УДК 621.314 Doi: 10.31772/2712-8970-2025-26-2-239-251

Для цитирования: Цифровой двойник, агрегатируемый в высокоэффективное зарядно-разрядное устройство системы электропитания космического аппарата / Ю. В. Краснобаев, Е. А. Голубев, К. В. Коршун, А. П. Яблонский // Сибирский аэрокосмический журнал. 2025. Т. 26, № 2. С. 239–251. Doi: 10.31772/2712-8970-2025-26-2-239-251.

For citation: Krasnobaev Yu. V., Golubev E. A., Korshun K. V., Yablonsky A. P. [Digital Twin Aggregated into a High-Efficiency Charge-Discharge Device of the Power Supply System of a Spacecraft]. *Siberian Aerospace Journal*. 2025, Vol. 26, No. 2, P. 239–251. Doi: 10.31772/2712-8970-2025-26-2-239-251.

# Цифровой двойник, агрегатируемый в высокоэффективное зарядно-разрядное устройство системы электропитания космического аппарата

Ю. В. Краснобаев<sup>\*</sup>, Е. А. Голубев, К. В. Коршун, А. П. Яблонский

Сибирский федеральный университет Российская Федерация, 660041, г. Красноярск, просп. Свободный, 79 E-mail: uvkras@mail.ru

Аннотация. Система электропитания (СЭП) космического annapama (КА) является одной из наиболее важных его систем. Генерация электрической энергии в современных СЭП КА, как правило, осуществляется солнечными батареями (СБ). В случае отсутствия генерации энергии СБ или при низком уровне генерируемой энергии, необходимая электрическая энергия передаётся в нагрузку от аккумуляторных батарей (АБ) через зарядно-разрядное устройство (ЗРУ). Как правило, ЗРУ подключается параллельно выходным шинам СЭП и в режиме разряда АБ обеспечивает стабильное напряжение на нагрузке. Восполнение энергии АБ – её заряд происходит на временных интервалах, когда энергия, генерируемая СБ, превышает энергию, потребляемую нагрузкой. При этом ЗРУ может обеспечивать и стабилизацию напряжения на нагрузке.

В статье приведена силовая цепь импульсного преобразователя, обладающая способностью к реверсу потока энергии и возможностью работы в понижающе-повышающем режиме с высоким КПД. Показано, что использование силовой цепи этого импульсного преобразователя в ЗРУ систем электропитания КА позволит улучшить ряд их характеристик, а именно энергомассовые и надёжностные, повысить КПД и качество напряжения на выходе СЭП, снизить уровень генерируемых электромагнитных помех.

В статье приведены результаты исследований ЗРУ с силовой частью, выполненной по перспективной схеме, полученные с использованием имитационной модели и физического макета. Показано, что синтезированный закон управления позволяет обеспечить астатизм выходного напряжения и малую длительность переходных процессов. Однако установлено, что имитационная модель ЗРУ обеспечивает меньшую длительность переходных процессов в сравнении с физическим макетом. Это объясняется тем, что по причине малого временного интервала, в течение которого управляющий микроконтроллер должен выполнять операции по вычислению моментов переключения силовых транзисторов, пришлось упростить математические выражения, по которым проводятся вычисления.

Целью работы является поиск технического решения формирования сигналов управления, позволяющего отказаться от сложных математических вычислений моментов переключения силовых транзисторов в режиме реального времени. Для этого предложено предварительно произвести вычисления моментов переключения силовых транзисторов для всего диапазона передаваемой через ЗРУ мощности и для всего диапазона возможных напряжения на АБ. Полученные значения моментов переключения силовых транзисторов в виде таблиц записать в память микроконтроллера, управляющего силовой цепью ЗРУ, и использовать для целей управления. В статье рассмотрена методика получения таблиц моментов переключения силовых транзисторов ЗРУ, которые, по сути, являются цифровым двойником ЗРУ, и приведён пример таких таблиц.

Ключевые слова: система электропитания, аккумуляторная батарея, импульсный преобразователь напряжения, зарядно-разрядное устройство, цифровой двойник.

# Digital Twin Aggregated into a High-Efficiency Charge-Discharge Device of the Power Supply System of a Spacecraft

Yu. V. Krasnobaev<sup>\*</sup>, E. A. Golubev, K. V. Korshun, A. P. Yablonsky

Siberian Federal University 79, Svobodny Av., Krasnoyarsk, 660041, Russian Federation E-mail: uvkras@mail.ru

Abstract. The power supply system (PSS) of a spacecraft (SC) is one of its most critical systems. The generation of electrical energy in modern SC PSS is typically carried out by solar panels (SP). In the absence of energy generation from the SP or during periods of low energy output, the necessary electrical energy is supplied to the load from battery packs (BP) through a charge-discharge device (CDD). Usually, the CDD is connected in parallel to the output buses of the PSS and, in battery discharge mode, provides stable voltage to the load. The replenishment of energy in the BP—its charging—occurs during time intervals when the energy generated by the SP exceeds the energy consumed by the load. Additionally, the CDD can provide voltage stabilization at the load.

