УДК 621.314

А.В. Осипов, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, Е.В. Ярославцев, И.С. Шемолин

Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов

Рассмотрен резонансный преобразователь разряда аккумулятора в системах электропитания космических аппаратов со звеном повышенной частоты и широтно-импульсным регулированием. Показано, что для обеспечения мягкого включения транзисторов ZVT (Zero Voltage Transition) необходима подстройка частоты преобразования, которая определяет необходимое направление тока, отпирающее обратные диоды включаемых транзисторов. При этом коммутационные процессы, протекающие в инверторе и выпрямителе резонансного преобразователя, и условия обеспечения ZVT для них различны. Установлено, что при ограничении максимального выходного тока рекомендовано регулирование инвертором, а при ограничении разрядного тока АБ – регулирование выпрямителем. Определены характеристики преобразователя на малых нагрузках, показано, что сохранение резонансного режима требует существенного увеличения частоты. Предложены способы регулирования преобразователем на ограниченной фиксированной частоте. Проведена экспериментальная проверка полученных результатов, сделаны выводы, обсуждены полученные результаты.

Ключевые слова: система электропитания, резонансный преобразователь, мягкая коммутация. **doi:** 10.21293/1818-0442-2017-20-2-103-110

Существующая тенденция к увеличению мощности системы электропитания (СЭП) космического аппарата (КА) постоянно повышает требования к энергоэффективности преобразователя. Одним из важнейших компонентов СЭП КА является аккумуляторная батарея (АБ), обеспечивающая питание нагрузки на теневых участках орбиты. К характеристикам преобразователей, реализующих эти процессы, предъявляются высокие энергетические требования, основными из которых являются массогабаритные показатели и КПД.

Особенно привлекательна в этом отношении реализация силового преобразователя на основе инверторно-трансформаторного преобразователя ввиду произвольного согласования уровней напряжения АБ и нагрузки. Анализ таких преобразователей наиболее полно проведен в [1, 2]. Другим важным свойством инверторных преобразователей является возможность простой реализации на их основе резонансных преобразователей, характеризующихся работой транзисторов с малыми коммутационными потерями без применения демпфирующих цепей, в частности, преобразователи с последовательным LC-контуром неоднократно анализировались в ряде работ [3–13].

Реализация резонансного преобразователя для СЭП КА требует решения ряда специфических задач. Применение преобразователей в условиях космоса предполагает использование радиационностойких транзисторов, имеющих большие значения паразитных емкостей, поэтому включение таких транзисторов с малыми коммутационными потерями может быть реализовано только при нулевом напряжении, реализуемом при предварительно открытом обратном диоде [8]. Такой режим коммутации в преобразователе с ШИМ может быть получен только при адаптивной частотной подстройке [9], причем условия нулевого напряжения включения в транзи-

сторах инвертора и выпрямителя различны, так как требуется учитывать направление протекания тока.

Учитывая чувствительность АБ к перегрузкам, в СЭП КА применяются различные режимы ограничения ее выходной мощности. Причем может производиться ограничение как максимального значения разрядного тока АБ, так и максимального выходного тока нагрузки, не зависящего от напряжения на АБ. Следует сказать, что режим ограничения мощности оказывает существенное влияние на выбор способа регулирования преобразователем, так как определяет значения рабочих токов транзисторов. Поэтому необходимы определение регулировочных характеристик для указанных режимов и их анализ с целью определения оптимальных с точки зрения энергетики способов регулирования.

Особенностью СЭП КА является требование работы на малых нагрузках, близких к холостому ходу, что оказывает влияние на диапазон частотной подстройки преобразователя, который ограничен характеристиками транзисторов.

Целью настоящей работы является исследование энергетических и регулировочных характеристик резонансных преобразователей в различных режимах питания нагрузки, анализ способов регулирования преобразователем и определение условий мягкого включения транзисторов.

