

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы
Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 621.314:681.586.7:004.942
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-69-79>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Математическая модель DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC

А.И. Лавренов[@],
В.К. Битюков

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия
[@] Автор для переписки, e-mail: lavrenov@mirea.ru

Резюме

Цели. DC/DC-преобразователь, построенный по топологии SEPIC, является униполярным электронным устройством, которое обеспечивает преобразование входного положительного напряжения в стабилизированное выходное напряжение той же полярности с возможностью его регулирования как ниже входного напряжения, так и выше. Цель статьи – выполнить анализ DC/DC-преобразователя в обеих фазах его работы. Для каждой из фаз необходимо составить эквивалентные схемы и получить характеризующие дифференциальные уравнения с помощью правил Кирхгофа. Каждую систему дифференциальных уравнений нужно привести к виду Коши для дальнейшего преобразования в предельную непрерывную математическую модель, а каждую систему уравнений преобразовать в матричный вид и впоследствии объединить в единую матричную систему.

Методы. Задача построения предельной непрерывной математической модели решена с использованием правил Кирхгофа. Для компьютерного моделирования была применена программа *Multisim*. Это позволило сопоставить результаты расчета постоянных токов и напряжений и моделирования.

Результаты. Показано, что фазовые координаты математической модели стремятся к значениям реальных токов и напряжений преобразователя при частоте коммутации силового ключа более 200 кГц. Установлено достаточно хорошее соответствие расчетных значений токов и напряжений и их значений, полученных с помощью моделирования (при вариации коэффициента заполнения и частоты коммутации).

Выводы. Полученная предельная непрерывная математическая модель DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC, позволяет оценить зависимость токов, протекающих через обмотки дросселей, и напряжения на конденсаторах от ряда параметров. Предельная непрерывная математическая модель DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC, является базой его схемотехнического проектирования и физико-математического анализа.

Ключевые слова. DC/DC-преобразователь, понижающе-повышающий преобразователь, эквивалентная схема, топология SEPIC, предельная непрерывная математическая модель, правила Кирхгофа, система дифференциальных уравнений, форма Коши, моделирование

• Поступила: 09.04.2023 • Доработана: 06.05.2023 • Принята к опубликованию: 31.11.2023

Для цитирования: Лавренов А.И., Битюков В.К. Математическая модель DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):69–79. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-69-79>

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Mathematical model of a DC/DC converter based on SEPIC topology

Aleksey I. Lavrenov[@],
Vladimir K. Bityukov

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

[@] Corresponding author, e-mail: lavrenov@mirea.ru

Abstract

Objectives. A DC/DC converter based on SEPIC topology is a unipolar electronic device which converts an input positive voltage into a stabilized output voltage of the same polarity. It also has the ability to regulate polarity both below and above the input voltage. The aim of the paper is to analyze the DC/DC converter in its both operation phases, as well as to draw up equivalent circuits and obtain characterizing differential equations using Kirchhoff's rules for each phase. Each system of differential equations is reduced to Cauchy equations, in order to be further transformed into a limiting continuous mathematical model. Each system of equations is converted into a matrix form and subsequently combined into a single matrix system.

Methods. The construction of a limiting continuous mathematical model was accomplished using Kirchhoff's rules. *Multisim* software was used for the computer simulation, thus enabling the calculated results of direct currents and voltages to be compared to those of the simulation.

Results. Results show that the phase coordinates of the mathematical model tend towards the values of real currents and voltages of the converter at a switching frequency higher than 200 kHz. Fairly good agreement is established between the calculated values of currents and voltages and the values obtained by simulation (with varying fill factor and switching frequency).

Conclusions. The resulting limiting continuous mathematical model of the DC/DC converter based on SEPIC topology allows for an estimation of the dependence of the currents flowing through the inductor windings and the voltages across the capacitors on a number of parameters. The limiting continuous mathematical model of the DC/DC converter based on SEPIC topology is the basis for its circuit design and physical-and-mathematical analysis.

Keywords: DC/DC converter, buck-boost converter, equivalent circuit, SEPIC topology, limiting continuous mathematical model, Kirchhoff's rules, system of differential equations, Cauchy form, simulation

• Submitted: 09.04.2023 • Revised: 06.05.2023 • Accepted: 31.11.2023

For citation: Lavrenov A.I., Bityukov V.K. Mathematical model of a DC/DC converter based on SEPIC topology. *Russ. Technol. J.* 2024;12(1):69–79. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-69-79>

Financial disclosure: The authors have no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Особенностью построения современных радио-электронных устройств является переход от сетевого электропитания к автономному. Это характерно для наукоемких устройств во многих сферах жизнедеятельности, средствах связи, персональных компьютерах, измерительных устройствах и т.д. Традиционно автономные устройства широко применяются в авиационной, медицинской и космической технике, первичными источниками энергии в этих сферах являются литий-ионные батареи, перезаряжаемые аккумуляторы, топливные

элементы, солнечные батареи и др. [1–3]. Каждый из этих источников энергии формирует напряжение, которое в значительной степени изменяется во времени, что предопределяет необходимость использования DC/DC-преобразователей в устройствах энергообеспечения [4]. Большинство DC/DC-преобразователей, которые предлагают производители электронной компонентной базы, являются либо повышающими, либо понижающими, либо полярно-инвертирующими. Лишь малое их число совмещают в себе функции повышения и понижения выходного напряжения относительно входного и его стабилизацию [5, 6].

Известно, что эффективными понижающе-повышающими DC/DC-преобразователями являются устройства, построенные по топологиям SEPIC, Cuck и Zeta [7]. Высокие КПД преобразователей и стабильность их выходного напряжения, а также необходимость малых массогабаритных параметров определяют жесткие требования к проектированию таких преобразователей. Комплексный подход к разработке достигается применением предельной непрерывной математической модели (ПНММ) DC/DC-преобразователя, схемотехнического моделирования и экспериментального исследования.

