

УДК 621.314:681.586.7:004.942
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-4-36-48>



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Анализ пульсаций DC/DC-преобразователя, построенного по Zeta-топологии, с использованием его предельной непрерывной математической модели

В.К. Битюков,
А.И. Лавренов[@],
Д.А. Малицкий

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[@] Автор для переписки, e-mail: lavrenov@mirea.ru

Резюме

Цели. DC/DC-преобразователь, построенный по Zeta-топологии, 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 работы – проанализировать схемотехнику Zeta-преобразователя. Для этого необходимо решить следующие задачи: при помощи правил Кирхгофа получить системы уравнений, описывавшие работу преобразователя в режимах накопления и передачи энергии; по методике, предложенной А.И. Коршуновым, объединить системы уравнений в предельную непрерывную математическую модель преобразователя; при помощи выражений, описывающих постоянные составляющие токов и напряжений в Zeta-преобразователе, провести анализ их пульсаций и получить уравнения для их расчета; провести сравнение полученных при помощи предельной непрерывной математической модели значений токов и напряжений с результатами моделирования Zeta-преобразователя.

Методы. Задача решена при помощи правил Кирхгофа и методики получения предельной непрерывной математической модели, предложенной А.И. Коршуновым. Результаты проанализированы с использованием схемотехнического моделирования в среде *Multisim*.

Результаты. Показано, что фазовые координаты математической модели стремятся к значениям реальных токов и напряжений преобразователя при частоте коммутации силового ключа более 200 кГц. Установлено высокое соответствие расчетных значений пульсаций и их значений, полученных при моделировании (при изменении коэффициента заполнения).

Выводы. Математические модели являются основой унифицированных методик расчета любых радиоэлектронных схем. Полученная предельная непрерывная математическая модель Zeta-преобразователя позволяет оценить диапазон изменения токов, протекающих через обмотки дросселей, и напряжений на обкладках конденсаторов, их максимальные и минимальные значения при различных параметрах преобразователя, таких как частота коммутации силового ключа, коэффициент заполнения, номиналы элементов и т.д. Эта модель позволяет выполнить рациональный подбор электронной компонентной базы преобразователя.

Ключевые слова: DC/DC-преобразователь, понижающе-повышающий преобразователь, эквивалентная схема, топология Zeta, преобразователь, предельная модель, непрерывная модель, математическая модель, правила Кирхгофа, размах пульсаций

• Поступила: 28.12.2022 • Доработана: 10.02.2023 • Принята к опубликованию: 05.05.2023

Для цитирования: 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>

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

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Analysis of the DC/DC Zeta topology converter ripples by applying its limiting continuous mathematical model

Vladimir K. Bityukov,
Alexey I. Lavrenov[@],
Daniil A. Malitskiy

MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

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

Abstract

Objectives. A DC/DC Zeta topology converter represents a unipolar electronic device for converting an input positive voltage into a stabilized output voltage of the same polarity, which can be set at voltages both below and above the input voltage. The aim of this work is to analyze Zeta converter circuitry, which requires the following tasks to be solved: using Kirchhoff's Circuit Laws, obtain systems of equations describing converter operation in the phase of energy accumulation and in the phase of energy transfer; using a method proposed by A.I. Korshunov, combine the resulting systems of equations into a marginal continuous mathematical model; using expressions describing constant components of currents and voltages in Zeta converter, analyze their ripples and obtain equations for their calculation; compare the current and voltage values obtained from the continuous limiting mathematical model with the Zeta simulation results.

Methods. The tasks are solved using Kirchhoff's rules and the method for obtaining the limiting continuous mathematical model proposed by A.I. Korshunov. The results are analyzed using a circuit modelling in NI *Multisim*.

Results. It is shown that the phase coordinates of the mathematical model tend to real values of converter currents and voltages at a switching frequency of the power switch of more than 200 kHz. A strong correspondence was established between the calculated ripple values and their values obtained in the simulation (when changing the duty factor).

Conclusions. Mathematical models comprise the basis of unified calculation methods for any radio electronic circuit. The developed limiting continuous mathematical model allows a range of changes in current flowing through the choke windings and voltages on capacitor plates to be evaluated, including their maximum and minimum values for various converter parameters, such as power switch switching frequency, duty factor, element ratings, etc. Obtaining this information in turn enables the rational selection of the electronic component base of the converter.

Keywords: DC/DC converter, step-up and step-down converter, equivalent circuit, Zeta topology, converter, limiting continuous mathematical model, Kirchhoff's rules, ripple spreading

• Submitted: 28.12.2022 • Revised: 10.02.2023 • Accepted: 05.05.2023

For citation: 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. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-4-36-48>

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

DC/DC-преобразователи широко используются в автономных устройствах с батарейным питанием, таких как беспилотные летательные аппараты, пирометры, кардиостимуляторы, автомобильная электроника, роботы и т.д. [1–8]. Наличие DC/DC-преобразователя в устройстве электропитания определяет как массогабаритные параметры и КПД, так и энергоэффективность всего радиоэлектронного средства (РЭС), а значит, и время его автономной работы без подзарядки. Сложность построения таких устройств электропитания обусловлена также тенденцией использования автономными устройствами стабилизированных низковольтных напряжений. Все это предопределяет необходимость в разработке специализированных методов, алгоритмов и средств проектирования DC/DC-преобразователей.

Достаточно подробно разработаны и исследованы DC/DC-преобразователи, которые реализуют базовые топологии повышающего, понижающего и поллярно-инвертирующего типов [9, 10], а комплексные DC/DC-преобразователи, т.е. преобразователи понижающе-повышающего типа, требуют разработки методов проектирования и дополнительного исследования [2, 4, 11–13].

Создание DC/DC-преобразователей, как и других РЭС, базируется на соответствующих математических моделях, которые являются основой для единого методического подхода к разработке, проектированию и исследованию устройств. Предельные непрерывные математические модели базовых DC/DC-преобразователей предложены в [9, 14–17]. А для понижающе-повышающих DC/DC-преобразователей имеется лишь математическая модель одного преобразователя, построенного по топологии Cuck [18, 19].

Математическая модель униполярных DC/DC-преобразователей, построенных по топологии Zeta, либо по топологии SEPIC отсутствует. Надо отметить, что преобразователи SEPIC, Zeta и Cuck идентичны с точки зрения электронной компонентной базы, но со схемотехнической точки зрения они существенно различаются.

1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Для каждой непрерывной математической модели, отображающей процессы реального устройства,

можно построить фазовую плоскость, которая представляет собой совокупность точек возможных ее состояний. Точка на фазовой плоскости отражает текущее состояние модели, а при ее движении – изменение состояния. След от движения изображающей точки называется фазовой траекторией, а сама точка – фазовой координатой. Непрерывность системы означает, что в любой момент времени можно установить состояние системы, т.е. значения фазовых координат.

Математическая модель устройства позволяет получить соотношение между фазовыми координатами, которые соответствуют реальным токам и напряжениям DC/DC-преобразователя. Известно, что совпадение фазовых координат и реальных значений токов и напряжений математической модели достигается при периоде T коммутации электронного ключа, стремящегося к нулю. Такие математические модели ключевых устройств принято называть предельными [14, 15].