Режимы ограничения выходной мощности АБ

Являясь источником ограниченной выходной мощности, АБ не должна подвергаться токовым перегрузкам, т.е. токи потребления от АБ должны быть ограничены, что может быть реализовано поразному. Применяемые к настоящему времени способы ограничения мощности, потребляемой от АБ, сводятся к двум основным вариантам. В одном случае при необходимости питания нагрузки всей максимальной мощностью, которую может позволить АБ, ограничивается непосредственно максимальное

значение разрядного тока АБ I_{ABmax} , соответственно максимальная выходная мощность зависит от напряжения АБ и может достигать максимальной мощности АБ только при максимальном напряжении:

$$P_{\text{вых max}} = U_{\text{AБmax}} I_{\text{AБmax}}$$
 .

При уменьшении напряжения на АБ уменьшается и максимальная выходная мощность.

В другом случае требуется питание нагрузки определенной гарантированной мощностью, не зависящей от напряжения на АБ, поэтому ограничивающим параметром выступает ток нагрузки, соответствующий заданной номинальной выходной мощности:

$$P_{\text{BbIX max}} = U_{\text{A}\text{B} \min} I_{\text{A}\text{B}\max}$$
,

которая существенно меньше максимальной выходной мощности АБ. Следовательно, в таком режиме при максимальном напряжении АБ ее разрядный ток не будет превышать значения

$$I_{AB} = \frac{U_{AB \text{ min}}}{U_{AB \text{ max}}} I_{AB \text{max}}$$
.

Уменьшение тока АБ при максимальном напряжении на АБ приводит к существенной разгрузке преобразователя и повышает его энергетические показатели.

Таким образом, при проектировании энергоэффективного преобразователя нужно учитывать режимы питания нагрузки, определяющие максимальные значения токов резонансного контура, транзисторов, а соответственно и статические потери.

Последовательный резонансный преобразователь

Схема инверторно-трансформаторного резонансного преобразователя приведена на рис. 1.

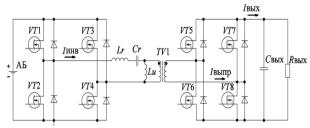


Рис. 1. Последовательный резонансный преобразователь

Инвертор, построенный по мостовой схеме на транзисторах VT1-VT4, генерирует прямоугольное напряжение с частотой, равной резонансной частоте контура, образованного дросселем L_r и конденсатором C_r , в результате чего в резонансном контуре начинает протекать синусоидальный ток, синфазный с напряжением. Выпрямитель, построенный на транзисторах VT5-VT8, работает синхронно с инвертором, что обеспечивает обратное преобразование, в результате которого формируется постоянное выходное напряжение. При синхронной работе обоих мостовых преобразователей в резонансе выходное напряжение равно входному.

Регулирование выходного напряжения может осуществляться различными способами. В общем

случае в преобразователе может быть реализовано фазовое регулирование, основанное на фазовом сдвиге напряжения выпрямителя относительно напряжения инвертора, выходное напряжение в этом случае будет зависеть от фазы тока резонансного контура [9]. Это одновременно является недостатком данного способа регулирования, так как фазовый сдвиг между током и напряжением приводит к рекуперации энергии, увеличению тока резонансного контура и активных потерь в транзисторах.

Другим вариантом является широтно-импульсное регулирование напряжения инвертора или выпрямителя [13], что является наиболее предпочтительным, так как интервал рекуперации меняется на интервал закороченного состояния выхода мостового преобразователя. Следует заметить, что для достижения этого необходима частотная подстройка по условию резонанса в процессе регулирования, которая, кроме того, необходима для обеспечения протекания тока через обратный диод отпираемого транзистора, что минимизирует потери при включении ZVT.

Последовательный резонансный преобразователь при регулировании инвертором

Одним из вариантов регулирования выходного напряжения преобразователя является широтноимпульсное регулирование напряжения инвертора, т.е. напряжения, подаваемого на резонансный контур. Регулирование реализуется фазовым сдвигом управляющих импульсов транзисторов регулируемой стойки инвертора относительно нерегулируемой на угол управления ф. В этом случае управляющие импульсы регулируемой стойки опережают по фазе импульсы нерегулируемой стойки. Это приводит к появлению на такте управления инвертором интервала закорачивания резонансного контура. Следовательно, такой способ регулирования приводит к уменьшению ширины импульса, прикладываемого к контуру. Управляющие импульсы транзисторов стоек выпрямителя переключаются без смещения по фазе, поэтому напряжение выпрямителя синхронно с током нагрузки, интервала закороченного состояния нет, ширина импульса напряжения максимальна (рис. 2, a).

