

## О ПОВЫШЕНИИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ С РЕЗОНАНСНЫМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ\*

*Рассмотрены проблемы повышения эффективности преобразователя с широтно-импульсной модуляцией и коммутацией ключевого элемента при нулевых значениях напряжения для автономной системы электроснабжения космического аппарата.*

*Ключевые слова:* преобразователь напряжения с резонансным переключением.

Автономные системы электроснабжения (СЭС) различного назначения, в том числе и СЭС космических аппаратов (КА), как правило, представляют собой сложный комплекс из источников электроэнергии, преобразующих и распределительных устройств, объединенных в систему автоматического регулирования и предназначенных для обеспечения потребителей электроэнергией необходимого качества.

В настоящее время в качестве вторичных источников электропитания СЭС КА используются широко распространенные преобразователи напряжения (ПН) с прямоугольной формой тока и напряжения ключевого элемента (КЭ) и управлением посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Дальнейшее улучшение энергетических характеристик таких преобразователей связано с совершенствованием элементной базы: повышением быстродействия КЭ и уменьшением падения напряжения на КЭ в открытом состоянии. Однако увеличение скорости изменения напряжения на коллекторе (стоке) полупроводникового КЭ приведет к увеличению коммутационных помех, наложенных на выходное напряжение импульсного преобразователя [1]. Разрешить эту проблему можно за счет введения в силовую часть схемы различных демпфирующих цепей, что повлечет за собой дополнительные потери энергии. Таким образом, для уменьшения потерь на переключение и потерь от коммутационного шума КЭ следует переключать в моменты нулевых значений тока или напряжения. Эти режимы возникают при резонансных колебаниях в цепях с КЭ [2–4].

Преобразователи напряжения, в которых используются резонансные колебания, можно разделить на три типа: резонансные, квазирезонансные с частотно-импульсной модуляцией [2] и преобразователи с резонансным переключением и ШИМ [3; 4].

Диапазон изменения значений входного напряжения и выходного тока ПН первых двух типов строго ограничен, поскольку выход за его пределы приводит к срыву резонансного цикла и, как следствие, к значительному увеличению потерь на КЭ. Как правило, указанный диапазон для СЭС КА шире установленных ограничений и именно по этой причине применение преобразователей с недостаточным разрешенным диапазоном входного напряжения и выходного тока в

роли источников вторичного электропитания космических аппаратов не всегда возможно.

Этого недостатка лишены ПН с ШИМ и резонансным переключением (рис. 1). В целом их можно рассматривать как классические ШИМ-преобразователи с добавленным резонансным контуром (РК) и вспомогательной цепью коммутации для организации так называемого мягкого переключения, т. е. переключения с минимизированными динамическими потерями. Вспомогательный ключ таких ПН работает только в одном из фронтов переключения основного ключа и служит для минимизации его динамических потерь. Минимизация потерь по второму фронту переключения обеспечивается с помощью одного из элементов РК. За счет того что РК работает относительно небольшую часть периода, функционирование таких ПН возможно в более широком диапазоне входных напряжений и выходных токов по сравнению с резонансными и квазирезонансными преобразователями.

Главным недостатком ПН с ШИМ и резонансным переключением является большее число дополнительных элементов, в частности наличие вспомогательного ключа, приводящего к появлению дополнительных потерь мощности в элементах вспомогательной цепи. По этой причине сложно обеспечить высокий КПД в точке энергетически значимого режима, т. е. режима, при котором ПН работает основную часть времени на номинальную нагрузку, а также сохранить требуемый минимальный КПД во всем рабочем диапазоне регулирования.

Резонансный коммутирующий элемент (РКЭ) одного из таких преобразователей (рис. 1, а) работает следующим образом [3; 4]. В момент времени  $t_0$  (рис. 1, б) открывается МДП-ключ VT2 и начинается процесс накопления энергии в индуктивности РК  $L_p$ . В момент времени  $t_1$  ток  $L_p$  достигает значения тока дросселя выходного фильтра и происходит заряд конденсатора РК  $C_p$ . По завершению данного процесса, т. е. в момент времени  $t_2$ , на основной ключ VT1 подается отпирающий импульс, при этом вспомогательный ключ VT2 закрывается. Ключ VT1 открывается при нулевом значении напряжения, а ключ VT2 запирается при протекании через него тока, превышающего значение выходного тока. После прохождения импульса управления основного ключа VT1 скорость нарастания напряжения ограничивается за счет емкости РК.