Униполярный Zeta-преобразователь (рис. 1), впервые предложенный в [12], в составе своей схемы имеет два дросселя $L1$ и $L2$, два конденсатора $C1$ и $C2$, электронный ключ $VT1$, обычно реализуемый полевым транзистором, и блок управления, определяющий режим работы транзистора. Дроссели $L1$ и $L2$ выполняют функцию накопления и передачи энергии посредством электромагнитной индукции, а конденсатор $C1$ присутствует в схеме для разделения входа преобразователя от его выхода. Разделительный конденсатор $C1$ также иногда называют «летающим», т.к. он выполняет функции не только разделения, но также накопления и передачи энергии между секциями преобразователя [11, 12]. Остальные электрорадиоэлементы выполняют традиционные функции.

Для DC/DC-преобразователя, как и для большинства ключевых устройств, выделяют две фазы работы. Первая фаза определяет режим накопления энергии, а вторая фаза – режим передачи энергии. Для построения математической модели необходимо составить эквивалентные схемы каждой фазы преобразователя. На основе эквивалентных схем были записаны системы уравнений, описывающие две фазы работы.

В [20] представлена только математическая модель преобразователя с одинаковыми дросселями $L1$ и $L2$. Поэтому целесообразно построить

математическую модель DC/DC-преобразователя понижающе-повышающего типа, построенного по топологии Zeta, в общем виде.

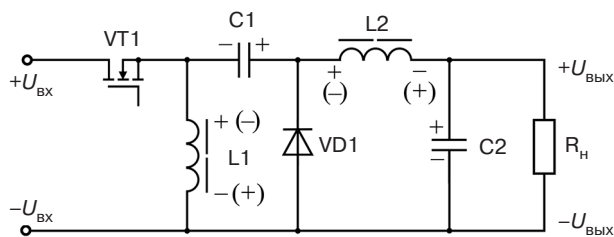


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема преобразователя понижающе-повышающего типа, построенного по топологии Zeta. $U_{ВХ}$, $U_{ВЫХ}$ – входное и выходное напряжения, R_H – нагрузочный резистор. Здесь и далее на рисунках используются обозначения, принятые в ГОСТ 2.710-81¹

По правилам Кирхгофа были составлены системы уравнений, описывающие обе фазы его работы. DC/DC-преобразователь в режиме накопления энергии (первая фаза) описывается пятью уравнениями алгебраических сумм токов и напряжений:

$$i_{ВХ} - i_{L1} - i_{L2} = 0, \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{du_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} i_{L2} - \frac{1}{R_H C_2} u_{C2}, \\ \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{L2}, \\ \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} U_{ВХ} - \frac{r_1}{L_1} i_{L1}, \\ \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{1}{L_2} u_{C1} - \frac{1}{L_2} u_{C2} - \frac{r_2}{L_2} i_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{ВХ}, \end{array} \right. \quad (2)$$

где L_1 – индуктивность дросселя L1; L_2 – индуктивность дросселя L2; C_1 – емкость конденсатора C1; C_2 – емкость конденсатора C2; R_H – сопротивление нагрузочного резистора R_H ; i_{L1} , i_{L2} – мгновенные токи, протекающие через обмотку дросселей L1 и L2; r_1 , r_2 – активные сопротивления обмоток дросселей L1 и L2; u_{C1} , u_{C2} – мгновенные напряжения на обкладках конденсаторов C1 и C2.

Уравнение (1), содержащее в себе входной ток $i_{ВХ}$, по правилам Кирхгофа необходимо для полного описания первой фазы работы преобразователя. Но учитывая,

что уравнения системы (2) не зависят от входного тока, уравнение (1) можно исключить из системы.

Система уравнений, определяющая работу преобразователя в режиме передачи энергии (вторая фаза), выглядит следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{du_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} i_{L2} - \frac{1}{R_H C_2} u_{C2}, \\ \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{L1}, \\ \frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{r_1}{L_1} i_{L1} - \frac{1}{L_1} u_{C1}, \\ \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{r_2}{L_2} i_{L2} - \frac{1}{L_2} u_{C2}. \end{array} \right. \quad (3)$$

Для построения математической модели необходимо объединить системы уравнений (2)–(3) по методике [14, 15]. Математическая модель может быть записана в виде матричной системы уравнений

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \\ u_{C2} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & 0 & -(1-D)\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{r_2}{L_2} & -D\frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ (1-D)\frac{1}{C_1} & D\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} D\frac{1}{L_1} \\ -D\frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где $\mathbf{X}$ – матрица фазовых координат системы; $\mathbf{A}$ – коэффициентная матрица фазовых координат; $\mathbf{B}$ – коэффициентная матрица внешнего источника, например входного напряжения; D – коэффициент заполнения широтно-импульсно модулированного сигнала, управляющего силовым ключом VT1.

¹ ГОСТ 2.710-81. Межгосударственный стандарт. Единая система конструкторской документации. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах. М.: Стандартинформ; 2008. [GOST 2.710-81. Unified system for design documentation. Alpha-numerical designations in electrical diagrams. Moscow: Standartinform; 2008 (in Russ.).]

Таким образом, система уравнений (4)–(6) является предельной непрерывной математической моделью DC/DC-преобразователя, построенного по топологии Zeta.

Мгновенные токи и напряжения содержат постоянную и переменную (называемую пульсацией) составляющие. Анализ математической модели показал, что определение постоянных составляющих токов I_{L1} , I_{L2} , напряжений U_{C1} , U_{C2} и их пульсаций целесообразно выполнять раздельно.

Решив систему уравнений (4)–(6) математической модели для постоянных составляющих токов I_{L1} , I_{L2} и напряжений U_{C1} , U_{C2} , получим уравнения:

$$I_{L1} = \left| \frac{U_{BX} D^2}{R_H D^2 - (r_1 + 2R_H)D + R_H} \right|, \quad (7)$$

$$I_{L2} = \left| \frac{U_{BX} D(D-1)}{R_H D^2 - (r_1 + 2R_H)D + R_H} \right|, \quad (8)$$

$$U_{C1} = \left| \frac{R_H U_{BX} D(D-1)}{R_H D^2 - (r_1 + 2R_H)D + R_H} \right|, \quad (9)$$

$$U_{C2} = \left| -\frac{U_{BX} D((r_2 + r_1 + R_H)D - (r_2 + R_H))}{R_H D^2 - (r_1 + 2R_H)D + R_H} \right|. \quad (10)$$

Используя уравнения (1), (7) и (8), можно записать уравнение для постоянной составляющей входного тока I_{BX}

$$I_{BX} = \left(\left| \frac{U_{BX} D^2}{R_H D^2 - (r_1 + 2R_H)D + R_H} \right| + \left| \frac{U_{BX} D(D-1)}{R_H D^2 - (r_1 + 2R_H)D + R_H} \right| \right) D. \quad (11)$$

Уравнения (7)–(11) являются основой для предварительного расчета преобразователя, а значит и выбора его электронной компонентной базы.

