

УДК 621.314:681.586.7:004.942

## ПУЛЬСАЦИИ DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ, ПОСТРОЕННОГО ПО SEPIC ТОПОЛОГИИ

© 2024 г. В. К. Битюков<sup>1</sup> \*, А. И. Лавренов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Российский технологический университет (РТУ МИРЭА),  
Москва, Россия

\*E-mail: bitukov@mirea.ru

Поступила в редакцию 17.11.2023 г.

После доработки 01.02.2024 г.

Принята к публикации 05.02.2024 г.

Математические модели являются основой для унифицированных методов расчета и проектирования радиоэлектронных устройств. Разработанная предельная непрерывная математическая модель DC/DC преобразователя, построенного по топологии SEPIC, позволяет оценить диапазон изменения токов, протекающих через обмотки дросселей, и напряжений на обкладках конденсаторов, а также определить их максимальные и минимальные значения при различных параметрах преобразователя, таких как частота коммутации силового ключа, коэффициент заполнения, номиналы элементов и т.д. Результаты исследований показали, что фазовые координаты математической модели стремятся к реальным значениям токов и напряжений преобразователя при частоте коммутации силового ключа более 200 кГц. Было установлено соответствие между расчетными значениями размахов пульсаций и результатами, полученными при моделировании (при изменении коэффициента заполнения и частоты коммутации силового ключа).

*Ключевые слова:* преобразователь, DC/DC, SEPIC топология, математическая модель, пульсации токов и напряжений, частота коммутации, коэффициент заполнения, номиналы элементов, расчет, моделирование

DOI: 10.31857/S0544126924020056

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Автономность наукоемких радиоэлектронных устройств является одной из основных тенденций развития техники. Как правило, в автономных устройствах энергообеспечение выполняется с помощью литий-ионных аккумуляторов и/или топливных ячеек. Специфика этих устройств заключается в использовании стабилизированных низковольтных напряжений. Для формирования стабильного напряжения необходимой величины применяют DC/DC преобразователи [1], так как напряжение первичных источников напряжения со временем изменяется в широком диапазоне [2, 3]. Эти особенности диктуют потребность в разработке различных средств расчета и проектирования DC/DC преобразователей.

На настоящее время DC/DC преобразователи без гальванической развязки насчитывают шесть топологий: понижающего типа (buck converter), повышающего типа (boost converter), полярно-инвертирующего типа (buck-boost converter), SEPIC,

Ćuk и Zeta. Первые три топологии исследованы достаточно подробно, в отличие остальных преобразователей понижающе-повышающего типа [4, 5]. А вот DC/DC преобразователи, построенные по топологии SEPIC, Ćuk и Zeta, требуют дополнительных исследований и разработки соответствующих методов расчета и проектирования.

Разработка радиоэлектронных устройств базируется на соответствующих математических моделях. Для базовых DC/DC преобразователей топологий buck converter, boost converter и buck-boost converter уже созданы предельные непрерывные математические модели [6]. DC/DC преобразователи понижающе-повышающего типа, построенные по топологиям SEPIC [7], Ćuk [8] и Zeta [9, 10], тоже описаны с помощью предельных непрерывных математических моделей. Но если для топологий Ćuk [8] и Zeta [9, 10] выполнен анализ пульсаций токов, протекающих через обмотки дросселей, и напряжений на конденсаторах, то для топологии SEPIC подобный анализ отсутствует.

2. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ВЫВОД УРАВНЕНИЙ, ОПИСЫВАЮЩИХ РАЗМАХИ ПУЛЬСАЦИЙ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

Процедура разработки предельной непрерывной математической модели DC/DC преобразователя, построенного по топологии SEPIC (рис. 1), подробно рассмотрена в [7]. Поэтому в данной работе сохранена преамбленность в обозначениях физических величин и электроразделителей с [7].

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. Поэтому можно записать, что

$$\begin{aligned} i_{L1} &= I_{L1} + \delta i_{L1}, & u_{C1} &= U_{C1} + \delta u_{C1}; \\ i_{L2} &= I_{L2} + \delta i_{L2}, & u_{C2} &= U_{C2} + \delta u_{C2}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\delta i_{L1}$  — переменная составляющая тока  $i_{L1}$ ;  $\delta i_{L2}$  — переменная составляющая тока  $i_{L2}$ ;  $\delta u_{C1}$  — переменная составляющая напряжения  $u_{C1}$ ;  $\delta u_{C2}$  — переменная составляющая напряжения  $u_{C2}$ .