Регулировочная характеристика для этого случая может быть получена из равенства мощностей инвертора и выпрямителя. Ток в резонансном контуре меняется по гармоническому закону и является общим для инвертора и выпрямителя, поэтому

$$U_{\text{выпр}} \frac{2I_{m}}{\pi} = U_{\text{инв}} \frac{2I_{m}}{\pi} \int_{0}^{\pi-\varphi} \sin(\omega t) d\omega t \rightarrow$$

$$\rightarrow U_{\text{выпр}} \frac{I_{m}}{\pi} = U_{\text{инв}} \frac{I_{m}}{\pi} \sin^{2}\left(\frac{\pi-\varphi}{2}\right), \tag{1}$$

где $\phi = \pi(1-\gamma)$. В относительных единицах регулировочная характеристика величины относительной длительности импульсов γ примет вид (рис. 2, δ)

$$U^*(\gamma) = \sin^2\left(\frac{\pi\gamma}{2}\right). \tag{2}$$

Œ

*I*инв

*I*инв

(B)

Таким образом, преобразователь регулируемый инвертором является понижающим, что позволяет стабилизировать выходное напряжение при расположении диапазона изменения входного напряжения выше выходного.

регулировочная характеристика – δ ;

семейство частотных характеристик преобразователя

при различных характеристических сопротивлениях

резонансного контура - в

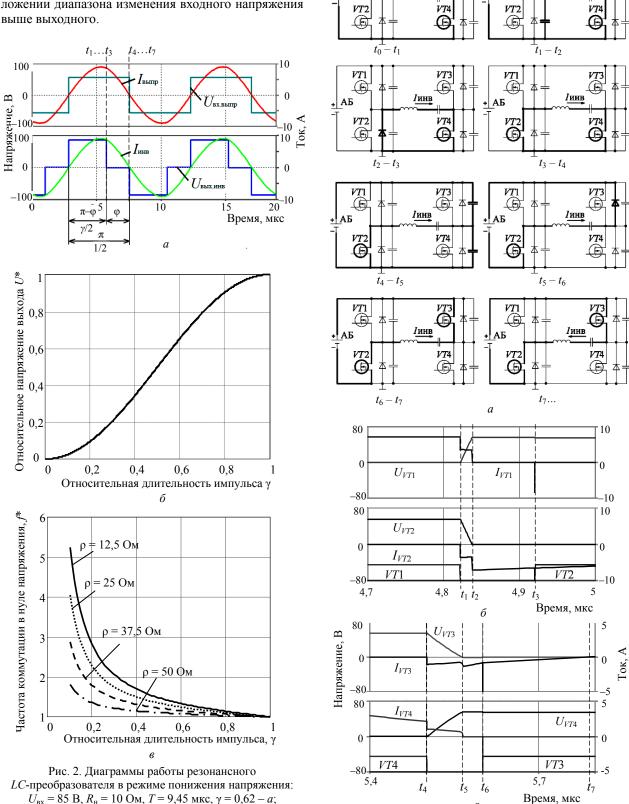


Рис. 3. Эквивалентные схемы инвертора на интервалах $t_0...t_7 - a$; диаграммы работы на интервале коммутационной паузы нерегулируемой стойки инвертора - 6; регулируемой стойки инвертора - s

Учитывая, что, как правило, диапазон изменения напряжения АБ расположен ниже выходного напряжения, при регулировании инвертором необходим повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации

$$K_{\rm Tp} = \frac{U_{\rm AB\,min}}{U_{\rm BbIX}} \,. \tag{3}$$

Регулирование инвертором позволяет избежать завышения тока резонансного контура относительно выходного тока преобразователя, т.е. токи транзисторов выпрямителя не превышают тока нагрузки, соответственно данный режим регулирования наиболее эффективен при ограничении мощности АБ.

Рассмотрены коммутационные процессы в регулируемом инверторе. На рис. 3 приведены эквивалентные схемы преобразователя на различных временных интервалах.

