшийся ток трансформатора медленно спадает за счет активных потерь (см. рис. 2, а):

$$I_{VT7} + I_{VT8} = I_L,$$

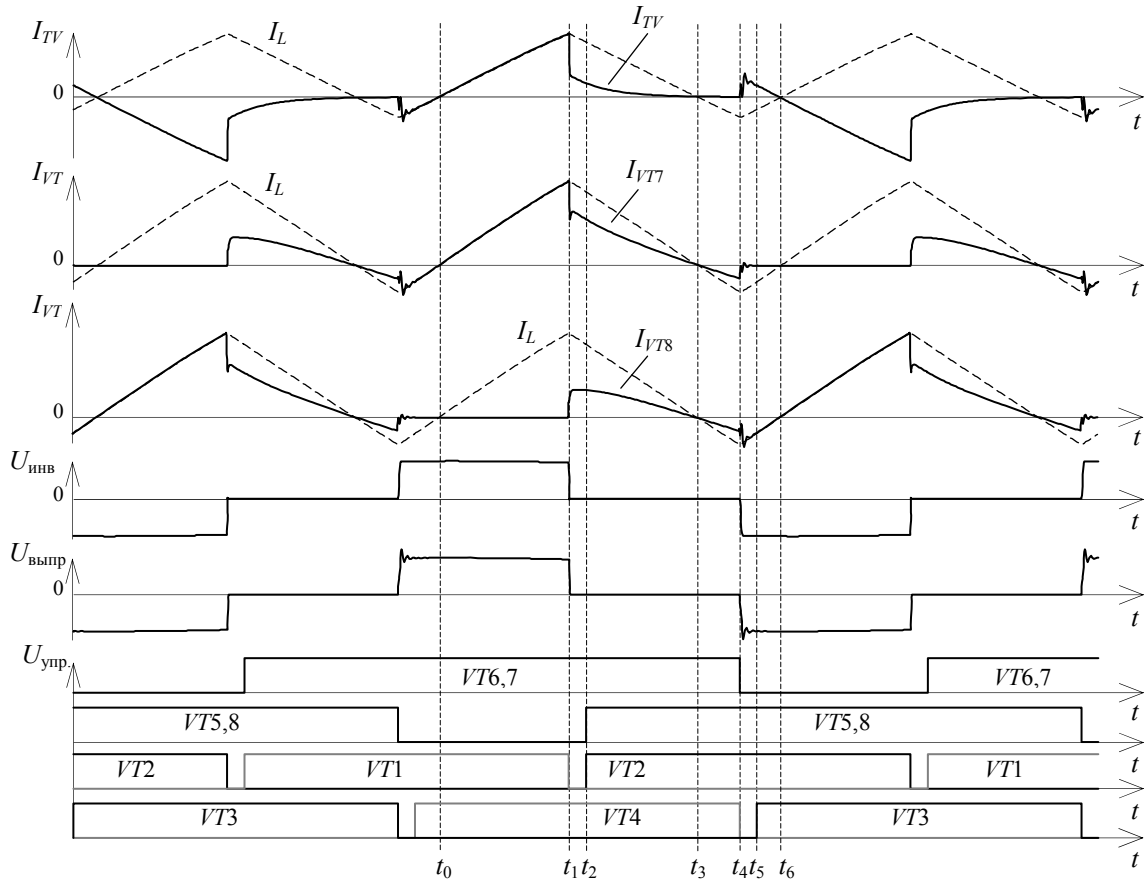
$$I_{VT7} - I_{VT8} = I_{TV}.$$

т.е. ток трансформатора некоторое время продолжит протекать в прежнем направлении, создавая разницу между токами транзисторов $VT7$ и $VT8$, после чего ток дросселя делится поровну между транзисторами $I_{VT7} = I_{VT8} = I_L/2$ (см. рис. 2, а). Процесс разряда конденсаторов $Cds1, Cds4$ должен закончиться на интервале коммутационной паузы до момента t_2 , тогда включение транзисторов выпрямителя $VT5, VT8$ будет происходить при нуле напряжения, т.е. при ZVS.

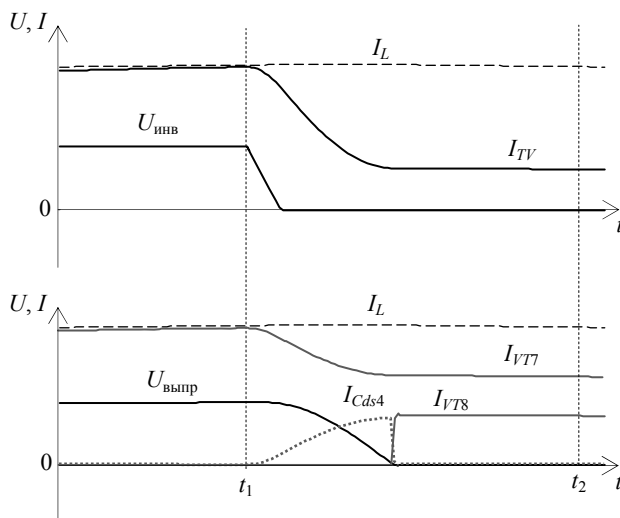
После разряда снабберных конденсаторов преобразователь переходит в состояние закоротки (см. рис. 3, в). Обмотки трансформатора закорачиваются, и на вход LC фильтра подается входное напряжение, за счет чего ток сглаживающего дросселя уменьшается. В момент времени t_3 ток сглаживающего дросселя меняет направление и преобразователь переходит в состояние рекуперации энергии (см. рис. 3, з). Транзисторы инвертора $VT2, VT4$ по-прежнему открыты, но ток I_{TV} по ним уже не протекает. В момент времени t_4 происходит одновременное запирающее транзистора инвертора $VT4$ и транзисторов выпрямителя $VT6, VT7$. Процесс выключения $VT6, VT7$ демпфируется снабберными конденсаторами $Cds2, Cds3$. Это приводит к росту тока трансформатора и отпирающему этим током обратного диода транзистора $VT3$ (см. рис. 3, д), что гарантирует его мягкое включение в момент t_5 (см. рис. 3, е). Важно, что для мягкого включения $VT3$ условие отрицательного тока дросселя является необходимым (положительный ток дросселя просто откроет обратные диоды выключаемых транзисторов выпрямителя). Более подробно момент t_4 рассмотрен на рис. 2, в.