The article presents the power circuit of a pulse converter capable of reversing the flow of energy and operating in a buck-boost mode with high efficiency. It is shown that using the power circuit of this pulse converter in the CDD of SC power supply systems can improve several of their characteristics, namely, energy-mass and reliability metrics, enhance efficiency, and improve the quality of the output voltage of the PSS while reducing the level of generated electromagnetic interference.

The article includes research results on the CDD, with the power section designed according to a promising scheme, obtained using a simulation model and a physical prototype. It is demonstrated that the synthesized control law allows for maintaining the astatism of the output voltage and a short duration of transient processes. However, it was found that the simulation model of the CDD provides a shorter duration of transient processes compared to the physical prototype. This is explained by the fact that due to the short time interval during which the controlling microcontroller must perform calculations for switching moments of the power transistors, the mathematical expressions used for calculations had to be simplified.

The aim of the work is to find a technical solution for generating control signals that allows for the elimination of complex mathematical calculations of the switching moments of the power transistors in realtime. To achieve this, it is proposed to pre-calculate the switching moments of the power transistors for the entire range of power transmitted through the CDD and for the entire range of possible voltages on the BP. The obtained values of the switching moments of the power transistors in the form of tables should be recorded in the memory of the microcontroller controlling the power circuit of the CDD and used for control purposes.

The article discusses the methodology for obtaining tables of switching moments for the power transistors of the CDD, which essentially serve as a digital twin of the CDD, and provides an example of such tables.

*Keywords: power supply system, battery pack, pulse voltage converter, charge-discharge device, digital twin.* 

### Введение

Важнейшей служебной системой космического аппарата (КА) является система электропитания (СЭП). Она предназначена для генерации электрической энергии, её хранения и снабжения электрической энергией заданного качества целевых потребителей энергии и других служебных систем КА в течение всего срока его активного существования [1]. Генерация электрической энергии в современных СЭП КА, как правило, осуществляется солнечными батареями (СБ), а заданное качество напряжения на нагрузке обеспечивается импульсными стабилизаторами напряжения (ИСН). В случае отсутствия генерации энергии СБ или при низком уровне генерируемой энергии, необходимая электрическая энергия передаётся в нагрузку от аккумуляторных батарей (АБ) через зарядно-разрядное устройство (ЗРУ). Как правило, ЗРУ подключается параллельно выходным шинам СЭП и в режиме разряда АБ обеспечивает стабильное напряжение на нагрузке. Восполнение энергии АБ – её заряд происходит на временных интервалах, когда энергия, генерируемая СБ, превышает энергию, потребляемую нагрузкой. При этом ЗРУ может обеспечивать и стабилизацию напряжения на нагрузке [2–4].

#### Перспективное зарядно-разрядное устройство

Зарядно-разрядное устройство, по сути, является импульсным преобразователем напряжения и к нему предъявляется комплекс требований по энергомассовым характеристикам, КПД, надёжности, способности обеспечивать требуемое качество напряжения на выходе СЭП, низкому уровню генерируемых электромагнитных помех и ряду других характеристик. Возможностью обеспечить наилучшие характеристики по всему вышеперечисленному комплексу требований обладает реверсивный повышающе-понижающий импульсный преобразователь (РИП) напряжения [5–8], схема силовой цепи которого приведена на рис. 1.

Силовая цепь РИП может быть подключена стороной 1 к АБ, а стороной  $2 - \kappa$  выходным шинам СЭП. Симметрия силовой цепи РИП позволяет обеспечить реверс потока энергии при соответствующем изменении алгоритма переключения силовых ключей РИП, выполненных на транзисторах  $VT_1 - VT_4$ , и обеспечить как заряд АБ, так и стабилизацию выходного напряжения СЭП при разряде АБ. Таким образом, один комплект электрорадиоэлементов обеспечивает оба режима работы ЗРУ и существенно повышает энергомассовые характеристики ЗРУ [7; 8]. Кроме того, малое количество электрорадиоэлементов в составе РИП улучшает показатели его надёжности.

Высокий КПД этого преобразователя, в ряде режимов превышающий 99 %, обеспечивается за счёт способа управления силовыми транзисторами [5; 6], названного его авторами новой стратегией модуляции.



Рис. 1. Схема силовой цепи реверсивного импульсного преобразователя (РИП)

Fig. 1. Circuit diagram of the reversible pulse converter (RPC)

Новая стратегия коммутации транзисторов преобразователя, предложенная в [5; 6], позволяет сочетать достоинства преобразователей с ШИМ в части хороших регулировочных характеристик, и резонансных преобразователей в части обеспечения высокого КПД. Новая стратегия коммутации состоит в том, что каждой из пар транзисторов  $VT_1 - VT_2$  и  $VT_3 - VT_4$  формируется задержка включения транзистора относительно момента включения транзистора пары на величину t<sub>зад.</sub>. Эта задержка включения транзистора пары внешне похожа на «мёртвое» время, необходимое для устранения сквозных токов в аналогичных транзисторных стойках инверторов [9], однако её назначение иное. После выключения одного из транзисторов пары начинается колебательный процесс в LC-контуре, образованном индуктивностью дросселя L и паразитными емкостями Coss силовых транзисторов. По истечении времени tзад. происходит разряд паразитной емкости C<sub>ass</sub> выключенного транзистора, смена знака напряжения на этом транзисторе и отпирание технологического диода транзистора. При этом напряжение на транзисторе равно напряжению на открытом технологическом диоде и не превышает один вольт. При этом напряжении и происходит включение транзистора без динамических потерь в режиме «мягкой коммутации». Выключение транзистора при напряжении близком к нулю в режиме «мягкой коммутации» обеспечивается разряженной паразитной емкостью Coss включенного транзистора [10]. Обеспечение режимов «мягкой коммутации» транзисторов позволяет снизить уровень электромагнитных помех, генерируемых РИП, и повысить надёжность за счёт снижения тепловых нагрузок на транзисторы.