\*Работа выполнена при финансовой поддержке Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (государственный контракт № 14.740.11.1124).

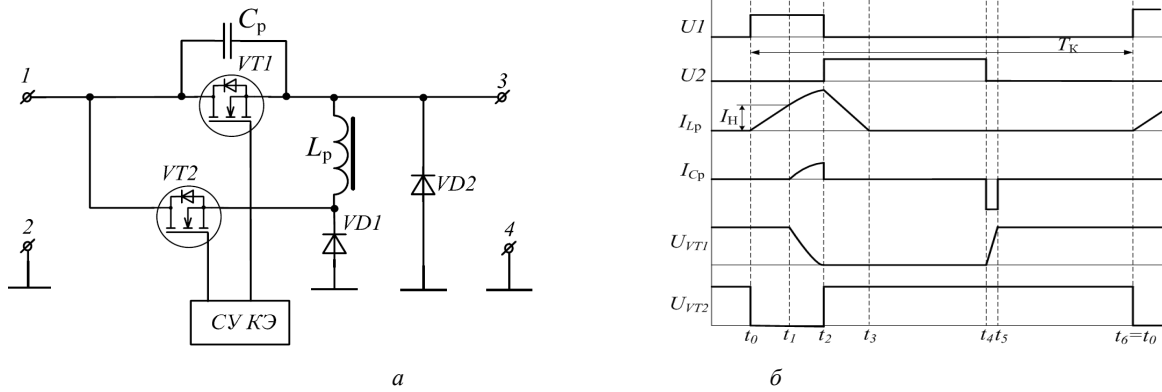


Рис. 1. Схема РКЭ ШИМ-преобразователя с переключением при нулевых значениях напряжения (а) и упрощенные временные диаграммы его работы (б): СУ КЭ – система управления ключевым элементом

Если считать пульсации тока дросселя выходного фильтра нулевыми, то временные интервалы, на которые разбивается один цикл работы ШИМ-преобразователя с переключением при нулевых значениях напряжения, могут быть описаны соотношениями [3]:

$$t_0 \leq t < t_1, \begin{cases} I_{L_p}(t) = \frac{U_{\text{ВХ}}}{L_p} \cdot t, \\ U_{C_p}(t) = U_{\text{ВХ}}, \\ \Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{M}{Q\omega_0}, \end{cases} \quad (1)$$

$$t_1 \leq t < t_2, \begin{cases} I_{L_p}(t) = I_{\text{Н}} + \frac{U_{\text{ВХ}}}{Z_0} \sin(\omega_0 \cdot (t - t_1)), \\ U_{C_p}(t) = U_{\text{ВХ}} \cdot \cos(\omega_0 \cdot (t - t_1)), \\ \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2\omega_0}, \end{cases} \quad (2)$$

$$t_2 \leq t < t_3, \begin{cases} I_{L_p}(t) = I_{\text{Н}} + \frac{U_{\text{ВХ}}}{Z_0} - \frac{U_{\text{ВХ}}}{L_p} \cdot (t - t_2), \\ \Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left[ 1 + \frac{M}{Q} \right], \end{cases} \quad (3)$$

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{2\pi}{F_k \omega_0} \gamma_1 - (t_3 - t_2). \quad (4)$$

$$t_4 \leq t < t_5, \begin{cases} U_{C_p}(t) = \frac{I_{\text{Н}}}{C_p} \cdot (t - t_4), \\ \Delta t_5 = t_5 - t_4 = \frac{Q}{M\omega_0}, \end{cases} \quad (5)$$

где  $\gamma_1$  – относительный коэффициент заполнения импульса управления основного ключа;  $M = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$ ;  $Q = R_{\text{Н}}/Z_0$ , здесь  $R_{\text{Н}}$  – сопротивление нагрузки;  $Z_0 = (L_p/C_p)^{0.5}$  – волновое сопротивление РК;  $\omega_0 = (L_p C_p)^{-0.5}$  – собственная частота РК;  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$  – входное и выходное напряжение ПН соответственно;  $F_k = f_k/f_0$ , здесь  $f_k$  – частота коммутации,  $f_0 = \omega_0/2\pi$ .