Выключение транзисторов $VT6, VT7$ приводит к непосредственной коммутации дросселя с трансформатором, имеющим индуктивность рассеяния $Ls2$. Разница токов дросселя и трансформатора (на момент коммутации $I_{TV} = 0$) делает необходимым включение параллельно транзисторам выпрямителя снабберных конденсаторов, обеспечивающих протекание тока дросселя в момент коммутации. Ток

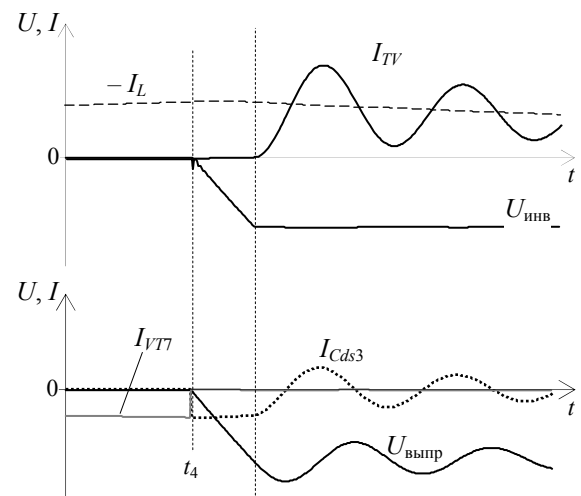
транзистора $VT7$ полностью перехватывается конденсатором $Cds3$, обеспечивая уменьшение потерь при выключении, напряжение выпрямителя $U_{выпр}$ начинает расти. Соответственно растет и напряжение инвертора $U_{инв}$, происходит перезаряд паразитных емкостей нерегулируемой стойки инвертора $VT3, VT4$ (на диаграммах рис. 2, ϵ ток перезаряда незначителен, поэтому $I_{TV} = 0$).



a – полный период работы при $\gamma = 0,5$



b – момент включения транзисторов выпрямителя



ϵ – момент выключения транзисторов выпрямителя

Рис. 2. Диаграммы работы вольтодобавочного преобразователя в режиме двупольярного тока сглаживающего дросселя