Требуемое качество напряжения на выходе РИП, а именно малая длительность переходных процессов и астатизм выходного напряжения, обеспечивается за счёт синтеза широтноимпульсного закона управления силовыми транзисторами РИП с использованием разработанного метода приведения системы с ШИМ к системе с АИМ [11]. Этот метод позволяет применить полиномиальные уравнения синтеза и обеспечить в РИП минимально возможную длительность переходных процессов и астатизм выходного напряжения [12; 13].

На рис. 2 и 3 приведены временные диаграммы тока  $i_L$  дросселя L РИП и сигналов управления  $U_{y,VT1} - U_{y,VT4}$  транзисторами VT<sub>1</sub> – VT<sub>4</sub>, соответственно. Различие рисунков в том, что на рис. 2 показаны временные диаграммы при работе РИП в режиме передачи большой мощности, а на рис. 3 – в режиме передачи малой мощности. При работе РИП момент времени  $t_1$  изменяется по синтезированному закону ШИМ, момент времени  $t_2$  вычисляется по математическим выражениям, а момент времени  $t_3$  задаётся компаратором, который срабатывает в момент равенства тока  $i_L$  дросселя L значению  $-I_0$  обратного тока дросселя L. Этот обратный ток  $I_0$  дросселя имеет отрицательное значение и замыкается через открытые транзисторы VT<sub>2</sub> и VT<sub>4</sub> на интервале времени  $t_3 - T$ . Этот ток дросселя L обратного направления несколько снижает КПД РИП из-за статических потерь в транзисторах и самом дросселе, но он позволяет обеспечить процесс перезаряда паразитных емкостей  $C_{oss}$  транзисторов и исключить динамические потери. Величина этого тока определяется условием [5; 6]:

$$\left|\mathbf{I}_{0}\right| \ge \max(U_{1.\max}, U_{2.\max}) \sqrt{C_{\text{oss}}/L},\tag{1}$$

где  $U_{1,\max}$  и  $U_{2,\max}$  – соответственно максимально возможные значения напряжений на стороне *I* и стороне *2* ЗРУ, а *L* – индуктивность дросселя *L*.

Для проверки синтезированного закона управления разработана имитационная модель РИП. В модели РИП момент времени  $t_1$  изменяется согласно синтезированному закону ШИМ, момент времени  $t_2$  вычисляются по математическим выражениям с использованием графоаналитического способа решения уравнений, а момент времени  $t_3$  задаётся компаратором, который срабатывает в момент равенства тока  $i_L$  дросселя L значению  $-I_0$  обратного тока дросселя L.

Временные диаграммы, иллюстрирующие переходные процессы в РИП, полученные при компьютерном моделировании, приведены на рис. 4. Частота преобразования в РИП выбрана равной 50 кГц, ёмкость конденсатора выходного фильтра равна 500 мкФ, а его внутреннее активное сопротивление равно 0,006 Ом. Напряжение на АБ (сторона *1*) принято равным 65 В,

а на выходе ИПН (сторона 2) – 100 В. На временных диаграммах (сверху вниз) показаны напряжение  $U_{\text{BbIX}}$  на выходе ИПН, ток  $i_L$  дросселя ИПН и ток  $i_H$  нагрузки.

Из анализа временных диаграмм следует, что новый установившийся режим наступает через 100 мкс и отсутствует статическая ошибка стабилизации напряжения.



Рис. 2. Временные диаграммы тока *i*<sub>L</sub> дросселя РИП и сигналов управления транзисторами в режиме передачи большой мощности

Fig. 2. Timing diagrams of the inductor current  $i_L$  of the RPC and control signals for the transistors in high power transfer mode



Рис. 3. Временные диаграммы тока *i*<sub>L</sub> дросселя РИП и сигналов управления транзисторами в режиме передачи малой мощности

Fig. 3. Timing diagrams of the inductor current  $i_L$  of the RPC and control signals for the transistors in low power transfer mode