Математический вывод и описание методики построения ПНММ с периодическим высокочастотным изменением структуры представлены в [8, 9]. В [10–12] приведены примеры использования этой методики на базовых преобразователях повышающего, понижающего и полярно-инвертирующего типов, а также анализ их ПНММ. В [13, 14] получена ПНММ понижающе-повышающего преобразователя, построенного по топологии Cuck. Рассматриваемые предельные непрерывные модели являются системами, фазовые траектории которых непрерывны, что характерно для реальных технических устройств. Предельность же системы заключается в том, что при уменьшении периода точность фазовых траекторий системы в большей степени описывает свойства моделируемого объекта.

Впервые разработанная и исследованная ПНММ DC/DC-преобразователя Zeta была предложена в [15, 16]. Аналитические уравнения, позволяющие определить пульсации Zeta-преобразователя и выполнить их анализ, изложены в [17].

К сожалению, до настоящего времени ПНММ DC/DC-преобразователя SEPIC не разработана, поэтому целью работы являются ее разработка и исследование.

СХЕМОТЕХНИКА

Топологии SEPIC, Cuck и Zeta понижающе-повышающих DC/DC-преобразователей реализуются практически на одинаковой электронной компонентной базе, но из-за различий в коммутации имеют свои особенности [18].

В работе DC/DC-преобразователей SEPIC (рис. 1), также как и в других преобразователях, традиционно выделяют две фазы работы, определяемые состоянием силового транзистора VT1 [19].

Первая фаза работы преобразователя SEPIC реализуется при полностью открытом транзисторе VT1 и называется фазой накопления. В этой фазе происходит накопление энергии в магнитном поле дросселей L1 и L2, причем дроссель L1 накапливает

энергию в виде электромагнитного поля от входного тока, протекающего через обмотку дросселя, а дроссель L2 – от напряжения на конденсаторе C1. В течение этой фазы, конденсатор C2 разряжается на нагрузку, тем самым формируя выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$.

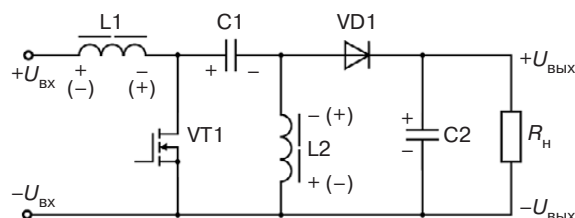


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема DC/DC-преобразователя понижающе-повышающего типа, выполненного по топологии SEPIC.

$U_{\text{ВХ}}$ – входное напряжение преобразователя, R_H – сопротивление. Здесь и на следующих рисунках обозначения элементов схем соответствуют обозначениям, принятым в ГОСТ 2.710-81¹.

Вторая фаза работы преобразователя SEPIC реализуется при закрытом силовом транзисторе VT1 и называется фазой разрядки. Энергия, накопленная в магнитном поле дросселей L1 и L2, расходуется на зарядку конденсаторов C1 и C2.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Для разработки ПНММ преобразователя SEPIC необходимо описать каждую фазу работы преобразователя системами дифференциальных уравнений в форме Коши. Для записи этих систем уравнений целесообразно воспользоваться правилами Кирхгофа. Для того, чтобы в уравнениях контуров каждой фазы работы DC/DC-преобразователя присутствовали переменные токи, протекающие через обмотки дросселей L1 и L2, необходимо представить дроссели в виде последовательно включенных резисторов R1 и R2, которые характеризуют омическое сопротивление дросселей, и индуктивностей L1 и L2.

На рис. 2 показана эквивалентная схема первой фазы работы преобразователя, где входной источник питания обозначен как E, дроссели представлены в виде эквивалентных схем. Как видно из рис. 2, все узлы схемы соединены между собой только проводниками, поэтому их можно объединить в один узел.

¹ ГОСТ 2.710-81. Межгосударственный стандарт. Единая система конструкторской документации. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах. М.: Издательство стандартов; 1985. [GOST 2.710-81. Interstate Standard. Unified system for design documentation. Alpha-numerical designations in electrical diagrams. Moscow: Izd. Standartov; 1985 (in Russ.).]

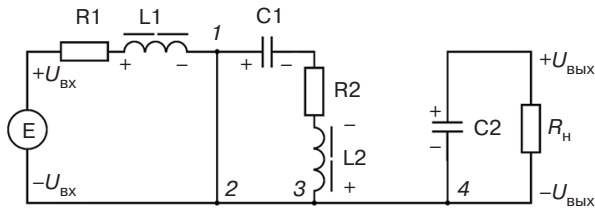


Рис. 2. Эквивалентная схема SEPIC-преобразователя, работающего в фазе накопления энергии

На рис. 3 представлена эквивалентная схема второй фазы работы преобразователя, на которой видно, что узлы 1, 3 и 2, 4 также соединены между собой только проводниками. Поэтому их можно объединить попарно в два узла. Целесообразно объединить узлы в схемах на рис. 2 и 3 и обозначить на них контуры (рис. 4 и 5). При помощи контуров и узлов, показанных на рис. 4 и 5, можно по правилам Кирхгофа записать уравнения токов и напряжений.

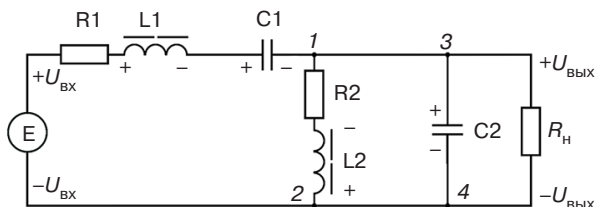


Рис. 3. Эквивалентная схема SEPIC-преобразователя, работающего в фазе передачи энергии

Первая фаза

Схема, показанная на рис. 4, имеет три ветви и один узел, поэтому по правилам Кирхгофа система дифференциальных уравнений, описывающая первую фазу работы DC/DC-преобразователя, состоит из трех уравнений, записанных согласно второму правилу Кирхгофа.