2. ПУЛЬСАЦИИ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

Мгновенные токи i_{L1} и i_{L2} , протекающие через обмотки дросселей L1 и L2, и мгновенные напряжения u_{C1} и u_{C2} на конденсаторах C1 и C2 содержат постоянную и переменную составляющие

$$\begin{aligned} i_{L1} &= I_{L1} + \delta i_{L1}, & u_{C1} &= U_{C1} + \delta u_{C1}, \\ i_{L2} &= I_{L2} + \delta i_{L2}, & u_{C2} &= U_{C2} + \delta u_{C2}, \end{aligned} \quad (12)$$

где δi_{L1} – переменная составляющая тока i_{L1} ; δi_{L2} – переменная составляющая тока i_{L2} ; δu_{C1} – переменная составляющая напряжения u_{C1} ; δu_{C2} – переменная составляющая напряжения u_{C2} .

Подставив (12) в системы уравнений (2) и (3), описывающие обе фазы работы преобразователя, получим:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d(I_{L1} + \delta i_{L1})}{dt} &= \frac{1}{L_1} U_{BX} - \frac{r_1}{L_1} (I_{L1} + \delta i_{L1}), & (13.1) \\ \frac{d(I_{L2} + \delta i_{L2})}{dt} &= -\frac{1}{L_2} (U_{C1} + \delta u_{C1}) - \frac{1}{L_2} (U_{C2} + \delta u_{C2}) - \frac{r_2}{L_2} (I_{L2} + \delta i_{L2}) - \frac{1}{L_2} U_{BX}, & (13.2) \\ \frac{d(U_{C1} + \delta u_{C1})}{dt} &= \frac{1}{C_1} (I_{L2} + \delta i_{L2}), & (13.3) \\ \frac{d(U_{C2} + \delta u_{C2})}{dt} &= \frac{1}{C_2} (I_{L2} + \delta i_{L2}) - \frac{1}{R_H C_2} (U_{C2} + \delta u_{C2}). & (13.4) \end{aligned} \right. \quad (13)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d(I_{L1} + \delta i_{L1})}{dt} &= -\frac{r_1}{L_1} (I_{L1} + \delta i_{L1}) - \frac{1}{L_1} (U_{C1} + \delta u_{C1}), & (14.1) \\ \frac{d(I_{L2} + \delta i_{L2})}{dt} &= -\frac{r_2}{L_2} (I_{L2} + \delta i_{L2}) - \frac{1}{L_2} (U_{C2} + \delta u_{C2}), & (14.2) \\ \frac{d(U_{C1} + \delta u_{C1})}{dt} &= \frac{1}{C_1} (I_{L1} + \delta i_{L1}), & (14.3) \\ \frac{d(U_{C2} + \delta u_{C2})}{dt} &= \frac{1}{C_2} (I_{L2} + \delta i_{L2}) - \frac{1}{R_H C_2} (U_{C2} + \delta u_{C2}). & (14.4) \end{aligned} \right. \quad (14)$$

Учитывая, что $\frac{U_{C2}}{R_H} \approx I_{L2}$, уравнения (13.4) и (14.4) можно упростить:

$$\frac{d(U_{C2} + \delta u_{C2})}{dt} \approx \frac{1}{C_2} \delta i_{L2} - \frac{1}{R_H C_2} \delta u_{C2}.$$

Постоянные составляющие токов и напряжений, как правило, много больше пульсаций, поэтому в правых частях уравнений (13.1)–(13.3) и (14.1)–(14.3) пульсациями можно пренебречь по сравнению с соответствующими постоянными составляющими:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\delta i_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} U_{BX} - \frac{r_1}{L_1} I_{L1}, \quad (15.1) \\ \frac{d\delta i_{L2}}{dt} = -\frac{1}{L_2} U_{C1} - \frac{1}{L_2} U_{C2} - \frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{BX}, \quad (15.2) \\ \frac{d\delta u_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} I_{L2}, \quad (15.3) \\ \frac{d\delta u_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \delta i_{L2} - \frac{1}{R_H C_2} \delta u_{C2}. \quad (15.4) \end{array} \right. \quad (15)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\delta i_{L1}}{dt} = -\frac{r_1}{L_1} I_{L1} - \frac{1}{L_1} U_{C1}, \quad (16.1) \\ \frac{d\delta i_{L2}}{dt} = -\frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{C2}, \quad (16.2) \\ \frac{d\delta u_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} I_{L1}, \quad (16.3) \\ \frac{d\delta u_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \delta i_{L2} - \frac{1}{R_H C_2} \delta u_{C2}. \quad (16.4) \end{array} \right. \quad (16)$$

Используя уравнения (15.1)–(15.3), получаем формулы для переменной составляющей (пульсаций) δi_{L1} , δi_{L2} и δu_{C1} первой фазы:

$$\delta i_{L1} = \int \left(\frac{1}{L_1} U_{BX} - \frac{r_1}{L_1} I_{L1} \right) dt = \left(\frac{1}{L_1} U_{BX} - \frac{r_1}{L_1} I_{L1} \right) t, \quad (17)$$

$$\delta i_{L2} = \int \left(-\frac{1}{L_2} U_{C1} - \frac{1}{L_2} U_{C2} - \frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{BX} \right) dt = \left(-\frac{1}{L_2} U_{C1} - \frac{1}{L_2} U_{C2} - \frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{BX} \right) t, \quad (18)$$

$$\delta u_{C1} = \int \left(\frac{1}{C_1} I_{L2} \right) dt = \left(\frac{1}{C_1} I_{L2} \right) t. \quad (19)$$

Используя уравнения (16.1)–(16.3), получаем формулы для переменных составляющих δi_{L1} , δi_{L2} и δu_{C1} второй фазы:

$$\delta i_{L1} = \int \left(-\frac{r_1}{L_1} I_{L1} - \frac{1}{L_1} U_{C1} \right) dt = \left(-\frac{r_1}{L_1} I_{L1} - \frac{1}{L_1} U_{C1} \right) t, \quad (20)$$

$$\delta i_{L2} = \int \left(-\frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{C2} \right) dt = \left(-\frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{C2} \right) t, \quad (21)$$

$$\delta u_{C1} = \int \left(\frac{1}{C_1} I_{L1} \right) dt = \left(\frac{1}{C_1} I_{L1} \right) t. \quad (22)$$

Выражения (15.4) и (16.4) имеют одинаковый вид, поэтому представим их следующим образом:

$$\frac{d\delta u_{C2}}{dt} = y' = px - qy, \quad (23)$$

где $q = \frac{1}{R_H C_2}$, коэффициент p для первой фазы выражается формулой

$$p_1 = \frac{1}{C_2} \left(-\frac{1}{L_2} U_{C1} - \frac{1}{L_2} U_{C2} - \frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{BX} \right),$$

а для второй фазы:

$$p_2 = \frac{1}{C_2} \left(-\frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{C2} \right).$$