Рис. 4. Временные диаграммы, иллюстрирующие переходные процессы в РИП

Fig. 4. Timing diagrams illustrating the transient processes in the RPC

Для проверки возможности практической реализации рассматриваемого РИП изготовлен его физический макет с управлением от микроконтроллера. Силовая часть макета РИП выполнена в соответствие со схемой, приведённой на рис. 1, и имеет следующие параметры: индуктивность дросселя L = 8 мкГн, ёмкость выходного конденсатора C = 1000 мкФ, период преобразования T = 20 мкс. Напряжение на выходе РИП  $U_{BbIX} = 50$  В, а на входе –  $U_{BX} = 45$  В. В макете РИП микроконтроллер на каждом периоде преобразования производит вычисление момента времени  $t_1$ (изменяется согласно синтезированному закону ШИМ) и момента времени  $t_2$  (вычисляются по математическим выражениям с использованием уравнений, описывающих траекторию изменения тока дросселя L [14]). Момент времени  $t_3$  задаётся компаратором, который срабатывает в момент равенства тока  $i_L$  дросселя L значению  $-I_0$  обратного тока дросселя L. Осциллограммы, иллюстрирующие работу макета РИП, приведены на рис. 5. На осциллограммах (сверху вниз) показаны напряжение  $U_{BbIX}$  на выходе ИПН (масштаб – 500 мВ/дел.), ток  $i_L$  дросселя РИП (масштаб – 10 А/дел.) и ток  $i_H$  нагрузки (2 А/дел.) при ступенчатом увеличении тока нагрузки. На рис. 5, a выбран масштаб по оси времени 250 мкс/дел., а на рис. 5,  $\delta - 25$  мкс/дел.



Рис. 5. Осциллограммы, иллюстрирующие работу макета РИП Fig. 5. Oscillograms illustrating the operation of the RPC prototype

Сравнение результатов моделирования переходных процессов в модели РИП, приведённых на рис. 4, и результатов экспериментальных исследований переходных процессов в макете РИП показало, что в обоих случаях обеспечивается астатизм выходного напряжения РИП. Однако длительность переходного процесса от момента возмущения до момента перехода к установившемуся режиму в макете РИП существенно выше. Это объясняется тем, что для выполнения вычислительных процедур в макете РИП отводится интервал времени от момента времени  $t_{3,\max}$  до момента времени T (см. рис. 2). Этот интервал времени, при выбранных периоде преобразования T = 20 мкс и  $t_{3,\max} = 0,9$  T, равен 2 мкс. По причине малой длительности этого временного интервала пришлось упростить математические выражения, согласно которым производится вычисление моментов времени  $t_1$  и  $t_2$ . Это и привело к увеличению длительности переходного процесса и амплитуды отклонения выходного напряжения РИП.

В связи с чем актуальным можно считать поиск решения, позволяющего за малые интервалы времени определять точные значения моментов времени  $t_1$  и  $t_2$ , в соответствие с которыми и производить переключения транзисторов [15]. В качестве варианта решения этой задачи можно рассмотреть предварительное вычисление моментов времени  $t_1 - t_3$ , при которых на выход РИП передаётся некоторая величина мощности Р, усреднённая за период преобразования Т. При этом должна быть получена система таблиц, в которых величина Р изменяется с некоторым шагом и для каждого её значения в таблице приведены моменты времени  $t_1 - t_3$ . Кроме пошагового изменения величины мощности Р, в таблицах должно производиться пошаговое изменение напряжения на АБ, т. е. на стороне / РИП. Пошаговое изменение напряжения на АБ должно охватывать весь допустимый диапазон изменения напряжения АБ. Расчёт значений моментов времени  $t_1$ ,  $t_2$ , и  $t_3$  производится для параметров силовой цепи РИП, а именно индуктивности L дросселя L, периода преобразования T и принятой величины  $-I_0$  обратного тока дросселя L. Такая система табличных данных отражает процессы в РИП и по сути является цифровым двойником РИП. Поскольку этот цифровой двойник (ЦД) планируется занести в память микроконтроллера, управляющего РИП, то он подпадает под определение агрегатируемого цифрового двойника.

Ниже рассмотрена методика получения цифрового двойника РИП и приведён пример ЦД.

Временные диаграммы тока  $i_L$  дросселя РИП и сигналов управления его транзисторами в режимах, когда через РИП передаётся большая и малая мощности, приведены на рис. 2 и рис. 3 соответственно. Скорости  $I'_1$ ,  $I'_2$  и  $I'_3$  изменения тока  $i_L$  дросселя РИП для временных интервалов  $t_0 - t_1$ ,  $t_1 - t_2$  и  $t_2 - t_3$ , производятся соответственно по выражениям [14]:

$$I'_{1} = U_{L.1} / L = U_{1} / L,$$
<sup>(2)</sup>

$$I'_{2} = U_{L,2} = (U_{1} - U_{2}) / L,$$
(3)

$$I'_{3} = U_{L,3} / L = -U_{2} / L, \tag{4}$$

где  $U_1$  и  $U_2$  – напряжение на сторонах I и 2 РИП соответственно, а L – индуктивность дросселя РИП. В [14] с использованием выражений (2)–(4), определены токи  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$  дросселя L в моменты времени  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$  соответственно:

$$I_1 = I'_1 t_1 = U_1 t_1 / L, (5)$$

$$I_2 = I_1 + I'_2(t_2 - t_1) = I_1 + (U_1 - U_2)(t_2 - t_1) / L,$$
(6)

$$I_3 = I_2 + I'_3(t_3 - t_2) = I_2 - U_2(t_3 - t_2) / L.$$
(7)