Подставив из (1) уравнения, определяющие мгновенные токи и напряжения, в системы уравнений (6) и (13) из [7], описывающие обе фазы работы преобразователя, а также приняв во внимание, что постоянные составляющие токов и напряжений, как правило, много больше размахов соответствующих пульсаций [10], получают:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\delta i_{L1}}{dt} &= \frac{U_{BX}}{L1} - \frac{r_1}{L1} I_{L1}, \\ \frac{d\delta i_{L2}}{dt} &= -\frac{1}{L2} U_{C1} - \frac{r_2}{L2} I_{L2}, \\ \frac{d\delta u_{C1}}{dt} &= \frac{1}{C1} I_{L2}, \\ \frac{d\delta u_{C2}}{dt} &= \frac{1}{R_H C2} U_{C2}. \end{aligned} \right. \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\delta i_{L1}}{dt} &= \frac{U_{BX}}{L1} - \frac{r_1}{L1} I_{L1} + \frac{1}{L1} U_{C1} + \frac{1}{L1} U_{C2}, \\ \frac{d\delta i_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L2} U_{C2} - \frac{r_2}{L2} I_{L2}, \\ \frac{d\delta u_{C1}}{dt} &= -\frac{1}{C1} I_{L1}, \\ \frac{d\delta u_{C2}}{dt} &= -\frac{1}{C2} I_{L1}. \end{aligned} \right. \quad (3)$$

Используя уравнения системы (2), получают формулы для определения переменных составляющих  $\delta i_{L1}$ ,  $\delta i_{L2}$ ,  $\delta u_{C1}$  и  $\delta u_{C2}$  за время первой фазы:

$$\delta i_{L1} = \int \left( \frac{U_{BX}}{L1} - \frac{r_1}{L1} I_{L1} \right) dt = \left( \frac{U_{BX}}{L1} - \frac{r_1}{L1} I_{L1} \right) t; \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \delta i_{L2} &= \int \left( -\frac{1}{L2} U_{C1} - \frac{r_2}{L2} I_{L2} \right) dt = \\ &= \left( -\frac{1}{L2} U_{C1} - \frac{r_2}{L2} I_{L2} \right) t; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\delta u_{C1} = \int \left( \frac{1}{C1} I_{L2} \right) dt = \left( \frac{1}{C1} I_{L2} \right) t; \quad (6)$$

$$\delta u_{C2} = \int \left( \frac{1}{R_H C2} U_{C2} \right) dt = \left( \frac{1}{R_H C2} U_{C2} \right) t. \quad (7)$$

Используя уравнения системы (3), получают формулы для определения переменных составляющей  $\delta i_{L1}$ ,  $\delta i_{L2}$ ,  $\delta u_{C1}$  и  $\delta u_{C2}$  за время второй фазы:

$$\begin{aligned} \delta i_{L1} &= \int \left( \frac{U_{BX}}{L1} - \frac{r_1}{L1} I_{L1} + \frac{1}{L1} U_{C1} + \frac{1}{L1} U_{C2} \right) dt = \\ &= \left( \frac{U_{BX}}{L1} - \frac{r_1}{L1} I_{L1} + \frac{1}{L1} U_{C1} + \frac{1}{L1} U_{C2} \right) t; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \delta i_{L2} &= \int \left( \frac{1}{L2} U_{C2} - \frac{r_2}{L2} I_{L2} \right) dt = \\ &= \left( \frac{1}{L2} U_{C2} - \frac{r_2}{L2} I_{L2} \right) t; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\delta u_{C1} = \int \left( -\frac{1}{C1} I_{L1} \right) dt = \left( -\frac{1}{C1} I_{L1} \right) t; \quad (10)$$