Для контуров K1, K2 и K3 (рис. 4) можно записать уравнения напряжений:

$$U_{BX} = r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt}, \quad (1)$$

$$0 = -u_{C1} - r_2 i_{L2} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt}, \quad (2)$$

$$0 = R_H i_H - u_{C2}, \quad (3)$$

где L_1 и L_2 – индуктивности дросселей; i_{L1} и i_{L2} – токи, протекающие через обмотки дросселей L1 и L2; r_1 и r_2 – омические сопротивления обмоток дросселей L1 и L2; u_{C1} и u_{C2} – напряжения на конденсаторах C1 и C2; i_H – ток, протекающий через

нагрузку с сопротивлением R_H ; U_{BX} – входное напряжение преобразователя.

Токи, протекающие через конденсаторы C1 и C2, для первой фазы определяются формулами

$$i_{L2} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt}, \quad (4)$$

$$i_H = C_2 \frac{du_{C2}}{dt}, \quad (5)$$

где C_1 и C_2 – емкость конденсаторов.

Выражая из уравнения (1) $\frac{di_{L1}}{dt}$, из уравнения (2) – $\frac{di_{L2}}{dt}$ и из уравнения (4) – $\frac{du_{C1}}{dt}$, получаем первые три уравнения в форме Коши, а подставляя ток нагрузки из формулы (5) в уравнение (3), выражаем $\frac{du_{C2}}{dt}$, тем самым получая еще одно уравнение в форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_{BX}}{L_1} - \frac{r_1}{L_1} i_{L1}, \\ \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{1}{L_2} u_{C1} - \frac{r_2}{L_2} i_{L2}, \\ \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{L2}, \\ \frac{du_{C2}}{dt} = \frac{1}{R_H C_2} u_{C2}. \end{cases} \quad (6)$$

Таким образом, уравнения (6) образуют систему дифференциальных уравнений в форме Коши (6), описывающую первую фазу работы DC/DC-преобразователя SEPIC.

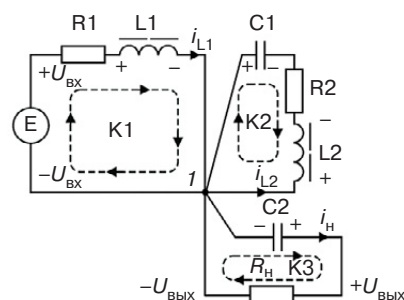


Рис. 4. Контуры на схеме SEPIC-преобразователя, работающего в фазе накопления энергии

Вторая фаза

Схема, показанная на рис. 5, имеет четыре ветви и два узла, поэтому по правилам Кирхгофа система дифференциальных уравнений, описывающая

вторую фазу работы преобразователя, будет состоять из одного уравнения по первому правилу Кирхгофа и трех уравнений – по второму. Для узла 1 можно записать уравнение токов:

$$i_H = i_{L1} + i_{L2} - i_{C2}, \quad (7)$$

а для контуров K1, K2 и K3 – уравнения напряжений в виде:

$$U_{BX} = r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - u_{C1} - r_2 i_{L2} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt}, \quad (8)$$

$$0 = -u_{C2} + r_2 i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt}, \quad (9)$$

$$0 = -R_H i_H + u_{C2}. \quad (10)$$

Формулы для токов, протекающих через конденсаторы C1 и C2, для второй фазы определяются формулами:

$$-i_{L1} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt}, \quad (11)$$

$$-i_{L2} = C_2 \frac{du_{C2}}{dt}. \quad (12)$$

Выражая $\frac{di_{L2}}{dt}$ из уравнения (9) и подставляя его в уравнение (8), получаем первые два уравнения в форме Коши. Выражая $\frac{du_{C1}}{dt}$ из формулы (12) и подставляя i_H из выражения (7) в формулу (10), получаем еще два уравнения в форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_{BX}}{L_1} - \frac{r_1}{L_1} i_{L1} + \frac{1}{L_1} u_{C1} + \frac{1}{L_1} u_{C2}, \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} u_{C2} - \frac{r_2}{L_2} i_{L2}, \\ \frac{du_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C_1} i_{L1}, \\ \frac{du_{C2}}{dt} = -\frac{1}{C_2} i_{L1} - \frac{1}{C_2} i_{L2} + \frac{1}{R_H C_2} u_{C2}. \end{cases} \quad (13)$$

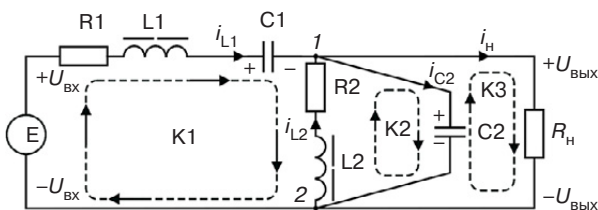


Рис. 5. Контурные на схеме SEPIC-преобразователя, работающего в фазе передачи энергии

Таким образом, уравнения (13) образуют систему дифференциальных уравнений в форме Коши, описывающую вторую фазу работы DC/DC-преобразователя SEPIC.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИСТЕМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ В ФОРМЕ КОШИ В МАТРИЧНЫЙ ВИД ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ОБОБЩЕННОЙ МАТРИЧНОЙ СИСТЕМЫ

Для удобства преобразования систем дифференциальных уравнений (6) и (13) в обобщенную ПНММ целесообразно представить их в виде коэффициентных матриц, которые умножаются на матрицу с переменными в виде токов и напряжений, так называемую матрицу \mathbf{X} фазовых координат системы. Поэтому каждую фазу работы преобразователя можно представить в виде:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \\ u_{C2} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}U,$$

где \mathbf{A} – коэффициентная матрица фазовых координат, U – внешний источник питания, \mathbf{B} – коэффициентная матрица внешнего источника, t – время.