В установившемся режиме на временном интервале t_0-t_1 открыты транзисторы VT1 и VT4 и напряжение входного источника прикладывается к резонансному контуру. В момент времени t_1 , определяемый углом регулирования, транзистор VT1 закрывается и ток резонансного контура, протекая через оставшийся открытым транзистор VT4 в прежнем направлении, разряжает емкость сток-исток C_{ds2} транзистора VT2 и заряжает емкость сток-исток C_{ds1} транзистора VT1 примерно равными токами. Процесс перезаряда паразитных емкостей транзисторов регулируемой стойки инвертора заканчивается в момент времени t_2 , после чего ток резонансного контура полностью протекает через открывшийся обратный диод транзистора VT2. По истечении коммутационной паузы, в момент времени t_3 , при нулевом напряжении отпирается транзистор VT2 (его емкость сток-исток была предварительно разряжена) и ток обратного диода перехватывается открывшимся транзистором VT2. Интервал $t_3 - t_4$ соответствует закороченному состоянию инвертора открывшимся транзистором VT2 и оставшимся открытым VT4, при этом следует отметить, что через VT2 протекает инверсный ток. По мере приближения тока резонансного контура к нулю (момент времени t_4) закрывается транзистор VT4, при этом коммутируется незначительный ток, который, протекая в прежнем направлении, перезаряжает паразитные емкости транзисторов VT3, VT4. Процесс перезаряда занимает гораздо больше времени, так как коммутируется существенно меньший ток, и завершается в момент времени t_5 . После этого открывается обратный диод транзистора VT3, что создает условия для мягкого отпирания транзистора VT3, который открывается в момент времени t_6 . С этого момента и перехода тока через ноль t_7 инвертор находится в режиме рекуперации энергии, в котором по транзисторам VT2, VT3 протекает инверсный ток. В момент времени t_7 происходит смена направления протекания тока резонансного контура и инвертор переходит из режима рекуперации в режим питания нагрузки, далее процессы повторяются.

Важно отметить, что мягкое включение транзисторов нерегулируемой стойки инвертора VT3, VT4 возможно только при их коммутации до смены направления тока резонансного контура, который и перезаряжает их паразитные емкости. Для обеспечения мягкого включения транзисторов регулируемой стойки инвертора достаточно соблюдения условия опережения транзисторов регулируемой пары относительно нерегулируемой (угол регулирования должен быть отрицательным), что формирует выходное напряжение инвертора с регулируемым задним фронтом.

Последовательный резонансный преобразователь при регулировании выпрямителем

Регулирование выходного напряжения выпрямителем реализуется фазовым сдвигом управляющих импульсов транзисторов регулируемой стойки относительно нерегулируемой на угол ф, однако в этом случае управляющие импульсы регулируемой стойки отстают по фазе от импульсов нерегулируемой стойки. Это приводит к появлению на такте управления выпрямителем интервала закорачивания резонансного контура. Следовательно, такой способ регулирования приводит к уменьшению тока, передаваемого в нагрузку, относительно тока резонансного контура. Оказывается, преобразователь при этом способе регулирования является повышающим.

Регулировочная характеристика определяется по условию баланса мощности инвертора и выпрямителя с учетом фазового сдвига ф

$$U_{\text{вых.инв}} \cdot 2 \frac{I_m}{\pi} = U_{\text{вх.выпр}} \cdot 2 \frac{I_m}{\pi} \sin^2 \left(\frac{\pi \gamma}{2} \right),$$
 (4)

по отношению к входному напряжению регулировочная характеристика

$$U_2^*(\gamma) = \frac{1}{\sin^2\left(\frac{\pi\gamma}{2}\right)} \tag{5}$$

показана на рис. 4, δ и подтверждает вывод о повышающем характере регулирования.