Момент времени  $t_2$ , который обеспечивает достижение значения тока  $i_L$  дросселя равного току  $-I_0$  в момент времени  $t_{3,max}$ , определяется по выражению

$$t_2 = U_2(t_{3,\max} - t_1) / U_1, \tag{8}$$

а момент времени  $t_b$ , в который ток  $i_L$  дросселя равен нулю определяется как

$$t_b = t_3 + I_0 / I'_3 = t_3 + I_0 U_2 / L.$$
(9)

Передача энергии на сторону 2 происходит на интервале времени от  $t_1$  до  $t_{3,max}$ . Площади фигур, обозначенные на рис. 2 как  $Q_2$  и  $Q_3$ , соответствуют заряду, передаваемому за период T на сторону 2, а площадь фигуры, обозначенной на рис. 2 как  $Q_4$ , соответствуют заряду, отбираемому за период T со стороны 2. Заряды  $Q_2$ ,  $Q_3$  и  $Q_4$ , полученные с использованием выражений (5)–(9), определяются как

$$Q_2 = (I_1 + I_2)(t_2 - t_1) / 2, \tag{10}$$

$$Q_3 = (t_b - t_2)I_2 / 2, \tag{11}$$

$$Q_4 = (t_3 - t_b)I_0 / 2. \tag{12}$$

Суммарный заряд, передаваемый РИП на сторону 2 за период T, определяется как

$$Q_{\text{nep.2}} = Q_2 + Q_3 - Q_4. \tag{13}$$

Энергия, передаваемая РИП за период T на сторону 2 определяется выражением

$$W_T = Q_{\text{nep.}2} U_2, \tag{14}$$

а мощность на стороне 2 РИП определяется как

$$P_2 = W_T / T. \tag{15}$$

В режиме передачи малой мощности (см. рис. 3) момент времени  $t_2$  зависит от момента времени  $t_1$  и соответствует моменту равенства тока  $I_2$  току  $I_0$ . В этом режиме ток дросселя изменяется в соответствие с временными диаграммами, приведенными на рис. 3, *a*, скорости нарастания и спада тока дросселя определяются выражениями (2), (3) и (4). Вычисляется этот момент по выражению:

$$t_2 = (2I_0L - t_1U_2) / (U_1 - U_2).$$
(16)

При этом регулирование мощности, передаваемой ЗРУ на заряд АБ, осуществляется только смещением момента времени  $t_1$  переключения правой пары транзисторов.

В случае, когда ток дросселя изменяется в соответствие с временными диаграммами, приведенными на рис. 3, скорости нарастания и спада тока дросселя определяются выражениями (2) и (4) соответственно, а суммарный заряд  $Q_{пер.2}$ , передаваемый за период *T* на сторону 2, определяется аналогично, как и в режиме передачи большой мощности по формулам (10) – (13).

Для определения моментов  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$ , переключения транзисторов РИП, с использованием выражений (10)–(16) был разработан алгоритм, блок-схемы которого представлены на рис. 6, 7.

Вычислительный процесс с использованием данного алгоритма происходит следующим образом: в блоке 1 вводятся исходные данные T,  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $I_0$ ,  $t_1$ , L,  $U_{\text{mar}}$ . Далее проверяется условие, что напряжение на стороне 1, меньше напряжения на стороне 2. Если оно истинно, то программа переходит к блоку 2, где однократно вызывается подпрограмма расчёта выходных параметров для режима передачи малой мощности. Подпрограмма состоит из двух блоков 10 и 11. В блоке 10 вычисляются моменты переключения транзисторов РИП, промежуточные и суммарный заряды, энергия и мощность, передаваемые на сторону 2. В блоке 11 полученные значения записываются в таблицу формата .csv. После выполнения блока 2 проверяется, что время переключения  $t_3$  меньше максимального времени переключения  $t_3$ .max. Если это условие истинно, то циклически повторяется расчёт выходных параметров для режима передачи малой мощности с увеличением времени  $t_1$  после каждой итерации цикла. Как только условие перестаёт выполняться, то в блоке 5 происходит возврат к исходному  $t_1$  и задаётся максимальный модуль разности между моментами времени  $t_1$  и  $t_2$ . Далее программа циклически выполняет расчёт выходных параметров уже для режима передачи большой мощности (блоки 6, 7, 12, 13), также увеличивая  $t_1$  после каждой итерации. Блоки 12, 13 аналогичны блокам 11, 12 за исключением того, что момент времени переключения  $t_3$  выбран фиксированным. Как только будет достигнут максимальный модуль разности между моментами времени  $t_1$  и  $t_2$ , считаем, что таблица цифрового двойника (ЦД) для текущего  $U_1$  получена и в блоке 9 происходит увеличение напряжения на стороне l на заданный шаг, после которого алгоритм получения таблицы повторяется, но уже для нового  $U_1$ .

В результате множественного запуска программы для различных значений напряжения  $U_1$  на стороне 1 РИП, изменяемых с заданным шагом, получены значения моментов  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$ , переключения транзисторов РИП, соответствующие им величины заряда Q, передаваемого на сторону 2 РИП за период Т и мощности P на стороне 2 РИП. Полученные значения моментов  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$ , заряда Q и мощности P сведены в набор таблиц, пример которых, фрагментарно для напряжения  $U_2 = 100$  В на стороне 2 РИП периода преобразования T = 20 мкс и индуктивности дросселя L = 20 мкГн представлен на рис. 8. Полный набор таких таблиц отражает процессы преобразования энергии в РИП, и, по существу, является ЦД РИП. Этот ЦД может быть использован для целей моделирования и исследования процессов в РИП, но его основное предназначение – быть встроенным в контур обратной связи РИП с целью исключения расчётов моентов времени  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$ , в которые коммутируются транзисторы РИП. Такие ЦД называются агрегатированными.