Преобразовав системы дифференциальных уравнений (6) и (13) в коэффициентные матрицы \mathbf{A}_1 , \mathbf{B}_1 и \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_2 , получаем:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_H C_2} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & \frac{1}{R_H C_2} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

где \mathbf{A}_1 и \mathbf{A}_2 – коэффициентные матрицы фазовых координат первой и второй фазы, соответственно, а \mathbf{B}_1 и \mathbf{B}_2 – коэффициентные матрицы внешнего источника первой и второй фазы, соответственно.

Длительность работы первой фазы преобразователя определяется коэффициентом заполнения D и равняется DT , а длительность второй фазы равна $(1-D)T$, где T – период коммутации силового ключа VT1. Поэтому матрицу \mathbf{A} можно представить, как $\mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1-D)$, а матрицу \mathbf{B} – как $\mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2(1-D)$. Матрицы (15)–(18) целесообразно объединить в обобщенную систему следующим образом:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = (\mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1-D))\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2(1-D))\mathbf{U} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}.$$

Тогда матрицы \mathbf{A} и \mathbf{B} можно записать в виде:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & \frac{1-D}{L_1} & \frac{1-D}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -\frac{D}{L_2} & \frac{1-D}{L_2} \\ -\frac{1-D}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{1-D}{C_2} & -\frac{1-D}{C_2} & 0 & \frac{1}{R_H C_2} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Таким образом, система уравнений (14), (19) и (20) является ПНММ DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC.

АНАЛИЗ ПНММ

Целесообразно начать анализ ПНММ с определения постоянных токов и напряжений. Напряжения и токи реального устройства представляют собой сумму постоянной и переменной составляющих. Для упрощения схемотехнического анализа рассматриваемое устройство целесообразно исследовать в установившемся режиме, когда закончился переходный процесс. В таком случае постоянные значения токов и напряжений не зависят от времени. Это позволяет записать ПНММ для установившегося режима в следующем виде:

$$\begin{cases} -\frac{r_1}{L_1} I_{L1} + \frac{1-D}{L_1} U_{C1} + \frac{1-D}{L_1} U_{C2} = -\frac{1}{L_1} U_{BX}, \\ -\frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{D}{L_2} U_{C1} + \frac{1-D}{L_2} U_{C2} = 0, \\ -\frac{1-D}{C_1} I_{L1} + \frac{D}{C_1} I_{L2} = 0, \\ -\frac{1-D}{C_2} I_{L1} - \frac{1-D}{C_2} I_{L2} - \frac{1}{R_H C_2} U_{C2} = 0, \end{cases} \quad (21)$$

где I_{L1} , I_{L2} – постоянные токи, протекающие через обмотки дросселей $L1$ и $L2$ соответственно; U_{C1} , U_{C2} – постоянные напряжения на конденсаторах $C1$ и $C2$ соответственно. Решая систему уравнений (21), получаем формулы для определения постоянных токов и напряжений:

$$I_{L1} = \frac{-U_{BX} D^2}{(D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H)}, \quad (22)$$

$$I_{L2} = \frac{U_{BX} D^2 - U_{BX} D}{(D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H)}, \quad (23)$$

$$U_{C1} = \frac{(-U_{BX} D + U_{BX})r_2 + (2R_H U_{BX} D - R_H U_{BX} D^2 - R_H U_{BX})}{(D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H)}, \quad (24)$$

$$U_{C2} = -\frac{R_H U_{BX} D^2 - R_H U_{BX} D}{(D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H)}. \quad (25)$$

Эти уравнения можно существенно упростить, принимая, что омические сопротивления r_1 и r_2 обмоток дросселей $L1$ и $L2$ равны нулю. Тогда формулы (22)–(25) можно записать в виде:

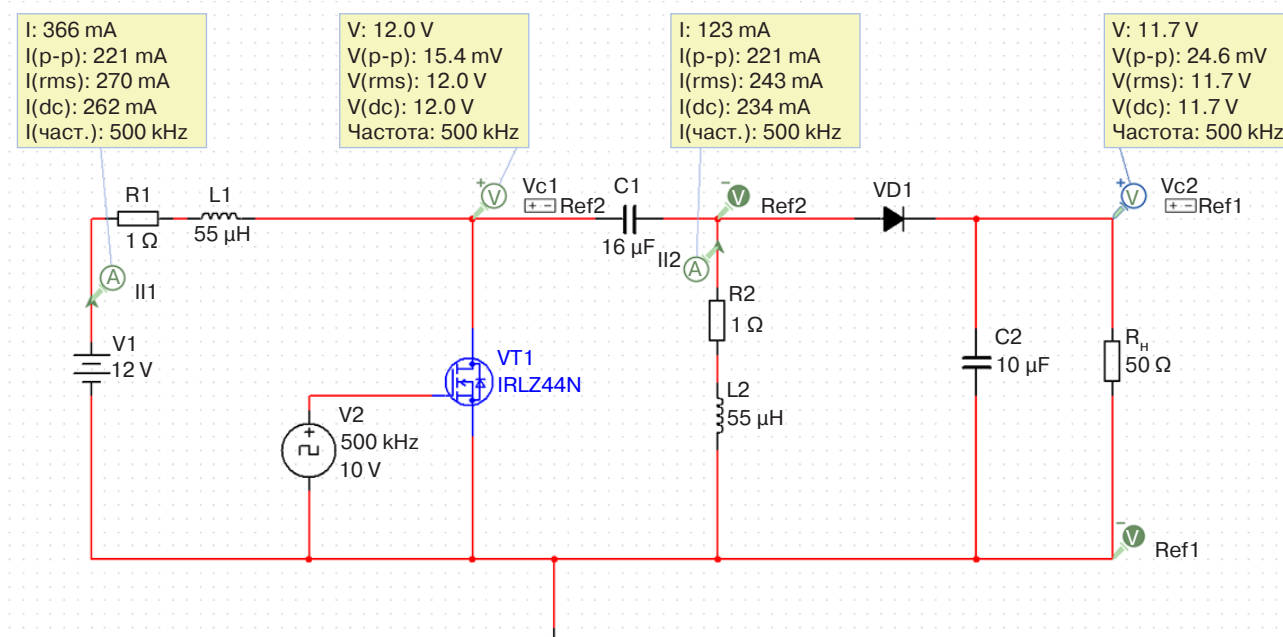


Рис. 6. Схема моделирования DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC

$$I_{L1} = \frac{U_{BX} D^2}{(D-1)^2 R_H}, \quad (26)$$

$$I_{L2} = \frac{U_{BX} D}{(1-D) R_H}, \quad (27)$$

$$U_{C1} = U_{BX}, \quad (28)$$

$$U_{C2} = \frac{U_{BX} D}{(1-D) R_H}. \quad (29)$$

Формулы (22)–(25) являются основой проектирования DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC, и позволяют рассчитать постоянные токи I_{L1} и I_{L2} , протекающие через обмотки дросселей L1 и L2, а также напряжения U_{C1} и U_{C2} на конденсаторах C1 и C2. Формулы (26)–(29) нужны для оценочного расчета преобразователя.

МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MULTISIM

Схема моделирования DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC, показана на рис. 6. Электронные элементы были выбраны из базы данных *Multisim*². В качестве силового ключа VT1 выбран MOSFET IRLZ44N (International Rectifier, США). Этот транзистор был ранее

исследован в статическом и динамическом режимах и был сопоставлен с данными из Datasheet [20, 21]. Результаты анализа показали, что модель транзистора IRLZ44N в среде *Multisim* соответствует характеристикам, приведенным в Datasheet.

Источник питания представлен в виде элемента постоянного напряжения V1. Модуляция силового ключа VT1 реализована генератором широтно-импульсной модуляции сигнала V2. Измерение постоянных составляющих токов и напряжений выполнялось пробями на схеме в режиме постоянного тока. Целесообразно отметить, что измерения проводились спустя 3–5 мс после начала моделирования, что позволяет выполнить измерение токов и напряжений в установившемся режиме исследуемого DC/DC-преобразователя.

На рис. 7 и рис. 8 представлены графики зависимостей постоянных токов и напряжений от коэффициента заполнения D . Видна явная корреляция расчетных значений, полученных с помощью ПНММ, и значений, полученных при моделировании, в диапазоне изменения коэффициента заполнения D от 0.3 до 0.7. Целесообразно отметить, что при коэффициенте заполнения D в окрестности 0.5 наблюдается наилучшее совпадение расчетных значений и значений, полученных при моделировании.

При коэффициенте заполнения $D = 0.5$ разница между расчетными значениями и результатами моделирования для токов, протекающих через обмотки дросселей, составляла 12 и 16 мА при расчетном значении I_{L1} и I_{L2} , равном 250 мА. Разница для напряжения на конденсаторе C2 между расчетными значениями и результатами моделирования составляет

² <https://www.ni.com/en/support/downloads/software-products/download.multisim.html#452133>. Дата обращения 09.04.2023. / Accessed April 09, 2023.

0.8 В при расчетном значении U_{C2} , равном 12.5 В. Расчетное значение напряжения $U_{C1} = 12.0$ В совпало с напряжением, полученным при моделировании.

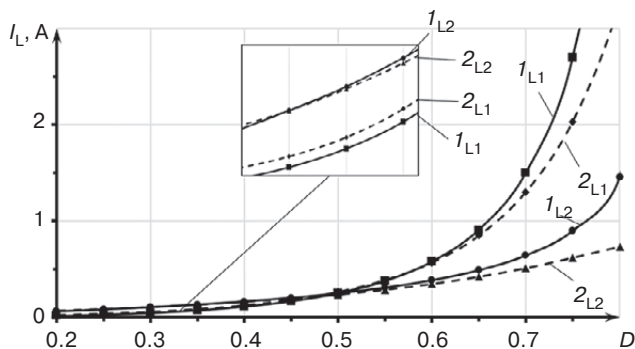


Рис. 7. Влияние коэффициента заполнения на токи, протекающие через обмотки дросселей L1 и L2: I_{L1} и I_{L2} – расчет; 2_{L1} и 2_{L2} – моделирование

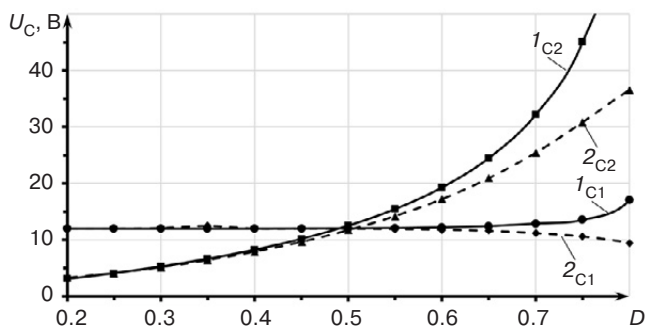


Рис. 8. Влияние коэффициента заполнения на напряжения на конденсаторах C1 и C2: 1_{C1} и 1_{C2} – расчет; 2_{C1} и 2_{C2} – моделирование

Разница между расчетным значением и значением, полученным с помощью моделирования, для тока I_{L1} при коэффициенте заполнения $D = 0.3$ составила 11 мА, а при $D = 0.7$ – составила 0.2 А. При этом расчетные значения токов I_{L1} были равны 45 мА и 1.5 А соответственно. Аналогичным образом можно отметить, что разница тока I_{L2} составила 2 мА при $D = 0.3$ и 135 мА при $D = 0.7$ для расчетного тока I_{L2} , равного 105 мА и 643 мА соответственно.