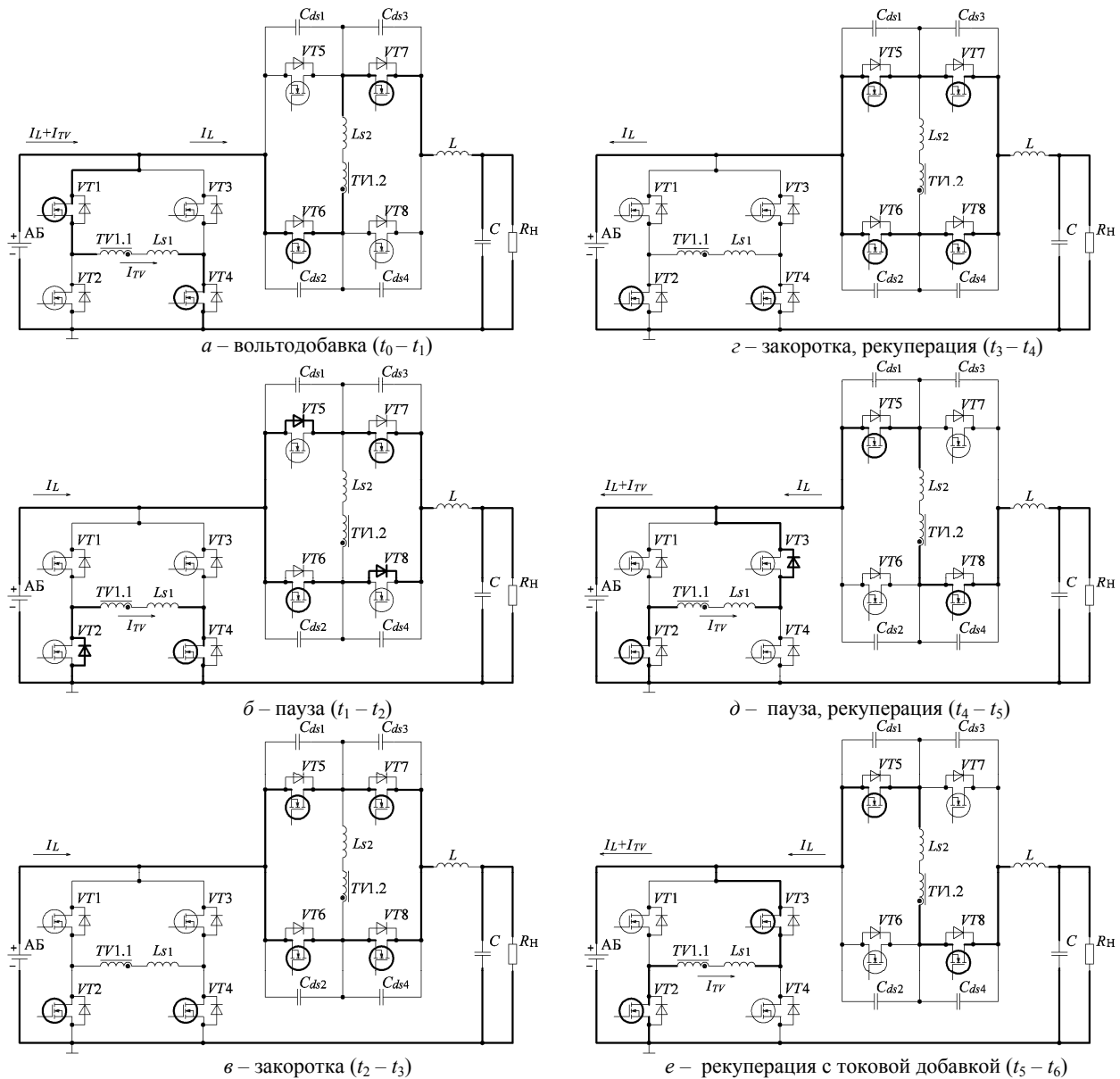


Рис. 3. Контуры протекания тока в вольтодобавочном преобразователе в режиме двуполярного тока сглаживающего дросселя

После достижения напряжением инвертора входного напряжения $U_{инв} = U_{АБ}$ открывается обратный диод транзистора $VT3$ и начинается рост тока рекуперации через трансформатор. Учитывая наличие индуктивности рассеяния трансформатора, рост тока вызывает перенапряжение на транзисторах выпрямителя, определяемое величиной емкости конденсаторов C_{ds2}, C_{ds3} . Далее инициируется затухающий колебательный процесс между L_{s2} и конденсаторами C_{ds2}, C_{ds3} , который происходит при открытом обратном диоде транзистора $VT3$ и не мешает его мягкому включению.

Начиная с момента времени t_4 , преобразователь находится в режиме рекуперации с токовой добавкой, (так как $I_{АБ} = I_L + I_{rv}$), выпрямитель на этом интервале работает как инвертор тока. Это приводит к увеличению напряжения на входе LC фильтра, под

действием которого отрицательный ток дросселя начинает падать, включение $VT3$ в момент t_5 не меняет контуров протекания тока. В момент времени t_6 ток дросселя меняет направление на положительное и преобразователь переходит в режим вольтодобавки, далее процессы повторяются.

Таким образом, коммутационные процессы в инверторе и выпрямителе различны, так как первый является преобразователем напряжения, а второй – преобразователем тока, что требует включения снабберных конденсаторов. Интервал отрицательного тока дросселя позволяет обеспечить мягкое включение транзисторов нерегулируемой стойки инвертора $VT3, VT4$. В результате включение всех транзисторов преобразователя происходит в нуле напряжения при открытом обратном диоде, т.е. в режиме ZVS.

Вольтодобавочный преобразователь при изменении нагрузки и в режиме заряда аккумулятора

Уменьшение нагрузки преобразователя приводит к уменьшению постоянной составляющей тока дросселя и как следствие увеличению интервала рекуперации. В предельном случае на холостом ходу постоянная составляющая тока дросселя равна нулю, а интервалы прямой передачи энергии $t_{пп}$ и рекуперации энергии $t_{рек}$ равны $t_{пп} = t_{рек}$, также, как и равны интервалы вольтодобавки $t_{вд}$ и токовой добавки $t_{тд}$, т.е. $t_{вд} = t_{тд}$ (рис. 4). Соответственно активная составляющая мощности отсутствует.

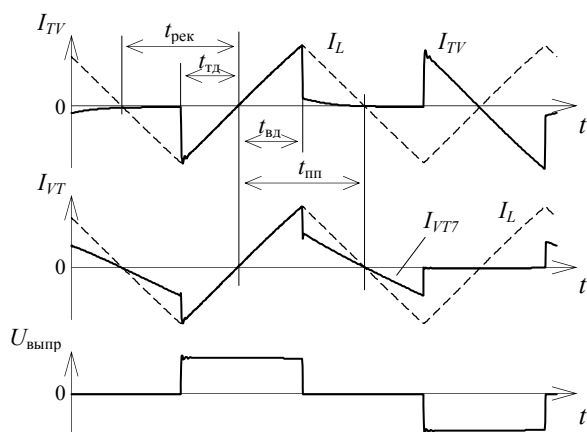


Рис. 4. Диаграммы работы вольтодобавочного преобразователя на холостом ходу при $\gamma = 0,5$