Зависимость выходного напряжения от входного напряжения и тока нагрузки при заданном значении

регулирующей переменной  $\gamma$  определяется соотношением

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left[ \gamma_2 + \gamma_1 + \frac{F_k}{2\pi} \left( 1 + \frac{I_{\text{Н}} Z_0}{U_{\text{ВХ}}} - \frac{U_{\text{ВХ}}}{2I_{\text{Н}} Z_0} \right) \right] U_{\text{ВХ}}, \quad (6)$$

где  $\gamma_2$  – коэффициент заполнения импульса управления вспомогательного ключа, который должен выбираться для режима минимального входного напряжения и максимального выходного тока, так как именно в этом режиме требуется максимальная длительность вспомогательного импульса (интервал  $t_0 < t < t_2$  на рис. 1, б) [4]:

$$\gamma_2 = \frac{F_k}{2\pi} \left( \frac{I_{\text{Н max}} Z_0}{U_{\text{ВХ min}}} + \frac{\pi}{2} \right), \quad (7)$$

где  $I_{\text{Н max}}$  – максимальный ток нагрузки;  $U_{\text{ВХ min}}$  – минимальное входное напряжение.

Однако дальнейший анализ показал, что соотношения (1)–(7) не учитывают влияния паразитных параметров элементов РКЭ (рис. 2) и, как следствие, экспериментальная кривая тока через индуктивность РК (рис. 2, а) отличается от теоретической (рис. 2, б) в интервале времени  $t_3 < t < t_6$ .

Для устранения этого недостатка в экспериментальные диаграммы были введены дополнительные интервалы, как показано на осциллограмме на рис. 2, а:  $t_3 < t < t_3^*$ ,  $t_3^* < t < t_5$ ,  $t_5 < t < t_5^*$ ,  $t_5^* < t < t_5^{**}$ , соответствующие переходным процессам в паразитном РК, который образован индуктивностью РК и эквивалентной паразитной емкостью  $C_{\text{п}}$ , включающей в себя емкость стока-истока вспомогательного ключа VT2 и емкость диода VD1 (см. рис. 1, а). Процессы изменения тока в цепи РКЭ с учетом паразитного РК можно описать следующими соотношениями:

$$t_3 \leq t < t_3^*, \begin{cases} I_{L_p}(t) = \frac{-U_{\text{ВХ}}}{Z_{0\text{п}}} \cdot \sin(\omega_{0\text{п}} \cdot (t - t_3)), \\ \Delta t_3^* = t_3^* - t_3 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_{0\text{п}}}, \end{cases} \quad (8)$$

$$I_{L_p}(t) = \frac{-U_{\text{ВХ}}}{Z_{0\text{п}}} \cdot \left( 1 - \frac{U_{\text{ВД2}}}{L_p} \cdot (t - t_3^*) \right), \quad t_3^* \leq t < t_5, \quad (9)$$

$$t_5 \leq t < t_5^*, \begin{cases} I_{Lp}(t) = I_{Lp}(t_5) - (t - t_5) \cdot \frac{U_{вх}}{L_p}, \\ \Delta t_5^* = \frac{I_{Lp}(t_5) \cdot L_p}{U_{вх}}, \end{cases} \quad (10)$$

$$t_5^* \leq t < t_5^{**}, \begin{cases} I_{Lp}(t) = \frac{U_{вх}}{Z_{0п}} \cdot \sin(\omega_{0п} \cdot (t - t_5^*)), \\ \Delta t_5^{**} = t_5^{**} - t_5^* = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_{0п}}, \end{cases} \quad (11)$$

$$I_{Lp} = \frac{U_{вх}}{Z_{0п}}, \quad t_5^{**} \leq t < t_{0+T_k}, \quad (12)$$

где  $Z_{0п} = (L_p/C_{пн})^{0,5}$ ;  $\omega_{0п} = (L_p C_{пн})^{-0,5}$ .

Теоретические временные диаграммы тока индуктивности РК с учетом дополнительных соотношений (8)–(12) (рис. 2, б) имеют высокую степень совпадения с экспериментальными, что позволяет судить о справедливости предложенной модели. Из соотношений (8)–(12) также следует, что при физической реализации данного ПН паразитные компоненты полупроводниковых элементов вспомогательной цепи су-

щественно изменяют режимы его работы по сравнению с идеализированными, как показано в [3; 4], что в свою очередь приводит к увеличению статических потерь во вспомогательной цепи РКЭ, образованной VD1, VT2 и  $L_p$ .