Различие расчетных и полученных при моделировании значений напряжений U_{C1} составила 0.16 В при $D = 0.3$ и 1.65 В при $D = 0.7$, причем расчетное значение постоянного напряжения U_{C1} изменялось от 11.94 В при $D = 0.3$ до 12.85 В при $D = 0.7$. Похожая зависимость свойственна и для постоянного напряжения U_{C2} . Эта разница составляла 0.13 В при расчетном значении U_{C2} , равном 5.27 В и 6.75 В – при расчетном значении U_{C2} , равном 32.1 В для $D = 0.3$ и $D = 0.7$ соответственно.

Похожие зависимости расчетных и полученных при помощи моделирования токов и напряжений свойственны и ПНММ DC/DC-преобразователя, построенного по Zeta-топологии [15–17]. Зависимости

токов I_{L1} , I_{L2} и напряжений U_{C1} , U_{C2} от частоты тоже имеют сходство в том, что расчетные значения начинают соответствовать значениям, полученным с помощью моделирования только при частоте коммутации f силового ключа VT1 выше 200 кГц. Кроме того, графики расчетных значений и полученных при помощи моделирования пересекаются в окрестности коэффициента заполнения $D = 0.5$. При увеличении или уменьшении коэффициента заполнения разница между значениями увеличивается.

Графики, представленные на рис. 9 и рис. 10, показывают, что при увеличении частоты f коммутации силового транзистора значения постоянных токов и напряжений, описываемые ПНММ, стремятся к соответствующим значениям постоянных токов и напряжений, полученным при моделировании (также, как показано в [15–17]). Это иллюстрирует предельность математической модели DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC.

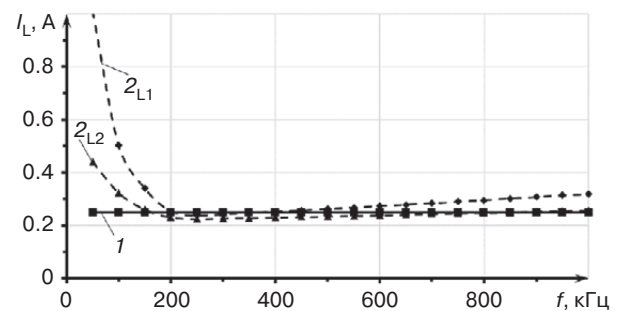


Рис. 9. Влияние частоты коммутации на токи, протекающие через обмотки первого и второго дросселя, при коэффициенте заполнения равном 0.5: 1 – расчет; 2_{L1} и 2_{L2} – моделирование

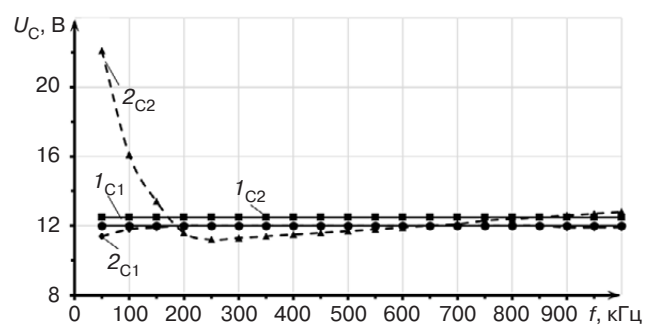


Рис. 10. Влияние частоты коммутации на напряжения на первом и втором конденсаторе при коэффициенте заполнения равном 0.5: 1_{C1} и 1_{C2} – расчет; 2_{C1} и 2_{C2} – моделирование

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Впервые получена ПНММ униполярного DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC. Приведены результаты анализа эквивалентных схем рассматриваемого преобразователя

для обеих фаз работы. С использованием правил Кирхгофа получены дифференциальные уравнения алгебраических сумм токов и напряжений в устройстве, описывающие изменение тока входного источника питания, токов, протекающих через обмотки дросселей L1 и L2, и напряжений на конденсаторах C1 и C2.

Системы дифференциальных уравнений в форме Коши, записанные для каждой фазы работы преобразователя, были преобразованы в коэффициентные матрицы. Это позволило сформулировать ПНММ DC/DC-преобразователя. На базе математической модели получены уравнения для расчета постоянных токов, протекающих через обмотки дросселей, и напряжений на конденсаторах в установившемся режиме работы преобразователя.

Выполнено сопоставление результатов расчетов при использовании полученной ПНММ и при моделировании DC/DC-преобразователя. Значения тока I_{L1} , полученные при моделировании, отличаются от расчетного значения в диапазоне от 11 мА

до 0.2 А, что соответствует процентному значению 13–24%. Аналогично для тока I_{L2} диапазон изменения значений составляет от 2 до 135 мА, что в процентном представлении соответствует диапазону 2–20%. Похожая закономерность свойственна и напряжениям U_{C1} и U_{C2} : напряжения отклоняются от расчетного от 0.16 до 1.65 В для U_{C1} и от 0.13 до 6.74 В для U_{C2} . Приведенные диапазоны соответствуют отклонениям 1–13% для U_{C1} и 3–20% для U_{C2} . Кроме этого показано, что при частотах коммутации силового ключа VT1, больших 200 кГц, наблюдаются малые расхождения расчетных значений и значений, полученных при моделировании.

ПНММ DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC, является базой его схемотехнического проектирования и физико-математического анализа.