Решив дифференциальное уравнение (23), получаем выражение:

$$y = \left(\frac{p(qx - 1)e^{qx}}{q^2} + K \right) e^{-qx}$$

$$\text{или } \delta u_{C2} = -\frac{p}{q^2} + \frac{pt}{q} + K e^{-qt}. \quad (24)$$

Для упрощения расчетов можно принять граничное условие $y(0) = 0$. Выражения констант для первой и второй фаз:

$$K_1 = \frac{p_1}{q^2} \text{ и } K_2 = \frac{p_2}{q^2}. \quad (25)$$

Используя выражения (17)–(19), получаем формулы для определения размаха пульсаций Δi_{L1} , Δi_{L2} и Δu_{C1} первой фазы:

$$\Delta i_{L1} = \delta i_{L1}(TD) - \delta i_{L1}(0) = \left(\frac{1}{L_1} U_{BX} - \frac{r_1}{L_1} I_{L1} \right) TD =$$

$$= - \frac{U_{BX} DT \left((r_1 - R_H) D^2 + (r_1 + 2R_H) D - R_H \right)}{L_1 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)}, \quad (26)$$

$$\Delta i_{L2} = \delta i_{L2}(TD) - \delta i_{L2}(0) =$$

$$= \left(-\frac{1}{L_2} U_{C1} - \frac{1}{L_2} U_{C2} - \frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{BX} \right) TD =$$

$$= \frac{U_{BX} DT \left((r_1 - R_H) D^2 + (r_1 + 2R_H) D - R_H \right)}{L_2 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)}, \quad (27)$$

$$\Delta u_{C1} = \delta u_{C1}(TD) - \delta u_{C1}(0) = \left(\frac{1}{C_1} I_{L2} \right) TD =$$

$$= \frac{U_{BX} D^2 T (D - 1)}{C_1 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)}. \quad (28)$$

Используя выражения (20)–(22), получаем формулы для определения размаха пульсаций Δi_{L1} , Δi_{L2} и Δu_{C1} второй фазы:

$$\Delta i_{L1} = \delta i_{L1}(TD) - \delta i_{L1}(T) =$$

$$= \left(-\frac{r_1}{L_1} I_{L1} - \frac{1}{L_1} U_{C1} \right) T(1 - D) =$$

$$= - \frac{U_{BX} DT (1 - D) \left((r_1 + R_H) D - R_H \right)}{L_1 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)}, \quad (29)$$

$$\Delta i_{L2} = \delta i_{L2}(TD) - \delta i_{L2}(T) =$$

$$= \left(-\frac{r_2}{L_2} I_{L2} - \frac{1}{L_2} U_{C2} \right) T(1 - D) =$$

$$= \frac{U_{BX} DT (1 - D) \left((r_1 + R_H) D - R_H \right)}{L_2 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)}, \quad (30)$$

$$\Delta u_{C1} = \delta u_{C1}(TD) - \delta u_{C1}(T) =$$

$$= \left(\frac{1}{C_1} I_{L1} \right) T(D - 1) =$$

$$= \frac{U_{BX} D^2 T (D - 1)}{C_1 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)}. \quad (31)$$

Учитывая, что формулы для определения размаха пульсаций токов Δi_{L1} и Δi_{L2} отличаются между собой в двух фазах и при этом являются равнозначными,

целесообразно определить средние размахи пульсации Δi_{L1cp} и Δi_{L2cp} токов, протекающих через обмотки дросселей:

$$\Delta i_{L1cp} =$$

$$= \left| \frac{U_{BX} DT \left((r_1 - R_H) D^2 + (r_1 + 2R_H) D - R_H \right)}{L_1 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)} \right| +$$

$$+ \left| \frac{U_{BX} DT (1 - D) \left((r_1 + R_H) D - R_H \right)}{L_1 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)} \right|, \quad (32)$$

$$\Delta i_{L2cp} =$$

$$= \left| \frac{U_{BX} DT \left((r_1 - R_H) D^2 + (r_1 + 2R_H) D - R_H \right)}{L_2 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)} \right| +$$

$$+ \left| \frac{U_{BX} DT (1 - D) \left((r_1 + R_H) D - R_H \right)}{L_2 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)} \right|. \quad (33)$$

Используя выражения (24), получаем формулу для определения размаха пульсаций Δu_{C2}

$$\Delta u_{C2} = \left| \delta u_{C21} \left(\frac{TD}{2} \right) \right| + \left| \delta u_{C22} \left(T \frac{1-D}{2} \right) \right| =$$

$$= -\frac{p_1}{q^2} + \frac{p_1 \frac{TD}{2}}{q^2} + K_1 e^{-q \frac{TD}{2}} -$$

$$- \frac{p_2}{q^2} + \frac{p_2 T \frac{1-D}{2}}{q^2} + K_2 e^{-q T \frac{1-D}{2}} =$$

$$= \frac{1}{2} \left(\left| \frac{R_H U_{BX} D \left((r_1 + R_H) D - R_H \right)}{L_2 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)} \times \right. \right. \quad (34)$$

$$\times \left. \left(2R_H C_2 e^{\frac{T(D-1)}{2R_H C_2}} + ((1-D)T - 2R_H C_2) \right) \right| +$$

$$+ \left| \frac{R_H U_{BX} \left((r_1 - R_H) D^2 + (r_1 + 2R_H) D - R_H \right)}{L_2 (R_H D^2 - (r_1 + 2R_H) D + R_H)} \times \right.$$

$$\times \left. \left(2R_H C_2 e^{\frac{-TD}{2R_H C_2}} + (DT - 2R_H C_2) \right) \right| \Bigg|,$$

где δu_{C21} – функция переменной составляющей пульсации напряжения на конденсаторе C2,

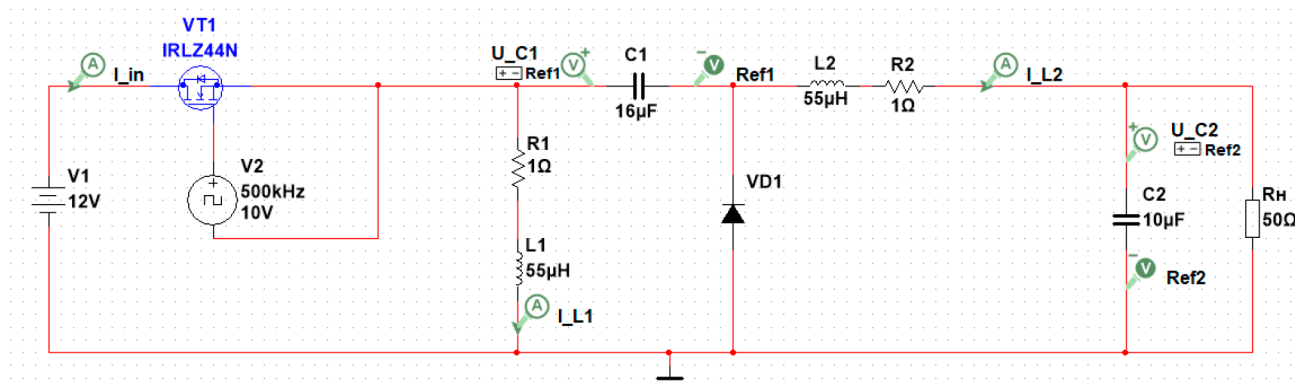


Рис. 2. Схема моделирования DC/DC-преобразователя

полученная с помощью решения дифференциального уравнения в первой фазе; δu_{C22} – функция переменной составляющей пульсации напряжения на конденсаторе C2, полученная с помощью решения дифференциального уравнения во второй фазе.