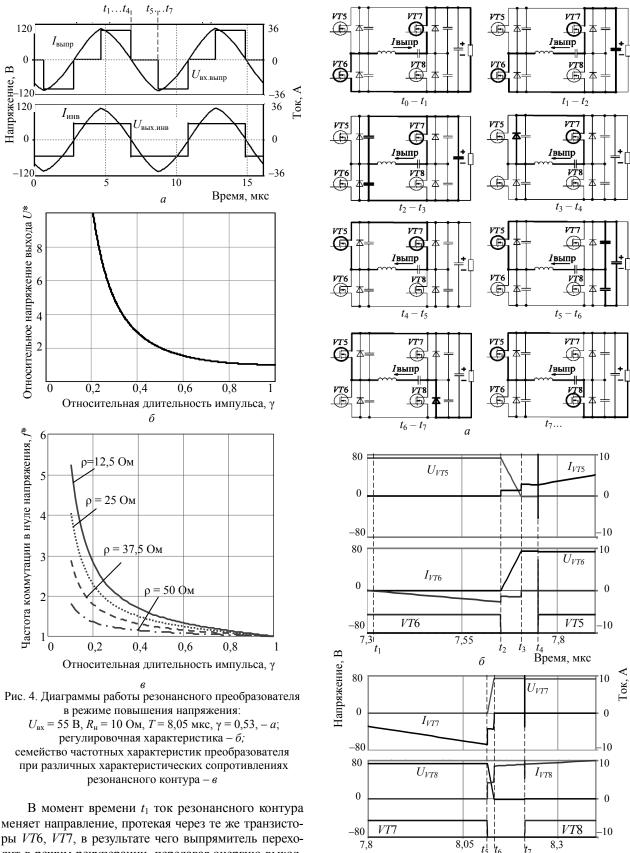
Коэффициент трансформации согласующего трансформатора при регулировании выпрямителем определяется по выражению

$$K_{\rm Tp} = \!\! \frac{U_{\rm AB\; max}}{U_{\rm BMX}} \, . \label{eq:KTp}$$

Диапазон регулирования определяется минимальным входным напряжением.

Рассмотрены коммутационные процессы в регулируемом выпрямителе. На рис. 5, *а* приведены эквивалентные схемы преобразователя на различных временных интервалах. В процессах коммутации при регулировании выпрямителем инверсное направление тока транзисторов является основным (на рис. 5 — положительным), так как открытые транзисторы шунтируют собственные обратные диоды.

В установившемся режиме, на интервале $t_0 - t_2$ открыты транзисторы VT6, VT7 и ток резонансного контура питает нагрузку.



ры VT6, VT7, в результате чего выпрямитель переходит в режим рекуперации, передавая энергию выходного фильтра в резонансный контур. Выключение транзистора VT6 происходит в момент времени t_2 , что инициирует процесс перезаряда паразитных емкостей транзисторов VT5, VT6 через транзистор VT7.

Рис. 5. Эквивалентные схемы выпрямителя на интервалах $t_0...t_7 - a$; диаграммы работы на интервале коммутационной паузы нерегулируемой стойки выпрямителя $- \delta$; регулируемой стойки выпрямителя $- \epsilon$

Время, мкс

Этот процесс завершается в момент времени t_3 открытым состоянием обратного диода транзистора VT5, после чего в момент времени t_4 мягко открывается транзистор VT5. Интервал t_4-t_5 соответствует закороченному состоянию входа выпрямителя, длительность которого определяет ширину импульса напряжения. После этого транзистор VT7 закрывается и начинается процесс перезаряда паразитных емкостей теперь уже регулируемой стойки выпрямителя. Открывается обратный диод транзистора VT8, что создает условия для мягкого отпирания транзистора VT8. После открытия VT8 выпрямитель переходит в состояние питания нагрузки. Далее процессы повторяются.

Таким образом, коммутационные процессы в выпрямителе отличаются от аналогичных процессов в инверторе. Для мягкого включения транзисторов нерегулируемой стойки выпрямителя переключение транзисторов должно произойти после смены направления тока контура. Мягкое включение транзисторов регулируемой стойки обеспечивается положительным углом фазового сдвига, поэтому регулирование напряжения выпрямителя происходит по переднему фронту. Таким образом, в инверторе ток контура должен запаздывать относительно напряжения по фазе, а в выпрямителе, наоборот, опережать.

Частотная характеристика, определяющая частоту преобразования, обеспечивающую мягкое включение транзисторов, может быть определена из

условия
$$\operatorname{tg}(\phi) = \frac{\omega L_r - 1/\omega C_r}{R_{\scriptscriptstyle \mathrm{H}}}$$
, связывающего частоту

преобразования с углом регулирования. В результате несложных математических преобразований получена частотная характеристика

$$f^* = \frac{R_{\rm H}C_r \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\pi(1-\gamma)}{2}\right) + \sqrt{\left[R_{\rm H}C_r \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\pi(1-\gamma)}{2}\right)\right]^2 + 4L_rC_r}}{2\sqrt{L_rC_r}}$$
(6)

которая справедлива как при регулировании инвертором, так и при регулировании выпрямителем (рис. 2, ε и 4, ε), показано, что при уменьшении добротности резонансного контура увеличивается требуемая величина частотной подстройки.