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васюков И.В., Павленко А.В., Батищев Д.В. Обзор и анализ топологий преобразователей систем электропитания на водородных топливных элементах для беспилотных летательных аппаратов киловаттного класса мощности. *Известия вузов. Электромеханика*. 2022;65(2):19–26. <https://doi.org/10.17213/0136-3360-2022-2-19-26>
2. Antchev H., Andonov A. Simple PV battery charger without MPPT based on SEPIC converter. *Electrotechnica & Electronica (E+E)*. 2019;54(3–4):64–69. URL: <https://epluse.ceec.bg/wp-content/uploads/2019/08/20190304-04.pdf>
3. Kushwaha R., Singh B. UPF-isolated zeta converter-based battery charger for electric vehicle. *IET Electrical Systems in Transportation*. 2019;9(3):103–112. <https://doi.org/10.1049/iet-est.2018.5010>
4. Шаров И.М., Демин О.А., Судаков А.А., Ярлыков А.Д. Разработка и исследование системы бесперебойного питания в сетях с напряжением до 24 В. *Russ. Technol. J.* 2022;10(5):60–72. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2022-10-5-60-72>
5. Murthy-Bellur D., Kazimierzczuk M.K. Two-transistor Zeta-flyback DC-DC converter with reduced transistor voltage stress. *Electron. Lett.* 2010;46(10):719–720. <https://doi.org/10.1049/el.2010.3494>
6. Thirumeni M., Thangavelusamy D. Performance analysis of PI and SMC controlled zeta converter. *Int. J. Recent Technol. Eng.* 2019;8(3):8700–8706. <http://www.doi.org/10.35940/ijrte.C5242.098319>
7. Erickson R.W., Maksimović D. *Fundamentals of Power Electronics*. NY: Springer; 2020. 1084 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4>
8. Коршунов А.И. Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным периодическим изменением структуры. *Известия вузов. Приборостроение*. 2009;52(9):42–48. URL: <https://pribor.ifmo.ru/file/article/4902.pdf>
9. Коршунов А.И. Предельная непрерывная модель системы с периодическим высокочастотным изменением структуры. *Силовая электроника*. 2021;5(92):48–51.
10. Коршунов А.И. Методика построения непрерывных моделей импульсных преобразователей напряжения постоянного тока. *Компоненты и технологии*. 2006;8(61):124–130. URL: <https://kit-e.ru/powerel/metodika-postroeniya-nepreryvnyh-modelej-impulсных-preobrazovatelej-napryazheniya-postoyannogo-toka/>
11. Коршунов А.И. Повышение качества стабилизации выходного напряжения импульсного преобразователя постоянного тока. *Известия вузов. Приборостроение*. 2013;56(3):48–57. URL: <https://pribor.ifmo.ru/file/article/6176.pdf>
12. Коршунов А.И. Два подхода к анализу устойчивости стабилизаторов напряжения постоянного тока с переменной структурой силовой части. *Практическая силовая электроника*. 2017;66:12–19.
13. Коршунов А.И. Импульсный преобразователь напряжения постоянного тока по схеме Чука. *Силовая электроника*. 2017;4(67):60–66.
14. Коршунов А.И. Особенности стабилизации напряжения постоянного тока с помощью преобразователя Чука. *Практическая силовая электроника*. 2017;4(68):2–9.
15. Битюков В.К., Лавренов А.И., Малицкий Д.А. Математическая модель DC/DC преобразователя, построенного по Zeta топологии (часть 1). *Проектирование и технология электронных средств*. 2022;4:53–57.
16. Битюков В.К., Лавренов А.И., Малицкий Д.А. Математическая модель DC/DC преобразователя, построенного по Zeta топологии (часть 2). *Проектирование и технология электронных средств*. 2023;1:48–53.

17. Битюков В.К., Лавренов А.И., Малицкий Д.А. Анализ пульсаций DC/DC преобразователя, построенного по Zeta топологии, с использованием его предельной непрерывной математической модели. *Russ. Technol. J.* 2023;11(4):36–48. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-4-36-48>
18. Одинокоев А.О., Кремзуков Ю.А. Выбор топологии преобразователя постоянного напряжения. SEPIC или Zeta. *Практическая силовая электроника*. 2022;4(88):44–47.
19. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. *Схемотехника электропреобразовательных устройств*. Вологда: Инфра-Инженерия; 2023. 384 с. ISBN 978-5-9729-1439-5
20. Бабенко В.П., Битюков В.К. Имитационное моделирование процессов переключения силовых полевых транзисторов в программе Electronics Workbench. *Радиотехника и электроника*. 2019;64(2):199–205. <https://doi.org/10.1134/S0033849419020025>
21. Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С. Моделирование статических и динамических потерь в MOSFET ключах. *Российский технологический журнал*. 2018;6(1):20–39. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-1-20-39>