Используя уравнения (1), (32) и (33), можно записать формулу определения размаха пульсации входного тока $\Delta i_{\text{вх}}$

$$\begin{aligned} \Delta i_{\text{вх}} &= \frac{\Delta i_{L1\text{cp}} + \Delta i_{L2\text{cp}}}{2} + \frac{1}{D} I_{\text{вх}} = \\ &= \frac{1}{4} \left(\left| -\frac{U_{\text{вх}} D T ((r_1 - R_{\text{H}}) D^2 + (r_1 + 2R_{\text{H}}) D - R_{\text{H}})}{L_1 (R_{\text{H}} D^2 - (r_1 + 2R_{\text{H}}) D + R_{\text{H}})} \right| + \right. \\ &\quad \left. + \left| -\frac{U_{\text{вх}} D T (1-D) ((r_1 + R_{\text{H}}) D - R_{\text{H}})}{L_1 (R_{\text{H}} D^2 - (r_1 + 2R_{\text{H}}) D + R_{\text{H}})} \right| + \right. \\ &\quad \left. + \left| \frac{U_{\text{вх}} D T ((r_1 - R_{\text{H}}) D^2 + (r_1 + 2R_{\text{H}}) D - R_{\text{H}})}{L_2 (R_{\text{H}} D^2 - (r_1 + 2R_{\text{H}}) D + R_{\text{H}})} \right| + \right. \\ &\quad \left. + \left| \frac{U_{\text{вх}} D T (1-D) ((r_1 + R_{\text{H}}) D - R_{\text{H}})}{L_2 (R_{\text{H}} D^2 - (r_1 + 2R_{\text{H}}) D + R_{\text{H}})} \right| \right) + \\ &\quad + \left(\left| \frac{U_{\text{вх}} \cdot D^2}{R_{\text{H}} \cdot D^2 - (r_1 + 2 \cdot R_{\text{H}}) \cdot D + R_{\text{H}}} \right| + \right. \\ &\quad \left. + \left| \frac{U_{\text{вх}} \cdot D \cdot (D-1)}{R_{\text{H}} \cdot D^2 - (r_1 + 2 \cdot R_{\text{H}}) \cdot D + R_{\text{H}}} \right| \right). \end{aligned} \quad (35)$$

Таким образом, формулы (28) или (31) и (32)–(35) позволяют рассчитать размах пульсации токов i_{L1} , i_{L2} , протекающих через обмотки дросселей L1 и L2, входного тока $i_{\text{вх}}$ и напряжений u_{C1} , u_{C2} на обкладках конденсаторов C1 и C2, зная номиналы выбранных элементов электронной компонентной базы и режим работы преобразователя (коэффициент заполнения D и период T).

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MULTISIM

Для проверки достоверности полученных выражений для определения пульсаций токов и напряжений DC/DC-преобразователя, построенного по Zeta-топологии, использовалось схемотехническое моделирование в среде *Multisim*². Вывод аналитических формул и результаты моделирования постоянных составляющих токов и напряжений рассматриваемого преобразователя представлены в [20–22].

Моделированию предшествовали исследования силовых ключей MOSFET, как рекомендовано в [23, 24], в статическом и динамическом режиме. На этом основании был выбран транзистор IRLZ44N, характеристики модели которого соответствуют данным Datasheet³.

Схема моделирования представлена на рис. 2. Ключ VT1 коммутировал ток входного источника питания V1 с частотой тактовых импульсов, задаваемых генератором V2. В качестве элементов были выбраны компоненты из базы данных *Multisim*. Дроссели представлены эквивалентными схемами. Активное сопротивление дросселя, имеющего индуктивность 55 мкГн, не превышало 1 Ом.

Для исследования влияния коэффициента заполнения D на пульсации было выполнено моделирование схемы в режиме анализа переходных процессов. При этом пульсации токов и напряжений регистрировались в установившемся режиме через 5–12 мс после начала моделирования. Результаты исследования влияния коэффициента заполнения D как основного параметра, определяющего режим работы преобразователя, представлены на рис. 3–5. На рис. 6–8 показано влияние частоты коммутации f на величину размаха пульсаций.

² <https://www.ni.com/ru-ru.html>. Дата обращения 27.03.2023. / Accessed March 27, 2023 (in Russ.).

³ International rectifier, IRFZ44N HEXFET Power MOSFET, Data Sheet. <https://static.chipdip.ru/lib/158/DOC000158617.pdf>. Дата обращения 27.03.2023. / Accessed March 27, 2023.

Исследования влияния коэффициента заполнения D на величину размаха пульсаций показывают хорошее совпадение результатов расчета по математической модели и моделированию. Однако при коэффициентах заполнения D меньше 0.3 и больше 0.7 наблюдается существенное различие. Это расхождение обусловлено неидеальностью математической модели и влиянием паразитных параметров электрорадиоэлементов на работу преобразователя. Совпадение рассчитанных размахов пульсаций Δi_{BX} , Δi_{Lcp} , Δu_{C} и величин Δi_{BXM} , Δi_{LM} , Δu_{CM} , полученных при моделировании, наблюдалось при коэффициенте заполнения D равном 0.5. Здесь Δi_{BXM} – размах пульсаций входного тока, полученный при помощи моделирования; Δi_{LM} – размах пульсаций тока, протекающего через обмотку дросселей L1 и L2, полученный при помощи моделирования; Δu_{CM} – размах пульсации напряжения на конденсаторах C1 и C2, полученный при помощи моделирования. Разница между расчетными значениями и результатами моделирования для пульсаций входного тока составляла 6 мА при $\Delta i_{\text{BX}} = 718$ мА. Разница между расчетными значениями и результатами моделирования для пульсаций токов i_{L1} , i_{L2} составляла 7 мА при $\Delta i_{\text{Lcp}} = 218$ мА. Для размаха пульсаций напряжения Δu_{C1} разница между расчетными значениями и результатами моделирования составила 0.3 мВ при $\Delta u_{\text{C1}} = 15$ мВ и для пульсаций Δu_{C2} составила 0.05 мВ при $\Delta u_{\text{C2}} = 5.45$ мВ.