При избытке энергии солнечной батареи питание нагрузки осуществляется преобразователем солнечной энергии, появление напряжения внешнего источника на выходе двунаправленного преобразователя создает условия для его перехода в режим заряда АБ, диаграммы работы показаны на рис. 5. Управление преобразователем в режиме заряда ничем не отличается от режима разряда, изменяются только длительности интервалов. В режиме заряда интервал рекуперации превышает интервал прямой передачи $t_{рек} > t_{пп}$, что и определяет отрицательное направление передачи энергии. Соответственно интервал токовой добавки $t_{тд}$ также превышает интервал вольтодобавки $t_{вд}$, так как длительности интервалов связаны соотношением

$$\gamma = \frac{t_{тд}}{t_{рек}} = \frac{t_{вд}}{t_{пп}}$$

На интервале токовой добавки $t_{тд}$ ток АБ является суммой тока дросселя и тока выпрямителя, а на интервале закорачивания ($t_{рек} - t_{тд}$) ток АБ равен току дросселя, поэтому при $K_{тр} = 1$ зарядный ток можно выразить соотношением

$$I_{АБ} = I_L (1 + \gamma)$$

Можно сказать, что в режиме заряда АБ выпрямитель вольтодобавочного преобразователя выполняет функцию инвертора тока, а инвертор – функцию выпрямителя [11]. При этом инвертор тока

осуществляет высокочастотное преобразование тока дросселя, который суммируется в общем узле со своим исходным значением, т.е. осуществляется токовая добавка.

Коммутационные процессы в режиме заряда АБ аналогичны процессам в режиме разряда, однако значение отрицательного тока выходного дросселя в этом случае существенно больше (соответственно больше энергия, накапливаемая в индуктивности рассеяния), что вызывает более энергоемкий колебательный процесс (рис. 5).

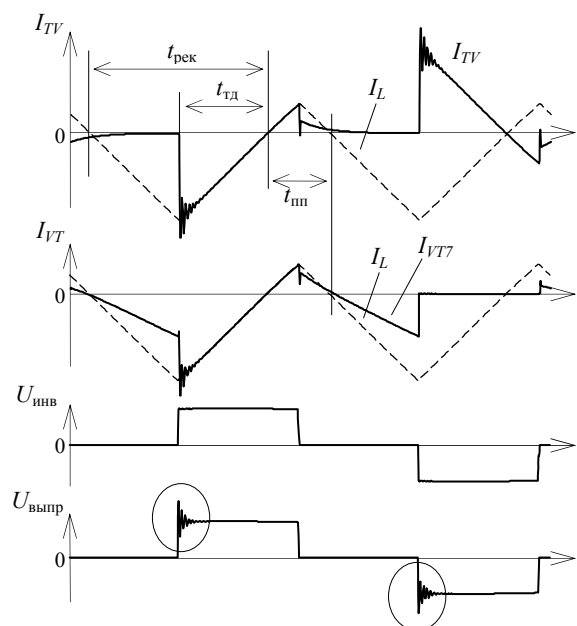


Рис. 5. Диаграммы работы преобразователя в режиме заряда АБ при $\gamma = 0,5$; $L_s = 100$ нГн; $C_{ds} = 2$ нФ

Определение диапазона мягкого переключения в вольтодобавочном преобразователе

Условием мягкого включения транзисторов преобразователя является наличие пульсаций тока дросселя, превышающих ток нагрузки. Однако амплитуда пульсаций тока дросселя зависит от длительности импульсов напряжения инвертора γ , что не позволяет получить мягкое включение транзисторов во всем диапазоне. При $K_{тр} = 1$ амплитуда пульсаций тока дросселя определяется выражением

$$\Delta I_L = \frac{U_{\text{вык}}}{2fL} \cdot \frac{\gamma(1-\gamma)}{1+\gamma}, \quad (2)$$

где f – частота пульсаций тока дросселя, равная удвоенной частоте работы инвертора. По отношению к току нагрузки

$$\Delta I_L^* = \frac{\Delta I_L}{I_H} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{\pi\gamma(1-\gamma)}{1+\gamma},$$

где $\sigma = \omega L/R$ – коэффициент, определяющий отношение реактивного сопротивления дросселя к сопротивлению нагрузки. Условие мягкой коммутации можно записать как

$$\Delta L_L^* > 1 \quad \text{или} \quad \sigma < \frac{\pi\gamma(1-\gamma)}{1+\gamma}.$$

Зависимости относительной амплитуды пульсаций тока дросселя от длительности импульсов напряжения γ при разных σ показаны на рис. 6. Видно, что мягкое включение можно обеспечить лишь в узком диапазоне регулирования, зависящем от σ . Значение коэффициента $\sigma_0 = 0,54$ определяет пограничный режим, когда мягкая коммутация возможна в одной точке (см. рис. 6). Расширения диапазона ZVS можно достичь уменьшением коэффициента σ (т.е. уменьшением индуктивности дросселя), что неизбежно приводит к существенному увеличению отрицательного тока и дополнительным статическим потерям.

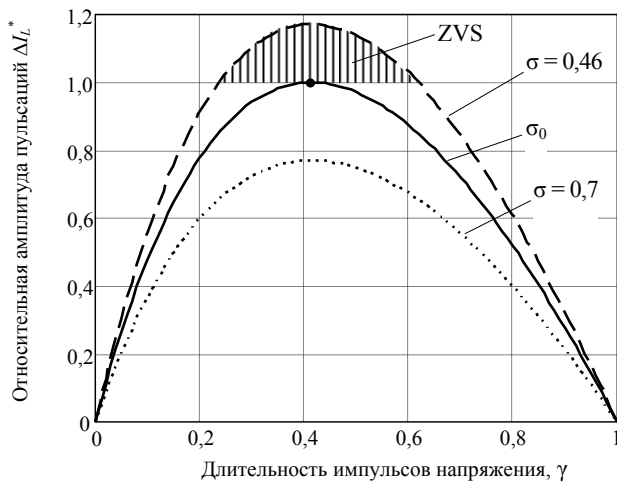


Рис. 6. Относительная величина пульсаций при различных коэффициентах индуктивности