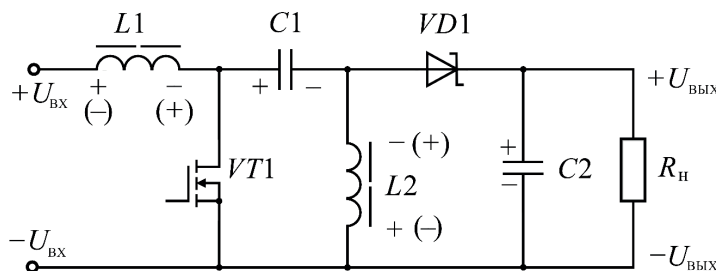


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема преобразователя понижающе-повышающего типа, построенного по топологии SEPIC.

$$\delta u_{C2} = \int \left( -\frac{1}{C2} I_{L1} \right) dt = \left( -\frac{1}{C2} I_{L1} \right) t. \quad (11)$$

Используя уравнения (4)—(7), получают формулы для определения размаха пульсаций  $\Delta i_{L1}$ ,  $\Delta i_{L2}$ ,  $\Delta u_{C1}$  и  $\Delta u_{C2}$  за время первой фазы:

$$\Delta i_{L1} = |\delta i_{L1}(TD) - \delta i_{L1}(0)| = \left| \frac{U_{BX} r_1 D^3}{f L1 \left( (D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H) \right)} + \frac{U_{BX} D}{f L1} \right|; \quad (12)$$

$$\Delta i_{L2} = |\delta i_{L2}(TD) - \delta i_{L2}(0)| = \left| \frac{U_{BX} r_1 D^3}{f L2 \left( (D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H) \right)} + \frac{U_{BX} D}{f L2} \right|; \quad (13)$$

$$\Delta u_{C1} = |\delta u_{C1}(TD) - \delta u_{C1}(0)| = \left| \frac{U_{BX} D^2 (D - 1)}{f C1 \left( (D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H) \right)} \right|; \quad (14)$$

$$\Delta u_{C2} = |\delta u_{C2}(TD) - \delta u_{C2}(0)| = \left| \frac{U_{BX} D^2 (D - 1)}{f C2 \left( (D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H) \right)} \right|. \quad (15)$$

Используя выражения (8)—(11), получают формулы для определения размаха пульсаций  $\Delta i_{L1}$ ,  $\Delta i_{L2}$ ,  $\Delta u_{C1}$  и  $\Delta u_{C2}$  за время второй фазы:

$$\Delta i_{L1} = |\delta i_{L1}(T) - \delta i_{L1}(TD)| = \left| \frac{U_{BX} D \left( (D^2 - 2D)r_1 + 2R_H D^2 - 4R_H D + 2R_H \right)}{f L1 \left( (D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H) \right)} + \frac{U_{BX} D}{f L1} \right|; \quad (16)$$

$$\Delta i_{L2} = |\delta i_{L2}(T) - \delta i_{L2}(TD)| = \left| \frac{U_{BX} r_1 D^3}{f L2 \left( (D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H) \right)} + \frac{U_{BX} D}{f L2} \right|; \quad (17)$$

$$\Delta u_{C1} = |\delta u_{C1}(T) - \delta u_{C1}(TD)| = \left| \frac{U_{BX} D^2 (D - 1)}{f C1 \left( (D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H) \right)} \right|; \quad (18)$$

$$\Delta u_{C2} = |\delta u_{C2}(T) - \delta u_{C2}(TD)| = \left| \frac{U_{BX} D^2 (D - 1)}{f C2 \left( (D^2 - 2D + 1)r_2 + D^2 r_1 + (2R_H D - R_H D^2 - R_H) \right)} \right|. \quad (19)$$

Уравнения (12)—(15) первой фазы эквивалентны уравнениям (16)—(19) второй фазы, так как средние значения токов и напряжений со временем не изменяются. Поэтому изменения мгновенных значений токов и напряжений по модулю в первой фазе будут равны их изменению по модулю во второй фазе. В дальнейшем для упрощения сбора данных в качестве уравнений для расчета использованы формулы (12)—(15).

Таким образом, зная номиналы выбранных элементов электронной компонентной базы и режим работы преобразователя (коэффициент

заполнения  $D$  и период  $T$ ), формулы (12)—(15) позволяют рассчитать размах пульсации токов  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ , протекающих через обмотки дросселей  $L1$  и  $L2$ , и напряжений  $u_{C1}$ ,  $u_{C2}$  на обкладках конденсаторов  $C1$  и  $C2$  соответственно.