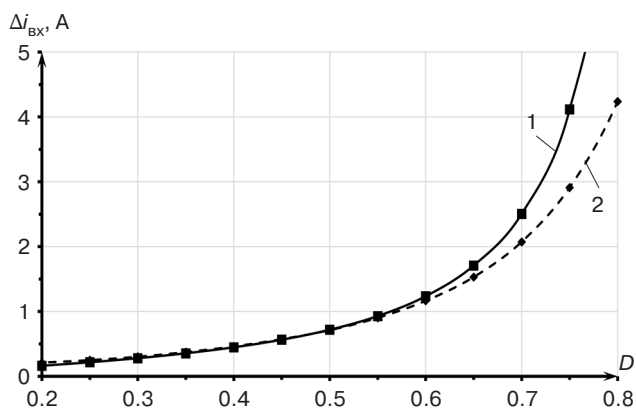


Рис. 3. Влияние коэффициента заполнения на пульсации входного тока: 1 – расчетное значение Δi_{BX} ; 2 – результат моделирования Δi_{BXM}

Из рис. 3 видно, что расчетные значения пульсаций входного тока соответствуют результатам моделирования почти во всем диапазоне изменения коэффициента заполнения D . Однако результаты расчета и моделирования различаются при коэффициенте заполнения $D < 0.25$ и $D > 0.75$. Особенно это проявляется при коэффициенте заполнения D , превышающем 0.75. Например, при коэффициенте заполнения $D = 0.8$ разница расчетных и пульсаций, полученных при моделировании, составляла ~4 А

при $\Delta i_{\text{BX}} = 4.3$ А, а при коэффициенте заполнения $D = 0.2$ эта разница составляла ~48 мА при $\Delta i_{\text{BX}} = 163$ мА.

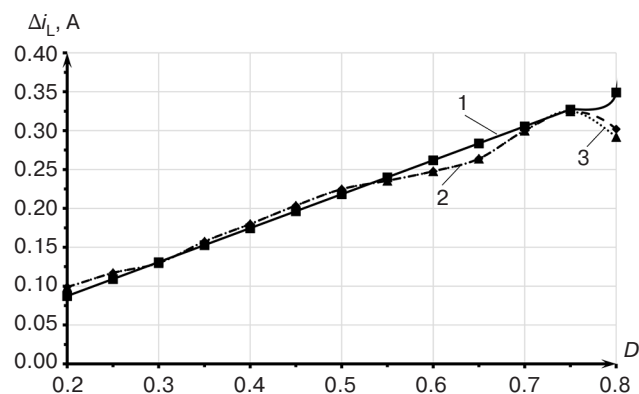


Рис. 4. Влияние коэффициента заполнения на пульсации токов, протекающих через обмотки дросселей L1 и L2: 1 – расчетное значение Δi_{L} ; 2 – результат моделирования Δi_{L1M} ; 3 – результат моделирования Δi_{L2M}

Из рис. 4 видно, что пульсации токов, протекающих через обмотки дросселей, практически совпадают. Результаты расчета и моделирования, так же как и в случае входного тока, систематически различаются при коэффициенте заполнения $D < 0.25$ и $D > 0.75$. При коэффициенте заполнения $D = 0.8$ разница расчетных и значений пульсаций, полученных при помощи моделирования, составляет ~47 мА при $\Delta i_{\text{L}} = 349$ мА, а при коэффициенте заполнения $D = 0.2$ эта разница составляет ~13 мА при $\Delta i_{\text{L}} = 87$ мА.

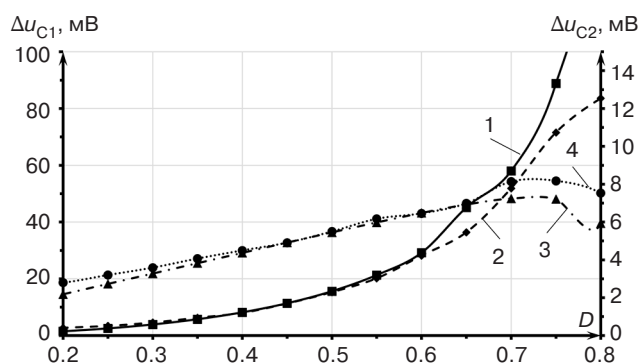


Рис. 5. Влияние коэффициента заполнения на пульсации напряжения на конденсаторах C1 и C2: 1 – расчетное значение Δu_{C1} ; 2 – результат моделирования Δu_{C1M} ; 3 – расчетное значение Δu_{C2} ; 4 – результат моделирования Δu_{C2M}

Из рис. 5 следует, что при коэффициенте заполнения 0.5 расчетные пульсации и результаты моделирования совпадают. Однако пульсации напряжения на конденсаторе C2 различаются на 1.59 мВ при 6 мВ, если $D = 0.8$, и на 0.6 мВ при $\Delta u_{\text{C2}} = 2.2$ мВ, если $D = 0.2$.

Разница расчетного значения напряжения Δu_{C1} на конденсаторе C1 и результата моделирования Δu_{C1M} достигает 76 мВ при $\Delta u_{C1} = 160$ мВ, если $D \sim 0.8$, однако при $D \sim 0.2$ различие результатов расчета и моделирования незначительное.

При повышении частоты коммутации силового транзистора пульсации токов и напряжений значительно уменьшаются. Как показано на рис. 6, расчетные значения пульсации Δi_{BX} и результаты моделирования Δi_{BXM} совпадают при частотах коммутации от 50 до 800 кГц. Максимальная разница расчетных пульсаций и моделирования в рабочей полосе частот наблюдается при частоте 50 кГц (в увеличенном масштабе различие показано на вставке рис. 7) и равно 0.35 А при $\Delta i_{BX} = 4.2$ А.

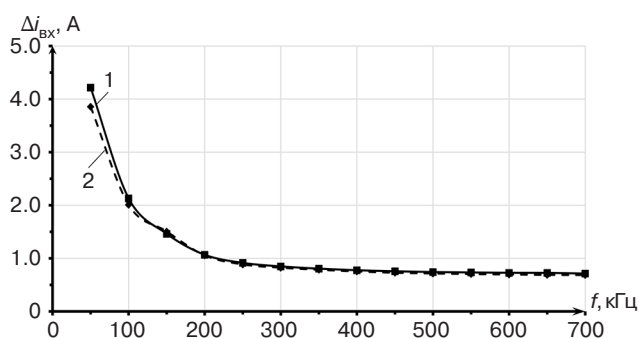


Рис. 6. Влияние частоты коммутации на пульсацию входного тока при коэффициенте заполнения, равном 0.5: 1 – расчетное значение Δi_{BX} ; 2 – результат моделирования Δi_{BXM}

На рис. 7 показано, что расчетные пульсации Δi_L и пульсации при моделировании Δi_{LM} так же, как и входной ток, совпадают при частотах коммутации от 50 до 800 кГц. Максимальная разница расчетных пульсаций и пульсаций при моделировании в рабочей полосе частот наблюдается при частоте 50 кГц (в увеличенном масштабе различие показано на вставке рис. 7) и равно 0.26 А для Δi_{L1} и 0.2 А для Δi_{L2} при $\Delta i_L = 2.18$ А.