Особенности работы резонансного преобразователя при малых нагрузках

При функционировании СЭП КА могут быть режимы работы на нагрузках, близких к нагрузкам холостого хода. При увеличении сопротивления нагрузки добротность контура уменьшается, а следовательно, увеличивается глубина частотной подстройки. Учитывая, что радиационно стойкие транзисторы, применяемые в СЭП, имеют большие затворные емкости и соответственно большие потери на высоких частотах, работа на малых нагрузках является для них тяжелым режимом.

Естественным требованием при проектировании СЭП КА является уменьшение массы, а следовательно, и уменьшение индуктивности резонансно-

го контура преобразователя. Однако уменьшение индуктивности приводит к уменьшению волнового сопротивления резонансного контура, а соответственно к существенному увеличению частоты (см. рис. 2, θ и 4, θ), которая ограничена динамическими характеристиками транзисторов.

Решением проблемы может быть вывод преобразователя из резонансного режима и работа на ограниченной фиксированной частоте, импеданс резонансного контура в этом случае имеет ярко выраженный индуктивный характер. В преобразователе с регулируемым инвертором этот режим реализуется переводом выпрямителя в пассивное состояние, что достигается выключением транзисторов активного выпрямителя, и исключает рекуперацию энергии выходного фильтра в резонансный контур. В результате, несмотря на выход из резонансного режима, включение транзисторов инвертора остается мягким, так как положительное направление тока поддерживается индуктивностью намагничивания трансформатора Lµ. Стабилизация напряжения производится широтно-импульсным регулированием на фиксированной частоте; на рис. 6, а приведены диаграммы работы преобразователя.

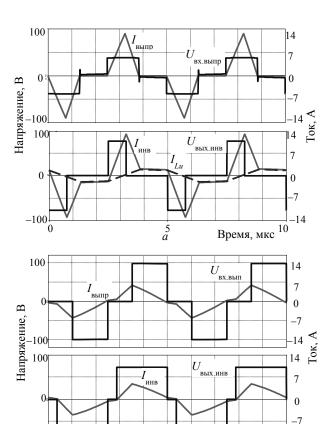


Рис. 6. Диаграммы работы резонансного преобразователя на малых нагрузках в понижающем режиме $U_{\rm AB}$ = 75 B, $R_{\rm H}$ = 100 Om, T= 5 мкс, γ = 0,3 – a; в повышающем режиме $U_{\rm AB}$ = 75 B, $R_{\rm H}$ = 200 Om, T= 5 мкс, T= 6 мкс, T= 6 мкс, T= 7 мкс, T= 8 мкс, T=

5

 $\bar{1}0^{-14}$

Время, мкс

-100↓

Индуктивный характер сопротивления резонансного контура приводит к линейному прерывистому характеру его тока. Такая форма тока характеризуется амплитудным значением, существенно превышающим средневыпрямленное, однако на малых нагрузках это не имеет существенного значения.

Работа на малых нагрузках в повышающем режиме требует широтно-импульсного регулирования как напряжения инвертора, так и напряжения выпрямителя с образованием интервала полного закорачивания резонансного контура. Преобразователь выводится из резонансного режима, включение транзисторов инвертора остается мягким за счет индуктивности $L\mu$ (см. рис. 6, δ). Форма тока аналогична понижающему режиму.

Результаты эксперимента резонансного преобразователя

Для экспериментальной проверки полученных результатов был спроектирован макет исследуемого резонансного преобразователя, состоящий из мостовых преобразователей на транзисторах IRFP4668, трансформатора с коэффициентом трансформации $K_{\rm TP}=1,1$, выполненного на магнитопроводе ETD 59/31/22 феррит № 87. Резонансный контур представляет собой дроссель индуктивностью $L_r=10,1$ мкГн на магнитопроводе E55/28/21 с зазором g=2 мм феррит № 67, и резонансный конденсатор, состоящий из 5 конденсаторов К78-26-1000В — 0,047 мкФ, с общей емкостью $C_r=0,235$ мкФ.