### 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MULTISIM

Проверка достоверности полученных выражений для расчета размахов пульсаций токов и напряжений выполнена сравнением результатов расчета по формулам (12)—(15) с результатами схемотехнического моделирования в среде Multisim.

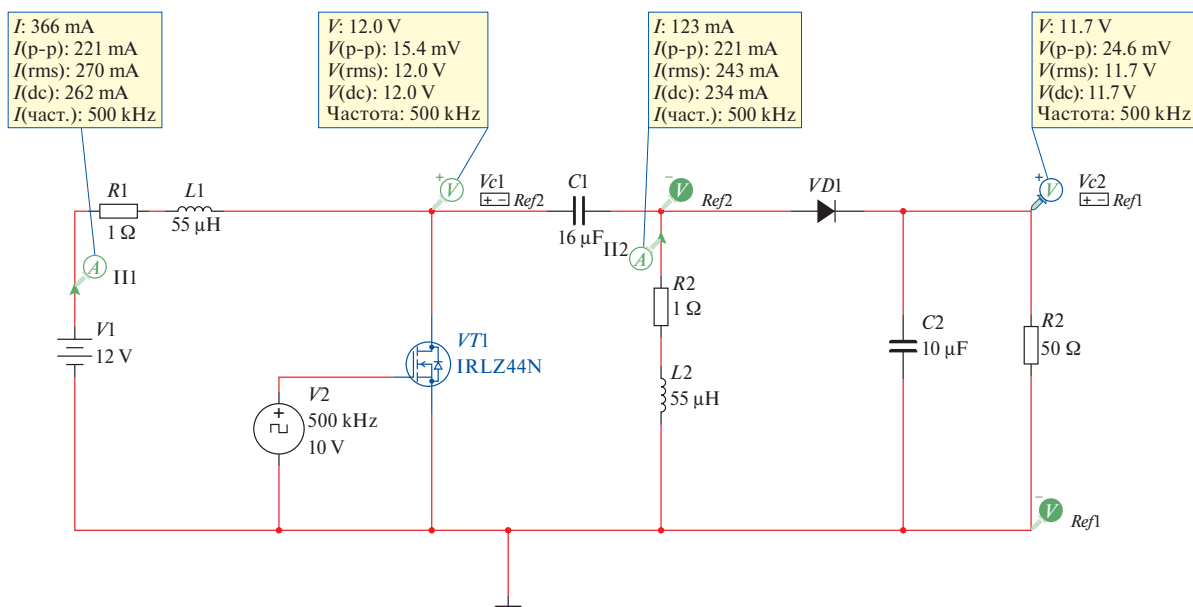


Рис. 2. Схема моделирования DC/DC преобразователя.

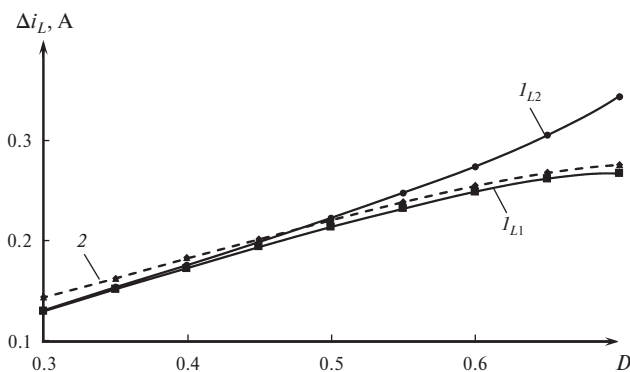


Рис. 3. Влияние коэффициента заполнения на пульсации токов, протекающих через обмотки дросселей  $L1$  и  $L2$ :  $I_{L1}$  — расчетные значения  $\Delta i_{L1}$ ;  $I_{L2}$  — расчетные значения  $\Delta i_{L2}$ ; 2 — результаты моделирования  $\Delta i_{L1M}$  и  $\Delta i_{L2M}$ .