Таким образом, для расширения диапазона мягкого включения и исключения больших отрицательных токов нужно адаптивно менять σ в зависимости от γ , что может быть реализовано, например, путем подстройки рабочей частоты. Частотная подстройка по условию обеспечения мягкой коммутации, т.е. равенства амплитуд переменной и постоянной составляющих тока дросселя, может быть получена по условию $\Delta L_L^* = 1$, из которого можно получить значение подстраиваемой частоты:

$$\omega_{ZVS}^* = \frac{\omega}{\omega_{max}} = \frac{1}{\sigma_0} \cdot \frac{\pi\gamma(1-\gamma)}{1+\gamma}.$$

Графически зависимость показана на рис. 7, видно, что величина частотной подстройки существенна и определяется требуемым диапазоном регулирования напряжения. На краях диапазона регулирования частота стремится к нулю, поэтому в любом случае диапазон ZVS меньше полного диапазона регулирования.

Следует отметить, что при уменьшении частоты увеличивается амплитуда индукции трансформатора, что на первый взгляд может вызвать рост его габаритов. Однако амплитуда рабочей индукции трансформатора определяется не только частотой,

но и длительностью импульсов напряжения γ , которая является переменной величиной:

$$B \sim U_{AB} \cdot \gamma T.$$

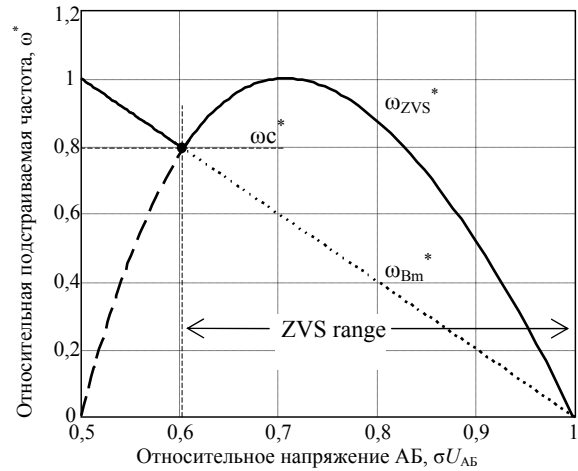


Рис. 7. Режим частотной подстройки с ограничением индукции трансформатора

По отношению к максимальному значению индукции при $\gamma = 1$ индукцию трансформатора на фиксированной частоте можно представить выражением

$$B^* = \frac{2\gamma}{1+\gamma},$$

а при частотной подстройке

$$B^* = \frac{2\gamma}{1+\gamma} \cdot \frac{1}{\omega_{ZVS}^*(\gamma)}.$$

Данное соотношение позволяет получить предельные зависимости частотной подстройки ω_{Bm} при условии отсутствия завышения индукции $B^* = 1$, ограничивающие нижний порог подстройки частоты:

$$\omega_{Bm}^* = 2(1-\sigma U).$$

Используя эту ограничительную зависимость совместно с функцией частотной подстройки ω_{ZVS} , можно определить диапазон мягкого переключения, достижимый без завышения индукции трансформатора.

Можно увидеть, что диапазон регулирования преобразователя состоит из участков мягкого и жесткого включения транзисторов, с частотой сопряжения ω_C^* , ограничивающей нижнюю границу диапазона мягкого переключения. Верхняя граница диапазона ZVS ограничена допустимым диапазоном частотной подстройки.

В режиме заряда АБ амплитуда пульсаций $\Delta L_L(\gamma)$ также определяется выражением (2), однако при определении диапазона ZVS соотносится к току заряда АБ, который существенно меньше тока разряда, поэтому в режиме заряда АБ диапазон ZVS будет шире, т.е. режим разряда АБ с позиций обеспечения ZVS является наихудшим.

Результаты эксперимента двухнаправленного вольтдобавочного преобразователя

Для экспериментальной проверки полученных результатов был спроектирован макет исследуемого

вольтодобавочного преобразователя, состоящего из мостовых преобразователей на транзисторах IRFP4868, трансформатора с коэффициентом трансформации $K_{тр} = 1$, выполненного на магнитопроводе ELP 38/8/25 (феррит N87). Измерения показали наличие у трансформатора индуктивности рассеяния $L_s = 83$ нГн. Дроссель индуктивностью $L = 8$ мкГн на магнитопроводе E32/6/20 с зазором $g = 0,5$ мм (феррит N87) и выходной конденсатор, состоящий из 5 конденсаторов K73-11-160B-5,6 мкФ, общей емкостью $C = 28$ мкФ. Работа преобразователя представлена осциллограммами тока дросселя, тока трансформатора, напряжения выпрямителя при напряжении аккумулятора $U_{AB} = 55$ В на нагрузке $R_n = 12$ Ом и на холостом ходу (рис. 8).