Рис. 6. Алгоритм получения таблиц для цифрового двойника

Fig. 6. Algorithm for generating tables for the digital twin



Рис. 7. Подпрограммы расчета данных при малой (а) и большой (б) передаваемой мощности

Fig. 7. Subroutines for data calculation at low (a) and high (b) transmitted power

Кроме моментов времени  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  и соответствующих им передаваемым за период T на сторону 2 заряду Q и мощности P на стороне 2, в первой таблице приведены длительности задержек  $t_{3ад.}$  включения соответствующих транзисторов пары в окрестности моментов времени  $t_1$ ,  $t_2$ и  $t_3$ . Расчёты проведены для параметров транзисторов *IRFB*4227 по методике, изложенной в [10].

					N₂	$U_{I}$ ,	$U_{I}, t_{I},$			t3,	trad.	0, t 3ac	t 300.1, t 300		t 3ad.3,	Q,	<i>P</i> ,
					п/п	B	мкс	МК	c .	икс	МКС	МКС М		МКС	МКС	мкКл	Bm
					1	75	1,00	2,4	0 2	2,80		0,21 0,18		0,21	0,21	2,63	13,13
					2	75	1,11	2,8	5 3	3,25		0,21 0,18		0,21	0,21	3,63	18,15
					3	75	1,21	3,2	5 3	,65	0,2	0,21 0,18		0,21	0,21	4,64	23,19
	Г	N₂	$U_{l}$	t).	12.	13.		1.00 0.	1200		1200 2.	1300.3.	T	Q, мкКл	P.	5,64	28,21
	•	п/п	B	МКС	МКС	MK		MKC	МКС		МКС	МКС	1		Bm		
•	ľ	1	66	1,00	1,76	2,16		0,21	0,18		0,21	0,21		1,26	6,31	80,75	403,77
		2	66	1 20	2 34	27	1	0.21	0.15	2	0.21	0.21		2 27	11.33	81,78	408,91
No	$U_{I}$ ,	t,	6	t <sub>2</sub> ,	t3,	t3, t3ad.0,		t 3ad. 1,	t 3ad. 2,		að.3,	Q,		<i>P</i> ,	16.35	82,82	414,09
п/п	В	M	кс	МКС	МКС	МКС		мкс мі		Л	икс	мкКл		Bm	21.36		
1	65	1,	00	1,71	2,11 0,21			0,18	0,21		,21	1,16	5	5,80		173,96	869,82
2	65	1,	21	2,31	2,71	0,21		0,18	0,21	0	,21	2,17	10	0,83	395.22	174,94	874,70
3	65	1,	38	2,79	3,19	3,19 0,21		0,18	0,21		,21	3,17	1:	5,86	400.33	175,88	879,39
4	65	1,	52	3,21	3,61 0,21			0,18	0,21	0	,21	4,17		0,86	405.49	176,78	883,89
78	65	5,4	43	14,38	14,78	0,21		0,11	0,15	0,15 0,21		78,96		94,79	772.43		
79	65	5,4	47	14,47	14,87	0,21		0,11	0,14	0,21		79,98	39	9,91	775 32		
80	65	5,	50	14,57	14,97	0,21		0,11	0,14	0	,21	81,01	405,07		778.01	•	
															780.50		
147	65	8,	09	15,25	18,00	0,21		0,09	0,10	0	,21	152,35	76	51,76	100,00		
148	65	8,	14	15,18	18,00	0,21		0,08	0,10	0	,21	152,86	76	54,29			
149	65	8,	19	15,10	18,00	0,21		0,08	0,10	0	,21	153,33	76	66,63			
150	65	8.	24	15.02	18,00	0.21		0.08	0.09	0	.21	153.75	76	58,77			

Рис. 8. Набор таблиц цифрового двойника РИП (фрагментарно)

Fig. 8. Set of tables for the digital twin of the RPC (fragmentary)

# Заключение

Приведены результаты исследований работы реверсивного импульсного преобразователя энергии, перспективного для применения в качестве зарядо-разрядного устройства систем электропитания космических аппаратов. С использованием моделирования процессов на ЦВМ и с использованием физического макета РИП подтверждена работоспособность РИП и достижение высокого качества стабилизируемого напряжения на выходе РИП.

При этом выявлено, что у физического макета РИП, в сравнении с моделью РИП, наблюдается большая длительность переходных процессов при стабилизации выходного напряжения. Это объясняется большим объёмом вычислений на части периода преобразования и недостаточным быстродействием управляющего микроконтроллера.

Предложено решение проблемы недостаточного быстродействия управляющего микроконтроллера путём предварительных вычислений моментов переключения транзисторов РИП для возможных режимов работы и сохранения результатов вычислений в виде системы таблиц, являющихся цифровым двойником РИП с позиций управления и передачи энергии.