Динамические потери вспомогательного ключа VT2 рассматриваемого ПН превышают динамические потери классического ШИМ-преобразователя, так как вспомогательный ключ VT2 переключается в жестком режиме по обоим фронтам, а ток при его запирании значительно выше выходного тока ПН, что приводит к снижению его КПД. Таким образом, замена динамических потерь ключа исходного ШИМ-преобразователя статическими потерями вспомогательной цепи и динамическими потерями вспомогательного ключа при переходе к резонансному переключению РКЭ не приводит к ожидаемому снижению общих потерь.

Для уменьшения потерь во вспомогательной цепи был разработан модифицированный РКЭ, организующий мягкое переключение вспомогательного ключа во всем диапазоне работы ПН (рис. 3).

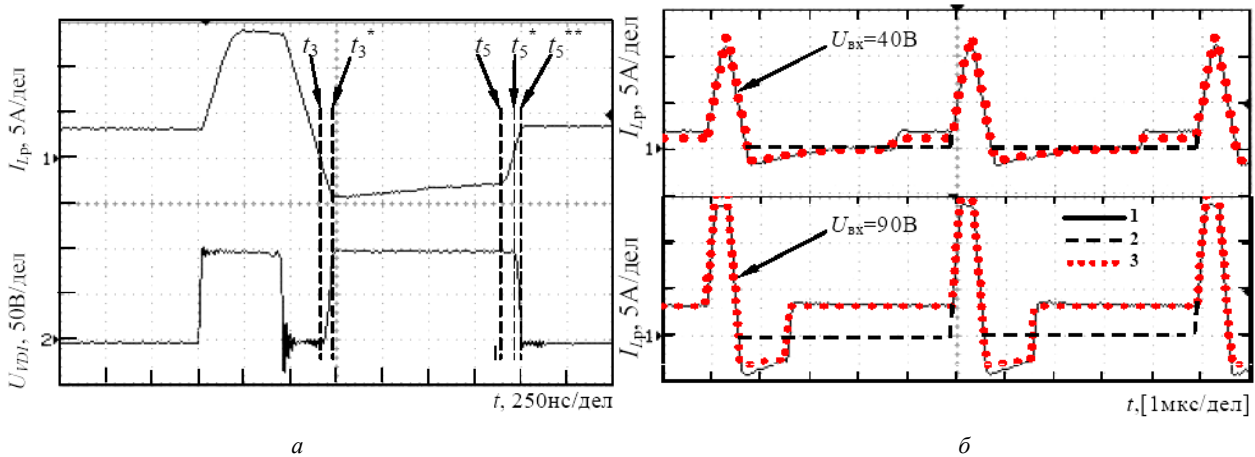


Рис. 2. Экспериментальные (а) и теоретические (б) временные диаграммы токов и напряжений в цепи РКЭ: 1 – результат эксперимента; 2 – исходная математическая модель; 3 – уточненная математическая модель

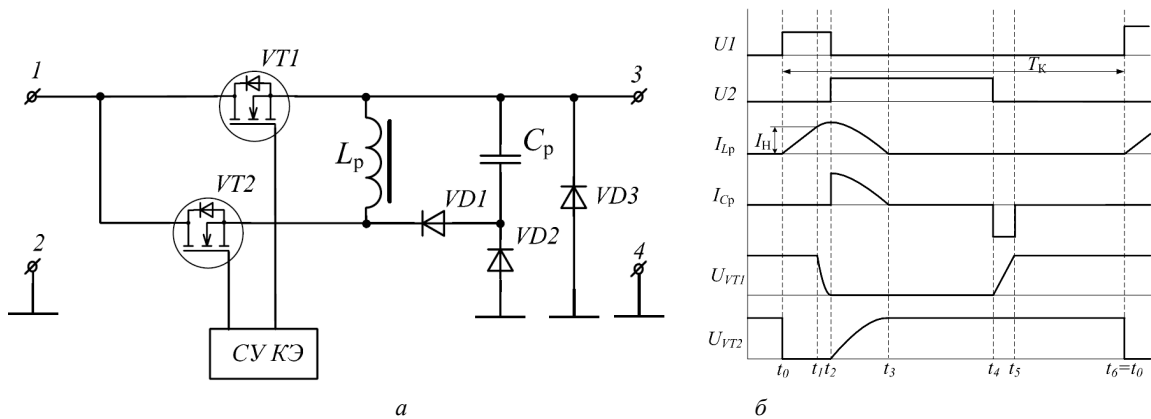


Рис. 3. Схема модифицированного РКЭ ШИМ-преобразователя с переключением при нулевых значениях напряжения (а) и упрощенные временные диаграммы его работы (б)

Схожий принцип положен в основу ПН повышающего типа с ШИМ, описанного в [5].