REFERENCES

1. Vasyukov I.V., Pavlenko A.V., Batishchev D.V. Review and Analysis of Topologies of Converters of Power Supply Systems on Hydrogen Fuel Cells for Unmanned Aerial Vehicles of Kilowatt Power Class. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Elektromekhanika = Russian Electromechanics*. 2022;65(2):19–26 (in Russ.). <https://doi.org/10.17213/0136-3360-2022-2-19-26>
2. Antchev H., Andonov A. Simple PV battery charger without MPPT based on SEPIC converter. *Electrotechnica & Electronica (E+E)*. 2019;54(3–4):64–69. Available from URL: <https://epluse.ceec.bg/wp-content/uploads/2019/08/20190304-04.pdf>
3. Kushwaha R., Singh B. UPF-isolated zeta converter-based battery charger for electric vehicle. *IET Electrical Systems in Transportation*. 2019;9(3):103–112. <https://doi.org/10.1049/iet-est.2018.5010>
4. Sharov I.M., Demin O.A., Sudakov A.A., Yarlykov A.D. Development and research of an uninterruptible power supply system in networks with voltage up to 24 V. *Russ. Technol. J.* 2022;10(5):60–72 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2022-10-5-60-72>
5. Murthy-Bellur D., Kazimierzczuk M.K. Two-transistor Zeta-flyback DC-DC converter with reduced transistor voltage stress. *Electron. Lett.* 2010;46(10):719–720. <https://doi.org/10.1049/el.2010.3494>
6. Thirumeni M., Thangavelusamy D. Performance analysis of PI and SMC controlled zeta converter. *Int. J. Recent Technol. Eng.* 2019;8(3):8700–8706. <http://www.doi.org/10.35940/ijrte.C5242.098319>
7. Erickson R.W., Maksimović D. *Fundamentals of Power Electronics*. NY: Springer; 2020. 1084 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4>
8. Korshunov A.I. Limiting continuous model of a system with high-frequency structure variation. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Priborostroenie = J. Instrument Eng.* 2009;52(9):42–48 (in Russ.). Available from URL: <https://pribor.ifmo.ru/file/article/4902.pdf>
9. Korshunov A.I. Limiting Continuous Model of System with High-Frequency Variable Structure. *Silovaya elektronika*. 2021;5(92):48–51 (in Russ.).
10. Korshunov A.I. Methodology for constructing continuous models of pulsed DC voltage converters. *Komponenty i tekhnologii = Components & Technologies*. 2006;8(61):124–130 (in Russ.). Available from URL: <https://kit-e.ru/powerel/metodika-postroeniya-nepreryvnyh-modelej-impulsnyh-preobrazovatelej-napryazheniya-postoyannogo-toka/>
11. Korshunov A.I. Improving the quality of output voltage stabilisation of a pulsed DC converter. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Priborostroenie = J. Instrument Eng.* 2013;56(3):48–57 (in Russ.). Available from URL: <https://pribor.ifmo.ru/file/article/6176.pdf>
12. Korshunov A.I. Two approaches to stability analysis of DC-DC converters with variable structure of power stage. *Prakticheskaya silovaya elektronika = Practical Power Electronics*. 2017;2(66):12–19 (in Russ.).
13. Korshunov A.I. Pulsed DC voltage converter based on Chuk scheme. *Silovaya elektronika = Power Electronics*. 2017;4(67):60–66 (in Russ.).
14. Korshunov A.I. Specifics of DC voltage stabilization by Chuk converter. *Prakticheskaya silovaya elektronika = Practical Power Electronics*. 2017;4(68):2–9 (in Russ.).
15. Bitukov V.K., Lavrenov A.I., Malitskiy D.A. Mathematical model of DC/DC converter based on Zeta topology (Part 1). *Proektirovanie i tekhnologiya elektronnykh sredstv = Design and Technology of Electronic Means*. 2022;4:53–57 (in Russ.).
16. Bitukov V.K., Lavrenov A.I., Malitskiy D.A. Mathematical model of DC/DC converter based on Zeta topology (Part 2). *Proektirovanie i tekhnologiya elektronnykh sredstv = Design and Technology of Electronic Means*. 2023;1:48–53 (in Russ.).
17. Bitukov V.K., Lavrenov A.I., Malitskiy D.A. Analysis of the DC/DC Zeta topology converter ripples by applying its limiting continuous mathematical model. *Russ. Technol. J.* 2023;11(4):36–48 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-4-36-48>
18. Odiokov A.O., Kremzov Yu.A. Selecting DC converter topology. SEPIC or Zeta. *Prakticheskaya silovaya elektronika = Practical Power Electronics*. 2022;4(88):44–47 (in Russ.).
19. Bitukov V.K., Simachkov D.S., Babenko V.P. *Skhemotekhnika elektropreobrazovatel'nykh ustroystv (Circuitry of Electrical Converter Devices)*. Vologda: Infra-Inzheneriya; 2023. 384 p. (in Russ.). ISBN 978-5-9729-1439-5

20. Babenko V.P., Bityukov V.K. Simulation of Switching of High-Power FETs Using the Electronics Workbench Software. *J. Commun. Technol. Electron.* 2019;64(2):176–181. <https://doi.org/10.1134/S1064226919020025>
[Original Russian Text: Babenko V.P., Bityukov V.K. Simulation of Switching of High-Power FETs Using the Electronics Workbench Software. *Radiotekhnika i Elektronika.* 2019;64(2):199–205 (in Russ.). <https://doi.org/10.1134/S0033849419020025>]
21. Babenko V.P., Bityukov V.K., Kuznetsov V.V., Simachkov D.S. Simulation of static and dynamic losses in MOSFET keys. *Russ. Technol. J.* 2018;6(1):20–39 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-1-20-39>

Об авторах

Лавренов Алексей Игоревич, ассистент, кафедра радиоволновых процессов и технологий Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: lavrenov@mirea.ru. SPIN-код РИНЦ 6048-5027, <https://orcid.org/0000-0001-5722-541X>

Битюков Владимир Ксенофонович, д.т.н., профессор, профессор кафедры радиоволновых процессов и технологий Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: bitukov@mirea.ru. ResearcherID Y-8325-2018, Scopus Author ID 6603797260, SPIN-код РИНЦ 3834-5360, <https://orcid.org/0000-0001-6448-8509>

About the authors

Aleksey I. Lavrenov, Assistant, Department of Radio Wave Processes and Technology, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: lavrenov@mirea.ru. RSCI SPIN-code 6048-5027, <https://orcid.org/0000-0001-5722-541X>

Vladimir K. Bityukov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: bitukov@mirea.ru. ResearcherID Y-8325-2018, Scopus Author ID 6603797260, RSCI SPIN-code 3834-5360, <https://orcid.org/0000-0001-6448-8509>