На рис. 7 приведены осциллограммы параметров регулируемого мостового преобразователя при номинальной нагрузке $R_{\rm H} = 12$ Ом, при этом добротность контура Q = 0.5.

Показаны осциллограммы выходного напряжения и тока инвертора, напряжения на транзисторах в режиме регулирования инвертором (см. рис. 7, a), при входном напряжении инвертора $U_{\text{вх.инв}} = 70 \text{ B}$, средневыпрямленное значение тока резонансного контура, $I_{\text{выпр}} = 15,6 \text{ A}$, $\gamma = 0,64$. Осциллограммы подтверждают сделанные в работе выводы. Представлены осциллограммы напряжения и тока регулируемого выпрямителя и напряжения на транзисторах VT5 и VT4 (см. рис. 7, δ). Входное напряжение $U_{\text{вых}} = 99,6 \text{ B}$, средневыпрямленное значение тока резонансного контура $I_{\text{выпр}} = 16,8 \text{ A}$. Показано, что регулирование осуществляется передним фронтом напряжения.

На рис. 7, ε представлена зависимость КПД преобразователя от выходной мощности резонансного инвертора и активного выпрямителя. Сопротивление нагрузки $R_{\rm H}$ изменяется в диапазоне от $200\div7,5$ Ом. Входное напряжение $U_{\rm BX}=90$ В, выходное напряжение $U_{\rm BX}=100\pm1$ В. Снижение КПД в области низких мощностей связано с большими углами регулирования на этом участке характеристики.

Заключение

Представленный резонансный последовательный преобразователь с широтно-импульсным регулированием и частотной подстройкой имеет широкий

диапазон регулирования, т.е. может как повышать, так и понижать выходное напряжение в зависимости от того, какой из мостовых преобразователей производит широтно-импульсное регулирование напряжения, что позволяет синтезировать наиболее энергетически эффективный режим питания нагрузки.

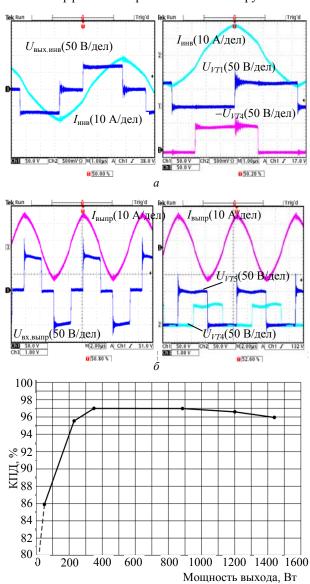


Рис. 7. Осциллограммы тока и напряжения LC-преобразователя при регулировании инвертором – a; при регулировании выпрямителем – δ ; зависимость КПД преобразователя от выходной мощности при синхронной работе транзисторных мостов – ϵ

Обеспечение мягкого включения транзисторов как инвертора, так и выпрямителя позволяет существенно повысить КПД преобразования и открывает широкие возможности практического применения исследуемой схемы. Причем наиболее эффективной областью применения схемы является область высоких частот, однако большие затворные емкости применяемых в космической аппаратуре транзисторов не позволяют увеличивать частоту до наиболее эффективных значений. Поэтому для реализации рабо-

ты схемы на малых нагрузках предложен режим регулирования на фиксированной частоте с выключением ключей выпрямителя или введением регулирования как инвертора, так и выпрямителя.

При малом входном напряжении КПД преобразователя относительно низок, что объясняется большими входными токами и соответственно увеличенными статическими потерями в ключах.