В отличие от исходного РКЭ, емкость модифицированного РК ограничивает скорость запираания обоих ключей (рис. 3, а). Фаза заряда емкости РК перенесена на интервал времени  $t_2 \leq t < t_3$ , за счет чего значительно снижено амплитудное значение тока через вспомогательный ключ VT2 (рис. 3, б). В данном РКЭ ток РК протекает через диоды VD1 и VD2, поэтому потери на диодах несколько выше, чем в исходном РКЭ.

Форма напряжения основного ключа модифицированной топологии ПН полностью совпадает с формой напряжения РКЭ на рис. 1, а, при условии, что в соотношения для интервала времени  $t_1 \leq t < t_2$  будет подставлена емкость РК, равная эквивалентной паразитной емкости  $C_p$ . По этой причине модифицированный РКЭ сохраняет все преимущества исходного, а для анализа и синтеза статических и динамических характеристик могут применяться одни и те же математические соотношения, описывающие формы токов и напряжений.

Длительность интервала времени  $t_1 \leq t < t_2$  определяется паразитным РК и для текущих условий его исключение приводит к погрешности определения выходного напряжения менее 1 %. А поскольку данный интервал влияет только на статическую характеристику, где такая точность, как правило, является достаточной, можно пользоваться упрощенным соотношением

$$U_{\text{вых}} = \left( \gamma_2 + \gamma_1 - \frac{f_k \cdot I_H}{U_{\text{вх}}} L_p + \frac{U_{\text{вх}} \cdot f_k}{I_H} C_p \right) \cdot U_{\text{вх}} \quad (13)$$

Для сравнительной оценки энергетической эффективности исследуемого ПН был создан экспериментальный образец ПН (табл. 1, 2 и рис. 4) с возможностью реализации двух режимов с резонансным переключением (см. рис. 1 и 3) и режима с классическим ШИМ-преобразователем (рис. 5).

В ходе эксперимента были получены кривые КПД для исследуемых ПН (рис. 6).

Таблица 1

Параметр	C1	C2	C3	C4	L1	$f_k$	$U_{\text{вых}}$
Значение	100 мкФ	100 нФ	96 мкФ	5 мкФ	49 мкГн	330 кГц	27 В

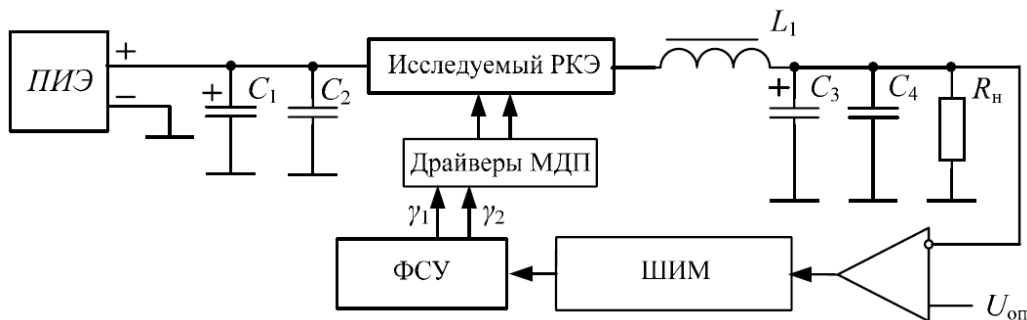


Рис. 4. Общая часть упрощенной электрической схемы эксперимента: ФСУ – формирователь сигналов управления; ПИЭ – первичный источник электроэнергии; ШИМ – широтно-импульсный модулятор

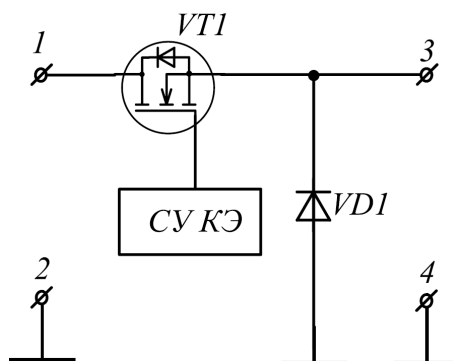


Рис. 5. Коммутирующая ячейка классического ШИМ-преобразователя

Параметр	$L_p$	$C_p$ (см. рис. 1, а)	$C_p$ (см. рис. 3, а)	VT1, VT2	VD1–VD3
Значение	1,9 мкГн	1 нФ	4 нФ	IRFB260N	MBR20200CT