Приведены алгоритм вычисления моментов переключения транзисторов и пример полученной системы таблиц.

#### Библиографические ссылки

1. Patel Mukund R. Spacecraft Power Systems. 2005, CRC Press Publ., 691 p.

2. Системы электропитания космических аппаратов / Б. П. Соустин, В. И. Иванчура, А. И. Чернышев, Ш. Н. Исляев. Новосибирск : Наука ; Сиб. издат. фирма, 1994. 318 с.

3. Краснобаев Ю. В., Кудряшов В. С., Чубарь А. В. Сравнительный анализ топологий систем электропитания космических аппаратов // Информатика и системы управления : межвуз. сб. науч. тр. / отв. ред. С. В. Ченцов. Красноярск : ГУ НИИ ИПУ, 2002. Вып. 8. С. 34–41.

4. Козлов Р. В. Оптимизация энергомассовых характеристик системы электропитания геостационарного космического аппарата : дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Козлов Роман Викторович. Томск, 2021. 183 с.

5. 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. P. 1589–1599.

6. Waffler S., Kolar J. W. Efficiency Optimization of an Automotive Multi-Phase Bi-directional DC-DC Converter // Wuhan (China): Proceedings of the 6th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference. 2009. P. 566–572.

7. Краснобаев Ю. В. Перспективы развития зарядно-разрядных устройств систем электропитания космических аппаратов // Сибирский аэрокосмический журнал. 2024. Т. 25, № 1. С. 115–125. DOI: 10.31772/2712-8970-2024-25-1-115-125.

8. Применение реверсивного повышающе-понижающего импульсного преобразователя в качестве зарядо-разрядного устройства в автономной системе электропитания / Ю. В. Краснобаев, О. В. Непомнящий, И. Е. Сазонов и др. // Радиотехника. 2023. Т. 87, № 8. С. 155–162. DOI: 10.18127/j00338486-202308-22.

9. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М. : Техносфера, 2005. 632 с.

10. Метод снижения потерь энергии в импульсном преобразователе напряжения / О. В. Непомнящий, Ю. В. Краснобаев, И. Е. Сазонов, А. П. Яблонский // Доклады Томского гос. ун-та систем упр-я и радиоэл-и. 2022. Т. 25, № 2. С. 82–90. DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-82-90.

11. Краснобаев Ю. В. Методология синтеза законов и структур устройств управления конверторами // Изв. вузов. Сер. Приборостроение. 2004. Т. 47, № 4. С. 39–48.

12. Патент № 2764783 С1 Российская Федерация, МПК Н02М 7/53862. Способ управления импульсным стабилизатором напряжения / О. В. Непомнящий, Ю. В. Краснобаев, А. П. Яблонский, И. Е. Сазонов ; заявитель и патентообладатель СФУ. № 2021118448 ; заявл. 23.06.2021 ; опубл. 21.01.2022, Бюл. № 3.

13. Патент № 2813604 С1 Российская Федерация, МПК Н02Ј 7/34. Способ управления зарядным устройством с импульсным принципом действия / Ю. В. Краснобаев, О. В. Непомнящий, И. Е. Сазонов, А. П. Яблонский ; заявитель и патентообладатель СФУ. № 2023229522 ; заявл. 24.07.2023 ; опубл. 13.02.2024, Бюл. № 5. 14. Краснобаев Ю. В., Захаров В. В., Карнаухов М. А. Анализ электромагнитных процессов в повышающе-понижающем преобразователе с возможностью реверса потока энергии и повышенным коэффициентом полезного действия // Вестник СибГАУ. 2014. Т. 455, № 3. С. 100–107.

15. Краснобаев Ю. В. Сазонов И. Е., Яблонский А. П. Интеллектуальный способ управления высокоэффективным зарядо-разрядным устройством автономного объекта // Решетневские чтения : материалы 27 Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. памяти генерал. конструк. ракет.-космич. систем акад. М. Ф. Решетнёва (08–10 ноября 2023, г. Красноярск) / СибГУ им. М. Ф. Решетнева. Красноярск, 2023. Ч. 2. С. 165–167.

# References

1. Patel Mukund R. Spacecraft Power Systems. 2005, CRC Press Publ., 691 p.

2. Soustin B. P., Ivanchura V. I., Chernyshev A. I., Islyaev Sh. N. Sistemy elektropitaniya kosmicheskikh apparatov [Spacecraft Power Systems]. Novosibirsk, Nauka, Sibirskaya izdatel'skaya firma Publ., 1994, 318 p.

3. Krasnobaev Yu. V., Kudryashov V. S., Chubar A. V. [Comparative analysis of spacecraft power system topologies]. *Informatika i sistemy upravleniya. Mezhvuz. sb. nauch. Trudov* [Informatics and Control Systems. Interuniversity collection of scientific papers]. Krasnoyarsk, 2002, Iss. 8, P. 34–41 (In Russ.).

4. Kozlov R. V. *Optimizatsiya energomassovykh kharakteristik sistemy elektropitaniya geostatsionarnogo kosmicheskogo apparata. Kand. Diss.* [Optimization of the energy-mass characteristics of the power supply system of a geostationary spacecraft. Cand. diss.]. Tomsk, 2021, 183 p.