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. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. Томск: Радио и связь, Том. отд., 1990. 366 с.
- 2. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. М.: Энергоатомиздат, 1987. 184 с.
- 3. Li X. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter / X. Li, A.K.S. Bhat // IEEE Transactions on Power Electronics. 2010. P. 850–862.
- 4. Chen W. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss / W. Chen, P. Rong, Z.Y. Lu // IEEE Trans. Ind. Electron. 2010. Vol. 57, No. 9. P. 3075–3086.
- 5. Corradini L. Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters / L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquistet al. // IEEE Transactions on Power Electronics. 2012. Vol. 27, No. 7. P. 3266-3276.
- 6. Doncker De R.W.A.A. A threephase soft-switched high-power-density DC/DC converter for highpower applications / R.W.A.A. De Doncker, D.M. Divan, M.H. Kheraluwala // IEEE Transaction on Industry Applications. 1991. Vol. 27, No. 1. P. 63—73.
- 7. Jang Y. A New PWM ZVS Full-Bridge Converter / Y. Jang, M.M. Jovanovic // IEEE Trans. Power Electron. 2007. Vol. 22, No. 5. P. 987–994.
- 8. Hillers A. Design of a Highly Efficient Bidirectional Isolated LLC. Resonant Converter / A. Hillers, D. Christen, J. Biela // Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 15th International. 2012. P. 1–8.
- 9. Nguyen D.D. Dual-active-bridge series resonant converter: A new control strategy using phase-shifting combined frequency modulation / D.D. Nguyen, D.T. Nguyen, G. Fujtta // IEEE Conference Publications. 2015. No. 10. P. 1215–1222.
- 10. Burdio J. Comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS dc/dc series resonant converters / J. Burdio, F. Canales, P. Barbosa, F. Lee // Power Electronics Specialists Conference (PESC). 2001. Vol. 1. P. 427–432.
- 11. Yachiangkam.S. Comparison of control strategies for series resonant full-bridge inverter for induction cookers / S. Yachiangkam, A. Sangswang, S. Naetiladdanon // Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 13th International Conference. 2016. P. 1–6.
- 12. Oggier G.G. Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses / G.G Oggier, G.O Garcia, A.R. Oliva // IEEE Trans. Power Electron, 2009. Vol. 24, No.7. P. 1826–1838.
- 13. Watson R. Analysis, design and experimental results of a 1-kW FB-ZVS-PWM converter employing magamp sec-

ondary side control / R. Watson, F.C. Lee // IEEE Trans. Ind. Electron, 1998. – Vol. 45, No. 5. – P. 806–814.

Осипов Александр Владимирович

Канд. техн. наук, ст. науч. сотр. НИИ космических технологий (КТ) ТУСУРа Тел.: +7 (382-2) 90-01-83

Эл. почта: ossan@mail.ru

Школьный Вадим Николаевич

Гл. конструктор проектирования и испытаний РЭА АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева, Железногорск Тел.: +7 (391-9) 72-09-4

Шиняков Юрий Александрович

Д-р техн. наук, директор НИИ КТ Тел.: +7 (382-2) 90-01-83 Эл. почта: shua@main.tusur.ru

Ярославцев Евгений Витальевич

Канд. техн. наук, ст. науч. сотр. каф. промышленной и медицинской электроники НИТПУ Тел.: +7 (382-2) 90-01-83 Эл. почта: yaroslavtsev@tpu.ru

Шемолин Илья Сергеевич

Инженер НИИ КТ, магистрант каф. промышленной электроники ТУСУРа Тел.: +7-906-948-91-55 Эл. почта: ilya.shemolin@mail.ru

Osipov A.V., Shkolnyi V.N., Shiniakov Yu.A., Yaroslavtsev E.V., Shemolin I.S.

Series resonant converter for discharge of batteries space vehicles power systems

The article deals with the resonant bridge converter of the module of the charge-discharge device for power supply systems for space vehicles constructed on the DAB (Dual Active Bridge) topology with pulse-width modulation and frequency tuning. It is established that the load powering mode (the mode of limiting the output power or limiting the discharge current) determines the energetically efficient converter control strategy, which ensures the minimum values of the operating currents, the mass of the converter, and improves its efficiency. When limiting the output power, inverter regulation is recommended, and when the discharge current is limited, rectifier regulation is recommended. It is shown that in order to ensure a soft switching on of the transistors, a frequency tuning that forms the necessary current direction that opens the reverse diodes of the ZVT (Zero Voltage Transition) transistors is needed. In this case, switching processes occurring in the inverter and rectifier of the resonant converter and the conditions for providing ZVT for them are different. The characteristics of the converter at low loads are determined, as well as an increase in the frequency tuning with decreasing load power. Control strategy for the converter at a limited fixed frequency is proposed. The experimental verification of the results is made, conclusions are drawn, and the results are discussed.

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