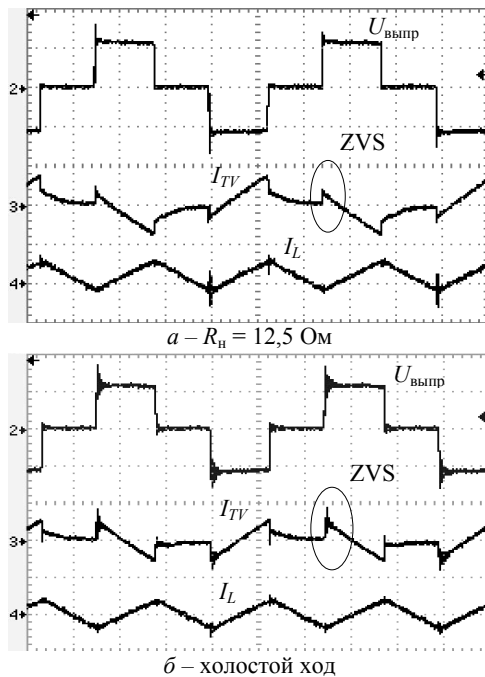


Рис. 8. Осциллограммы токов дросселя (20 А/дел) и трансформатора (16 А/дел) и напряжения выпрямителя (50 В/дел) вольтодобавочного преобразователя в режиме заряда АБ на частоте 40 кГц (5 мкс/дел)

Осциллограммы показывают наличие интервала рекуперации тока трансформатора, свидетельствующего об отрицательном токе включения транзисторов отстающей стойки инвертора, т.е. об их включении в режиме ZVS.

В режиме заряда АБ осциллограммы показаны на рис. 9 при $U_{AB} = 50$ В. Без дополнительных снабберных конденсаторов напряжение выпрямителя имеет существенные коммутационные выбросы в момент выключения транзисторов (см. рис. 9, а), с амплитудой, превышающей напряжение АБ. Собственной емкости транзисторов IRFP4868 явно недостаточно для их демпфирования. При включении дополнительных конденсаторов параллельно транзисторам выпрямителя $C_{ds} = 4,7$ нФ коммутационные выбросы значительно уменьшаются (см. рис. 9, б). При этом коммутационные выбросы напряжения при включении транзисторов выпрямителя отсутствуют.

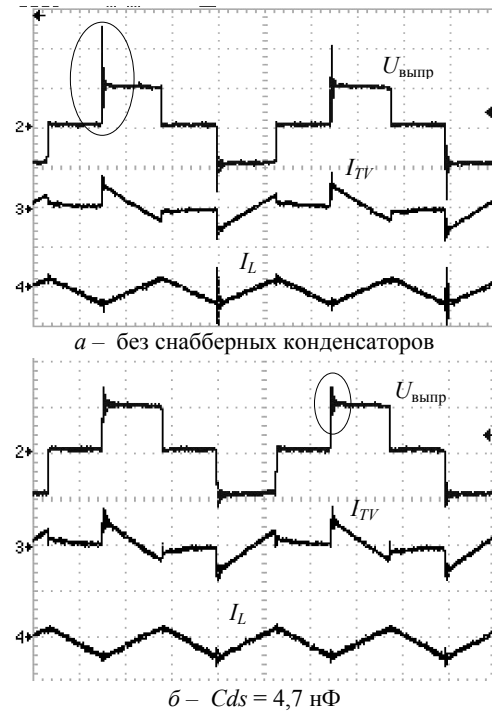


Рис. 9. Осциллограммы токов дросселя (20 А/дел), трансформатора (16 А/дел), напряжения выпрямителя (50 В/дел) вольтодобавочного преобразователя в режиме заряда АБ на частоте 40 кГц (5 мкс/дел)

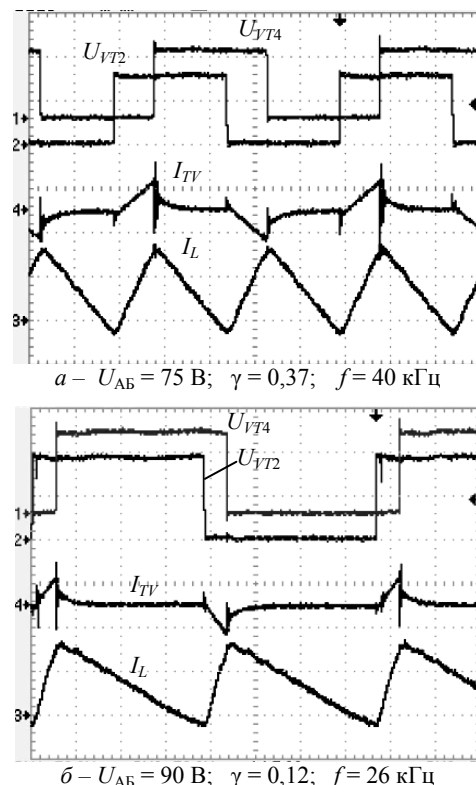


Рис. 10. Осциллограммы токов дросселя (15 А/дел) и трансформатора (32 А/дел) и напряжений на транзисторах (50 В/дел) вольтодобавочного преобразователя при стабилизации напряжения $U_{вых} = 100$ В (5 мкс/дел)

Проведена экспериментальная проверка режима частотной подстройки при стабилизации выходного напряжения на уровне $U_{вых} = 100$ В, осциллограммы

при разных U_{AB} представлены на рис. 10. Увеличение напряжения на АБ приводит к уменьшению γ , при этом амплитуда пульсаций тока дросселя стабилизируется подстройкой частоты. Значение частоты $f = 26$ кГц, соответствующее $U_{AB} = 90$ В (см. рис. 10, б), примерно соответствует характеристике рис. 7, если учесть нестабильность длительности интервала рекуперации.

В целом экспериментальные результаты подтверждают сделанные в работе выводы, в частности, показывают мягкое включение транзисторов.