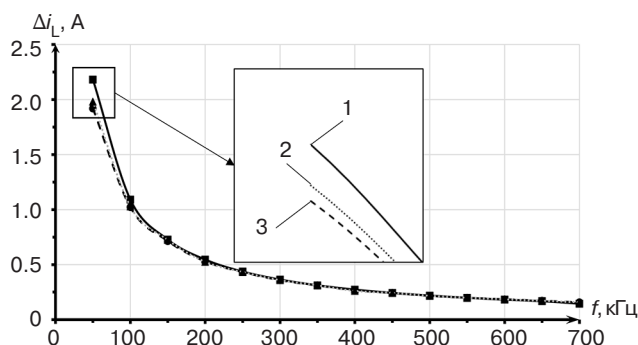


Рис. 7. Влияние частоты коммутации на пульсации токов, протекающих через обмотку дросселей L1 и L2 при коэффициенте заполнения, равном 0.5: 1 – расчетное значение Δi_L ; 2 – результат моделирования Δi_{LM} ; 3 – результат моделирования Δi_{L1M}

На рис. 8, в отличие от рис. 7, явно видна предельность непрерывной математической модели. Например, при частоте 100 кГц расчетное значение Δu_{C1} равно 78 мВ, а моделирование Δu_{C1} равно 136 мВ. Значения фазовых координат предельной непрерывной математической модели стремятся к значениям токов и напряжений преобразователя при частотах более 200 кГц. Из рис. 8 видно, что расчетные пульсации и пульсации при моделировании совпадают на частотах более 200 кГц. Максимальное различие наблюдается при частоте ~230 кГц и равно ~3 мВ для Δu_{C1} при $\Delta u_{C1} = 31$ мВ. Для пульсаций Δu_{C2} различие составляет ~0.9 мВ при $\Delta u_{C2} = 21.8$ мВ.

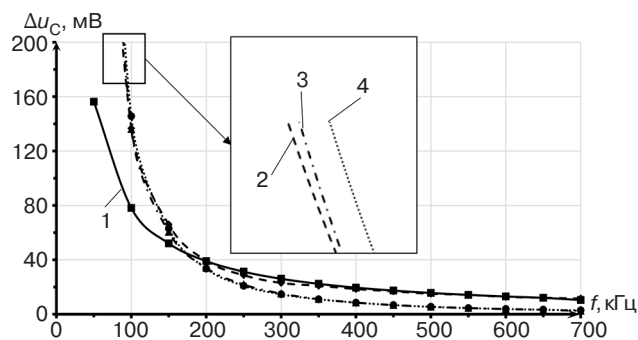


Рис. 8. Влияние частоты коммутации на напряжение на конденсаторах C1, C2 при коэффициенте заполнения, равном 0.5: 1 – расчетное значение Δu_{C1} ; 2 – результат моделирования Δu_{C1M} ; 3 – расчетное значение Δu_{C2} ; 4 – результат моделирования Δu_{C2M}

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Составлены эквивалентные схемы DC/DC-преобразователя, построенного по топологии Zeta, в режимах накопления и передачи энергии. С использованием правил Кирхгофа составлены системы уравнений, описывающие каждую фазу работы устройства. Для формулировки математической модели в матричном виде системы уравнений были преобразованы в матрицу фазовых координат, коэффициентную матрицу фазовых координат и коэффициентную матрицу внешнего источника. Для полного анализа предельной непрерывной математической модели записаны уравнения для постоянных составляющих.

С помощью представления токов и напряжений в качестве суммы постоянной и переменной составляющих записаны системы уравнений, описывающие преобразователь в режимах накопления и передачи энергии. Были использованы полученные выражения постоянных составляющих токов и напряжений, проинтегрированы системы уравнений, описывающие каждую фазу, сформулированы выражения для определения пульсаций токов,

протекающих через обмотку дросселей, и напряжений на конденсаторах.

Выполнено сопоставление результатов расчетов пульсаций при использовании предельной непрерывной математической модели и моделировании преобразователя. Получены зависимости пульсаций от коэффициента заполнения D и частоты переключения силового ключа f . При коэффициенте заполнения $D = 0.5$ пульсации, найденные с помощью математической модели, совпадают с полученными при моделировании. Разница составляет ~ 7 мА при $\Delta i_L = 220$ мА для пульсаций токов Δi_{L1} , Δi_{L2} . Разница между пульсациями напряжений равна ~ 0.3 мВ при $\Delta u_{C1} = 15$ мВ для пульсаций Δu_{C1} и ~ 0.05 мВ при $\Delta u_{C2} = 5.5$ мВ для пульсаций Δu_{C2} . Максимальные отклонения расчетных значений от результатов моделирования при коэффициенте заполнения $D = 0.8$

составляют: 47 мА для Δi_{L1} и Δi_{L2} , 76.4 мВ для Δu_{C1} и 1.59 мВ для Δu_{C2} .

Созданная предельная непрерывная математическая модель позволяет оценить диапазон изменения токов, протекающих через обмотки дросселей, и напряжений на обкладках конденсаторах, их максимальные и минимальные значения при различных параметрах преобразователя, таких как частота коммутации силового ключа, коэффициент заполнения, номиналы элементов и т.д. Полученные зависимости позволяют выполнить рациональный подбор электронной компонентной базы.

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. Битюков В.К., Иванов А.А., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Перфильев В.С., Петров В.А. Стенд для исследования характеристик микросхем источников вторичного электропитания с накачкой заряда. *Russ. Technol. J.* 2016;4(3):37–52. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2016-4-3-37-52>
2. Захаров Л.Ф. Импульсный стабилизатор напряжения с широкими пределами изменения входного напряжения. *Электросвязь*. 2018;11:81–82.
3. Гарелина С.А., Латышенко К.П., Фрунзе А.В., Горбунов Р.А. Практическая реализация пирометров для измерения температуры пламени и объектов сквозь пламя. *Научные и образовательные проблемы гражданской защиты*. 2020;2(45):110–115.
4. Одинокоев А.О., Кремзуков Ю.А. Выбор топологии преобразователя постоянного напряжения. SEPIC или Zeta. *Практическая силовая электроника*. 2022;4(88):44–47.
5. 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>
6. Чоудхари В. Решения устойчивого к переходным процессам первичного DC/DC-преобразователя системы питания автомобильной электроники. *Силовая электроника*. 2017;3(66):30–34. URL: <https://power-e.ru/wp-content/uploads/6630.pdf>
7. Казанцев Д.П., Щербак В.Ф., Закамалдин Д.А., Казанцев Ю.Е., Пронин А.В., Молодых С.В. *Опτικο-электронный аппарат*: пат. 2531695 РФ. Заявка № 2012156979/14; заявл. 24.12.2012; опубл. 27.10.2014. Бюл. № 30.