5. 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, P. 1589–1599.

6. Waffler S., Kolar J. W. Efficiency Optimization of an Automotive Multi-Phase Bi-directional DC-DC Converter. *Proceedings of the 6th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*. Wuhan, China, 2009, P. 566–572.

7. Krasnobaev Yu. V. [Prospects for the development of charge-discharge devices for spacecraft power systems]. *Siberian Aerospace Journal*. 2024, Vol. 25, No. 1, P. 115–125 (In Russ.). DOI: 10.31772/2712-8970-2024-25-1-115-125.

8. Application of a reversible buck-boost switching converter as a charge-discharge device in an autonomous power supply system. *Radiotekhnika*. 2023, Vol. 87, No. 8, P. 155–162. DOI: 10.18127/j00338486-202308-22.

9. Meleshin V. I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* [Transistor Converter Technology]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2005, 632 p.

10. Nepomnyashchiy O. V., Krasnobaev Yu. V., Sazonov I. E., Yablonskiy A. P. [A method for reducing energy losses in a switching voltage converter]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*. 2022, Vol. 25, No. 2, P. 82–90 (In Russ.). DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-82-90.

11. Krasnobaev Yu. V. [Methodology for synthesizing laws and structures of converter control devices]. *Izvestiya vuzov. Seriya Priborostroenie*. 2004, Vol. 47, No. 4, P. 39–48 (In Russ.).

12. Nepomnyashchiy O. V., Krasnobaev Yu. V., Yablonskiy A. P., Sazonov I. E. *Sposob upravleniya impul'snym stabilizatorom napryazheniya* [Method for controlling a switching voltage regulator]. Patent RF No. 2764783 C1, 2022.

13. Krasnobaev Yu. V., Nepomnyashchiy O. V., Sazonov I. E., Yablonskiy A. P. *Sposob upravleniya zaryadnym ustroystvom s impul'snym printsipom deystviya* [Method for controlling a pulse-based charging device]. Patent RF, No. 2813604 C1, 2024.

14. Krasnobaev Yu. V., Zakharov V. V., Karnaukhov M. A. [Analysis of electromagnetic processes in a step-up-step-down converter with the possibility of reversing the energy flow and increased efficiency]. *Vestnik SibGAU*. 2014, Vol. 455, No. 3, P. 100–107 (In Russ.). 15. Krasnobaev Yu. V., Sazonov I. E., Yablonskiy A. P. [Intelligent control method for a highly efficient charge-discharge device of an autonomous object]. *Reshetnevskiye chteniya. Materialy* 27 Mezhdunarodnoy nauchno-prakticheskoy konferentsii, posvyashchennoy pamyati general'nogo konstruktora raketno-kosmicheskikh sistem akademika M. F. Reshetneva [Reshetnev readings. Proc. 27th Int. Sci.-Pract. Conf. Dedicated to the Memory of Academician M. F. Reshetnev, General Designer of Rocket and Space Systems]. Krasnoyarsk, 08–10 November 2023, Part 2, P. 165–167 (In Russ.).

© Краснобаев Ю. В., Голубев Е. А., Коршун К. В., Яблонский А. П., 2025

Краснобаев Юрий Вадимович – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры систем автоматики, автоматического управления и проектирования; Сибирский федеральный университет. E-mail: uvkras@mail.ru. https://orcid.org/0000-0002-0265-7714.

Голубев Евгений Александрович – студент; Сибирский федеральный университет. E-mail: evgeniy\_golubev@internet.ru. https://orcid.org/0009-0007-9073-1139.

Коршун Кирилл Викторович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры вычислительной техники; Сибирский федеральный университет. E-mail: kkorshun@sfu-kras.ru. https://orcid.org/0009-0003-9835-6653.

**Яблонский Алексей Павлович** – старший преподаватель кафедры вычислительной техники; Сибирский федеральный университет. E-mail: ayablonskiy@sfu-kras.ru . https://orcid.org/0009-0008-2986-8651.

Krasnobaev Yurii Vadimovich – Dr. Sc., Professor, Professor of the Department of Automatic, of Automatic control and engineering; Siberian Federal University. E-mail: uvkras@mail.ru. https://orcid.org/0000-0002-0265-7714.

**Golubev Evgeny Alexandrovich** – student; Siberian Federal University. E-mail: evgeniy\_golubev@internet.ru. https://orcid.org/0009-0007-9073-1139.

Korshun Kirill Viktorovich – Dr. Sc, Associate professor; Siberian Federal University. E-mail: kkorshun@sfu-kras.ru. https://orcid.org/0009-0003-9835-6653.

Yablonsky Alexey Pavlovich – Senior Lecturer at the Department of Computer Science; Siberian Federal University. E-mail: ayablonskiy@sfu-kras.ru. https://orcid.org/0009-0008-2986-8651.

Статья поступила в редакцию 14.03.2025; принята к публикации 14.05.2025; опубликована 30.06.2025 The article was submitted 14.03.2025; accepted for publication 14.05.2025; published 30.06.2025

> Статья доступна по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 The article can be used under the Creative Commons Attribution 4.0 License