Заключение

Представленный вольтодобавочный преобразователь с активным выпрямителем, благодаря интервалу отрицательного тока дросселя обладает мягким включением транзисторов как инвертора, так и выпрямителя, что позволяет увеличить частоту преобразования и энергетические характеристики в целом. При этом режимы коммутации в инверторе и выпрямителе различны, так как первый является преобразователем напряжения, а второй – преобразователем тока. Существенное влияние на коммутационные процессы оказывает индуктивность рассеяния трансформатора, вызывающая перегрузки транзисторов выпрямителя при их выключении, особенно ярко это выражено в режиме заряда АБ при больших значениях отрицательного тока дросселя (см. рис. 9, а). Включение снабберных конденсаторов параллельно транзисторам выпрямителя шунтирует коммутационный ток и уменьшает выбросы напряжения (см. рис. 9, б). Следует заметить, что аналогичный эффект имеет включение одного конденсатора параллельно вторичной обмотке трансформатора.

Мягкое включение транзисторов инвертора в рассматриваемом преобразователе достигается при пульсациях тока сглаживающего дросселя, превышающих ток нагрузки, поэтому зависимость амплитуды пульсаций от γ сужает диапазон мягкой коммутации. Применение частотной подстройки по условию возникновения отрицательного тока включения транзисторов позволяет существенно расширить диапазон мягкого включения без завышения индукции в трансформаторе. При этом верхняя граница диапазона ZVS ограничена допустимым диапазоном частотной подстройки, которая может изменяться в несколько раз в зависимости от напряжения АБ, что не всегда может быть приемлемым. Поэтому из практических соображений рекомендуется ограничить верхнюю границу диапазона значением $\sigma U_{AB} = 0,9$ (см. рис. 10, б).

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ № 218 от 09.04.2010 г. и договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02. G25.31.0182.

Литература

1. Arthur G. Birchenough. The Series Connected Buck Boost Regulator Concept for High Efficiency Light Weight DC Voltage Regulation. – Available at: <https://ntrs.nasa.gov/>

archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/20030093550.pdf. (accessed: 6.04.2018).

2. Maksimovic D. The Series Connected Buck Boost Regulator Concept for High Efficiency Light Weight DC Voltage Regulation / D. Maksimovic, B. Jacobson // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27, No. 7. – PP. 3266–3276.

3. Park K.B. Nonisolated high step-up stacked converter based on boost-integrated isolated converter / K.B. Park, G.W. Moon, M.J. Youn // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2011. – Vol. 26, No. 2. – PP. 577–587.

4. Li W. Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications / W. Li, X. He // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2011. – Vol. 58, No. 4. – PP. 1239–1250.

5. Improved zero-current-transition converters for high-power applications / H. Mao, F.C.Y. Lee, X. Zhou, H. Dai, M. Cosan, D. Boroyevich // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1997. – Vol. 33, No. 5. – PP. 1220–1232.

6. 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. – Vol. 27, No. 7. – PP. 3266–3276.

7. Вольтодобавочный последовательный резонансный преобразователь с изменяемой структурой для систем электропитания / А.В. Осипов, Е.В. Ярославцев, Е.Ю. Буркин, В.В. Свиридов // Изв. Том. политех. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 2. – С. 27–37.

8. Казанцев Ю.М. Уменьшение потерь в двухтактных импульсных преобразователях напряжения / Ю.М. Казанцев, А.Ф. Лекарев // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. трудов НПЦ «Полус». Томск: Изд-во Томского НЦТИ, 1997. – С. 73–79.

9. Двухфазный повышающий преобразователь с мягкой коммутацией транзисторов и особенности его динамических свойств / Р.К. Диксон, Ю.Н. Дементьев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, С.М. Семенов // Изв. Том. политех. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2014. – Т. 324, № 4. – С. 96–101.

10. Waffler S. A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck + boost converters / S. Waffler, J.W. Kolar // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. Vol. 24, No. 6. – PP. 1589–1599.

11. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь с активным выпрямителем для заряда-разряда аккумулятора в системах электропитания / А.В. Осипов, И.С. Шемолин, В.Н. Школьный, Р.А. Латыпов // Доклады ТУСУРа. – 2018. – № 1. – С. 119–126.

12. Кобзев А.В. Энергетическая электроника: учеб. пособие / А.В. Кобзев, Б.И. Коновалов, В.Д. Семенов. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, ТУСУР. – 2010. – 164 с.

Осипов Александр Владимирович

Канд. техн. наук, ст. науч. сотр.

НИИ космических технологий (НИИ КТ)

Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-903-914-09-67

Эл. почта: ossan@mail.ru

Шемолин Илья Сергеевич

Магистрант каф. промышленной электроники,
инженер НИИ КТ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-906-948-91-55
Эл. почта: ilya.shemolin@mail.ru

Лопатин Александр Александрович

Канд. техн. наук, нач. сектора разработки силовой
бортовой аппаратуры АО «Информационные
спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева
Ленина ул., д. 52, г. Железногорск, Россия, 662972
Тел.: +7 (391-9) 73-67-03
Эл. почта: lopatin@iss-reshetnev.ru

Латыпов Раимджан Акмальханович

Инженер-конструктор сектора разработки силовой
бортовой аппаратуры АО «Информационные
спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева
Ленина ул., д. 52, г. Железногорск, Россия, 662972
Тел.: +7-904-896-99-51
Эл. почта: raimdzhan.latyпов@gmail.com

Osipov A.V., Shemolin I.S., Lopatin A.A., Latypov R.A.