REFERENCES

1. Bitukov V.K., Ivanov A.A., Mironov A.V., Mikhnevich N.G., Perfiliev V.S., Petrov V.A. Test bench for studying characteristics integrated circuit chips of secondary regulated charge pump power supply. *Russ. Technol. J.* 2016;4(3):37–52 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2016-4-3-37-52>
2. Zakharov L.F. Pulsed voltage regulator with wide input voltage change limits. *Elektrosvyaz = The Elektrosvyaz Magazine*. 2018;11:81–82 (in Russ.).
3. Garelina S.A., Latyshenko K.P., Frunze A.V., Gorbunov R.A. Practical implementation of pyrometers for measuring flame temperature and objects through a flame. *Nauchnye i obrazovatel'nye problemy grazhdanskoi zashchity = Scientific and Educational Tasks of Civil Defence*. 2020;2(45):110–115 (in Russ.).
4. Odinokov A.O., Kremzucov Yu.A. Selecting DC converter topology. SEPIC or Zeta. *Prakticheskaya silovaya elektronika = Practical Power Electronics*. 2022;4(88):44–47 (in Russ.).
5. 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>
6. Choudhary V. Transient resistant primary DC/DC converter solutions for automotive electronics power systems. *Silovaya elektronika = Power Electronics*. 2017;3(66):30–34 (in Russ.). Available from URL: <https://power-e.ru/wp-content/uploads/6630.pdf>
7. Kazantsev D.P., Shcherbak V.F., Zakamaldin D.A., Kazantsev Yu.E., Pronin A.V., Molodykh S.V. *Electric Cardiac Pacemaker*: RF Pat. 2531695. Publ. 27.10.2014 (in Russ.).

8. Кастров М.Ю., Макаров В.В. Основы разработки преобразователя Zeta на базе контроллеров SIPEX SP16125/6/7. *Практическая силовая электроника*. 2010;2(38):15–18.
9. 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-impulsnyh-preobrazovatelej-napryazheniya-postoyannogo-toka/>
10. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. *Источники вторичного электропитания*. М.: Инфра-Инженерия; 2020. 376 с.
11. Erickson R.W., Maksimović D. *Fundamentals of Power Electronics*. NY: Springer; 2020. 1084 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4>
12. Jozwik J.J., Kazimierczuk M.K. Dual Sepic PWM Switching-Mode DC/DC Power Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1989;36(1): 64–70. <https://doi.org/10.1109/41.20346>
13. Пономарев Ю.Г., Присмотров Н.И., Шураков И.А. Вентильный электропривод с высоким коэффициентом мощности. *Интеллектуальная электротехника*. 2022;1(17):27–41. https://doi.org/10.46960/2658-6754_2022_1_27
14. 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>
15. Коршунов А.И. Предельная непрерывная модель системы с периодическим высокочастотным изменением структуры. *Силовая электроника*. 2021;5(92):48–51.
16. 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>
17. Коршунов А.И. Два подхода к анализу устойчивости стабилизаторов напряжения постоянного тока с переменной структурой силовой части. *Практическая силовая электроника*. 2017;66:12–19.
18. Коршунов А.И. Импульсный преобразователь напряжения постоянного тока по схеме Чука. *Силовая электроника*. 2017;4(67):60–66.
19. Коршунов А.И. Особенности стабилизации напряжения постоянного тока с помощью преобразователя Чука. *Практическая силовая электроника*. 2017;4(68):2–9.
20. Битюков В.К., Лавренов А.И. Математическая модель DC/DC преобразователя напряжения, построенного по Zeta топологии. *Фундаментальные, поисковые, прикладные исследования и инновационные проекты: сборник трудов Национальной научно-практической конференции*; под ред. С.У. Увайсова. М.: РТУ МИРЭА; 2022. С. 209–215.
21. 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.
8. Kastrov M.Yu., Makarov V.V. Zeta converter based on SIPEX SP16125/6/7 controllers design baseline. *Prakticheskaya silovaya elektronika = Practical Power Electronics*. 2010;2(38):15–18 (in Russ.).
9. 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/>
10. Bityukov V.K., Simachkov D.S., Babenko V.P. *Istochniki vtorichnogo elektropitaniya (Secondary Power Sources)*. Moscow: Infra-Inzheneriya; 2020. 376 p. (in Russ.).
11. Erickson R.W., Maksimović D. *Fundamentals of Power Electronics*. NY: Springer; 2020. 1084 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4>
12. Jozwik J.J., Kazimierczuk M.K. Dual Sepic PWM Switching-Mode DC/DC Power Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1989;36(1): 64–70. <https://doi.org/10.1109/41.20346>
13. Ponomarev Yu.G., Prismoetrov N.I., Shurakov I.A. BLDC and PMBLAC motor drives with high power factor. *Intellektual'naya elektrotekhnika = Smart Electrical Engineering*. 2022;1(17):27–41 (in Russ.). https://doi.org/10.46960/2658-6754_2022_1_27
14. 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>
15. Korshunov A.I. Limiting continuous model of a system with periodic high-frequency structure variation. *Silovaya elektronika = Power Electronics*. 2021;5(92):48–51 (in Russ.).
16. 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>
17. 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.).
18. Korshunov A.I. Pulsed DC voltage converter based on Chuk scheme. *Silovaya elektronika = Power Electronics*. 2017;4(67):60–66 (in Russ.).
19. Korshunov A.I. Specifics of DC voltage stabilization by Chuk converter. *Prakticheskaya silovaya elektronika = Practical Power Electronics*. 2017;4(68):2–9 (in Russ.).
20. Bityukov V.K., Lavrenov A.I. Mathematical model of a DC/DC voltage converter based on Zeta topology. In: *Fundamental, Prospecting, Applied Research and Innovative Projects: Proceedings of the National Scientific and Practical Conference*. Moscow: RTU MIREA; 2022. P. 209–215 (in Russ.).
21. Bityukov 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.).

22. 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.
23. 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>
24. Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С. Моделирование статических и динамических потерь в MOSFET ключах. *Russ. Technol. J.* 2018;6(1):20–39. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-1-20-39>
22. 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.).
23. Babenko V.P., Bitukov 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., Bitukov V.K. Simulation of Switching of High-Power FETs Using the Electronics Workbench Software. *Radiotekhnika i elektronika = J. Commun. Technol. Electron.* 2019;64(2):199–205 (in Russ.). <https://doi.org/10.1134/S0033849419020025>]
24. Babenko V.P., Bitukov 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

Битюков Владимир Ксенофонович, д.т.н., профессор, 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: bitukov@mirea.ru. ResearcherID Y-8325-2018, Scopus Author ID 6603797260, SPIN-код РИНЦ 3834-5360, <https://orcid.org/0000-0001-6448-8509>

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>

Малицкий Даниил Александрович, 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: malickij@mirea.ru. SPIN-код РИНЦ 4912-3018, <https://orcid.org/0000-0003-4558-9085>

About the authors

Vladimir K. Bitukov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, 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: bitukov@mirea.ru. ResearcherID Y-8325-2018, Scopus Author ID 6603797260, RSCI SPIN-code 3834-5360, <https://orcid.org/0000-0001-6448-8509>

Alexey 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. SPIN-код РИНЦ 6048-5027, <https://orcid.org/0000-0001-5722-541X>

Daniil A. Malitskiy, 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: malickij@mirea.ru. SPIN-код РИНЦ 4912-3018, <https://orcid.org/0000-0003-4558-9085>