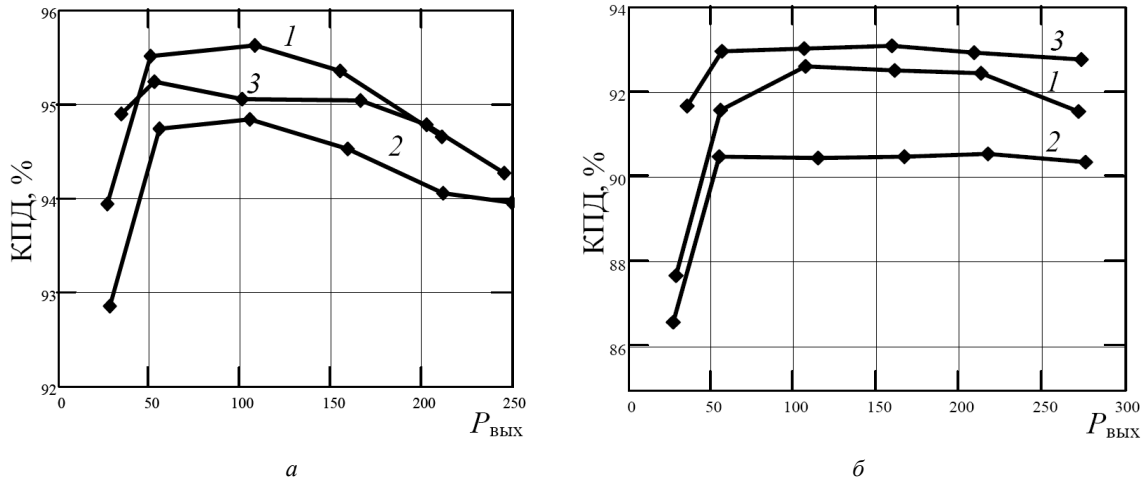


Рис. 6. КПД преобразователей:  
 а – при  $U_{\text{вх}} = 40$  В; б – при  $U_{\text{вх}} = 65$  В; кривая 1 – классический ПН с ШИМ; кривая 2 – ПН с РКЭ (см. рис. 1, а);  
 кривая 3 – модифицированный ПН с РКЭ (см. рис. 3, а)

Анализ этих кривых показал, что модифицированная топология ПН имеет наиболее высокий КПД из всех рассмотренных топологий при входном напряжении 65 В.

При понижении входного напряжения КПД этого ПН падает относительно других ПН, что связано с увеличением вклада потерь на диодах VD1 и VD2 в общие потери преобразователя.

Таким образом, преобразователь напряжения с ШИМ и резонансным переключателем целесообразно использовать совместно с аккумуляторной батареей (АБ) в качестве зарядно-разрядного устройства СЭС КА в таком режиме, при котором минимальное напряжение на АБ выше 40 В, по крайней мере при использовании силовых полупроводниковых компонентов, представленных в данной статье.

#### Библиографические ссылки

1. Characterization and Comparison of Noise Generation for Quasi-Resonant and Pulsedwidth-Modulated Converters / L. Hsiu, M. Goldman, R. Carlsten, et al. // IEEE Trans. Power Electronics. 1994. Vol. 9, № 4. P. 425–432.
2. Erickson R. W. Fundamentals of Power Electronics. 1st Ed. New York : Chapman and Hall, 1997.
3. Abu-Qahouq J., Batarseh I. Unified Steady-State Analysis of Soft-Switching DC-DC Converters // IEEE Trans. Power Electronics. 2002. Vol. 17, № 5. P. 684–691.
4. Abu-Qahouq J. Generalized Analysis of Soft-Switching DC-DC Converter Families // Tech. Rep. / Univ. Central Florida. Orlando, 2000.
5. Bodur H. A., Bakan F. New ZVT-PWM DC-DC Converter // IEEE Trans. Power Electronics. 2002. Vol. 17, № 1. P. 40–47.

N. N. Goryashin, A. Yu. Khoroshko

#### UPON EFFICIENCY OF INCREASE OF A POWER-TIME CONVERTER WITH A RESONANCE SWITCHING UNIT

*The authors consider problems of increase of efficiency of a converter with pulse-width modulation and zero-voltage key switching for a satellite self-contained power-supply system.*

*Keywords: converter with a resonance switching unit.*

© Горяшин Н. Н., Хорошко А. Ю., 2011