Bidirectional booster converter with soft-switching for power supply systems

The paper considers a bi-directional booster converter with an active rectifier for charge-discharge of a battery of power systems of space vehicles. Switching processes are considered, it is shown that in the booster converter due to the bipolar current of the smoothing-inductor the recovery interval is formed, which ensures drain-source capacitances pre-dump of the transistors of the inverter, which results in the inclusion at zero voltage. The battery charge mode is considered, it is shown that a large value of the negative current of the throttle leads to commutation voltage surges when the rectifier transistors are turned off, which can be eliminated by increasing the drain-source capacitances of rectifier transistors. The soft switching range can be significantly extended by adjusting the conversion frequency by the condition that the regeneration interval appears. It is shown that, in the absence of overstating the transformer induction, the limiting range of the ZVS reaches 80% of the maximum. An experimental verification of the results obtained is made, conclusions are drawn, and the results obtained are discussed.

Keywords: power supply system, booster converter, soft switching.

doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-2-108-117

References

1. Arthur G. Birchenough. The Series Connected Buck Boost Regulator Concept for High Efficiency Light Weight DC Voltage Regulation. – Available at: <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/20030093550.pdf>. (accessed: 06 April 2018).
2. Maksimovic D., Jacobson B. The Series Connected Buck Boost Regulator Concept for High Efficiency Light Weight DC Voltage Regulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 27, no. 7, pp. 3266–3276.
3. Park K.B., Moon G.W., Youn M.J. Nonisolated high step-up stacked converter based on boost-integrated isolated converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2011, vol. 26, no. 2, pp. 577–587.

4. Li W., He X. Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2011, vol. 58, no. 4, pp. 1239–1250.

5. Mao H., Lee F.C.Y., Zhou X., Dai H., Cosan M., Boroyevich D. Improved zero-current-transition converters for high-power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1997, vol. 33, no. 5, pp. 1220–1232.

6. 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.

7. Osipov A.V., Yaroslavtsev E.V., Burkin E.Yu., Sviridov V.V. Vol'todobavochnyi posledovatel'nyi rezonansnyi preobrazovatel' s izmenyaemoi strukturoi dlya sistem elektropitaniya [Booster series resonant transformer with variable structure for power supply system's]. *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta. Inzhiniring georesursov* [Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering], 2018, vol. 329, no 2, pp. 27–37 (In Russ.).

8. Kazantsev Yu.M., Lekarev A.F. Umen'shenie poter' v dvukhtaknykh impul'snykh preobrazovatelyakh napryazheniya [Reduction of losses in push-pull voltage transducers of voltage]. *Elektronnye i elektromekhanicheskie sistemy i ustroystva: sb. nauch. trudov NPTs «Polyus»* [Electronic and electromechanical systems and devices: sat. sci. proceedings of the NPC «Polus»]. Tomsk, Tomsk NCTI Publ., 1997, pp. 73–79 (In Russ.).

9. Dixon R.K., Dement'ev Yu.N., Mikhail'chenko G.Ya., Mikhail'chenko S.G., Semenov S.M. Dvukhfaznyi povyshayushchii preobrazovatel' s myagkoi kommutatsiei tranzistorov i osobennosti ego dinamicheskikh svoystv [Two-phase boost-converter with soft switching of transistors and features of its dynamic properties]. *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering], 2014, vol. 324, no. 4, pp. 96–101 (In Russ.).

10. Waffler S., Kolar J.W. A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck + boost converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, vol. 24, no. 6, pp. 1589–1599.

11. Osipov A.V., Shemolin I.S., Shkolnyi V.N., Latypov R.A. Dvunapravlenyi vol'todobavochnyi preobrazovatel' s aktivnym vypryamitelem dlya zaryada-razryada akkumulyatora v sistemakh elektropitaniya [Bidirectional booster converter with an active rectifier for charge-discharge of a battery in power systems]. *Doklady TUSUR* [Proceedings of TUSUR University], 2018, no 1, pp. 119–126 (In Russ.).

12. Kobzev A.V., Kononov B.I., Semenov V.D. *Energeticheskaya elektronika. Uchebnoe posobie* [Energy Electronics: A Tutorial]. Tomsk, Tomskii mezhdvuzovskii tsentr distantsionnogo obrazovaniya [Tomsk Interuniversity Center for Distance Education], 2010. 164 p. (In Russ.).

Alexander V. Osipov

Doctor of Engineering Sciences, Senior science fellow
Research Institute of Space Technology Tomsk State
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenina pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-903-914-09-67
Email: ossan@mail.ru

Shemolin Ilya Sergeevich

Master student, Department of Industrial Electronics, TUSUR
40, Lenina pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-906-948-91-55
Email: ilya.shemolin@mail.ru

Lopatin Aleksandr Aleksandrovich

Doctor of Engineering Sciences, Head of Design Section
Power Supply and Conversion Equipment JSC «Information
Satellite Systems» named after Academician M.F. Reshetnev
52, Lenina st., Zheleznogorsk, Russia, 662972
Phone: +7 (391-9) 73-67-03
Email: lopatin@iss-reshetnev.ru

Latipov Raimjan Akmalkhanovich

PhD student, Engineer-designer of Design Section Power
Supply and Conversion Equipment JSC «Information
Satellite Systems» named after Academician M.F. Reshetnev
52, Lenina str., Zheleznogorsk, Russia, 662972
Phone: +7-904-896-99-51
Email: raimdzhan.latypov@gmail.com