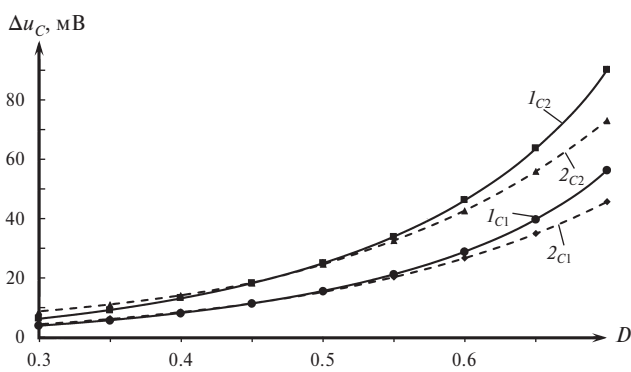


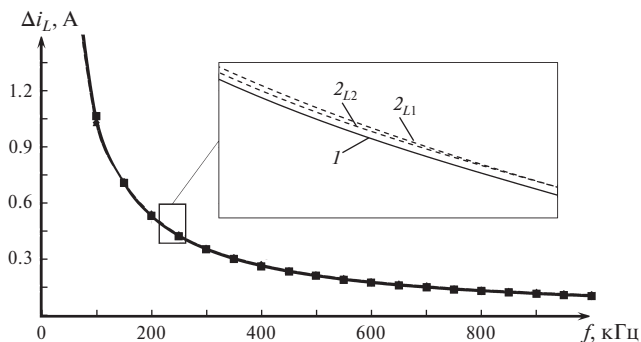
Рис. 4. Влияние коэффициента заполнения на пульсации напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$ :  $I_{C1}$  — расчетное значение  $\Delta u_{C1}$ ;  $2_{C1}$  — результат моделирования  $\Delta u_{C1M}$ ;  $I_{C2}$  — расчетное значение  $\Delta u_{C2}$ ;  $2_{C2}$  — результат моделирования  $\Delta u_{C2M}$ .

Аналитический вывод уравнений для расчета постоянных составляющих SEPIC преобразователя и их сравнение с результатами моделирования представлены в [10].

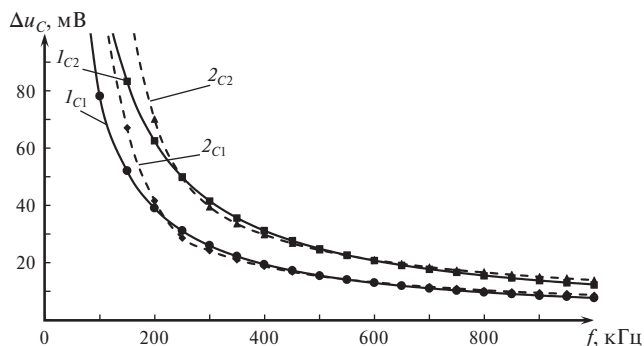
На рис. 2 показана схема моделирования DC/DC преобразователя. В качестве силового транзистора был использован MOSFET IRLZ44N (как и в [11]), который использован для коммутации тока от входного источника питания  $V1$  с заданной частотой  $f$  тактовых импульсов, создаваемых генератором  $V2$ . Все компоненты схемы выбраны из базы данных Multisim. Дроссели

представлены эквивалентными схемами. Активные сопротивления выбранных дросселей, имеющих индуктивность  $55 \text{ мкГн}$ , не превышали  $1 \text{ Ом}$ .

Для исследования влияния коэффициента заполнения  $D$  на размах пульсаций был использован режим анализа переходных процессов. Размах пульсации токов и напряжений регистрировались в установившемся режиме (через  $5\text{--}12 \text{ мс}$  после начала моделирования). Результаты исследования, показывающие влияние коэффициента заполнения  $D$ , как основного параметра, на режим работы преобразователя, представлены на рис. 3



**Рис. 5.** Влияние частоты коммутации силового транзистора на размах пульсаций токов, протекающих через обмотку дросселей  $L1$  и  $L2$  при коэффициенте заполнения, равном 0.5: 1 — расчетное значение  $\Delta i_L$ ; 2 $_{L1}$  — результат моделирования  $\Delta i_{L1M}$ ; 2 $_{L2}$  — результат моделирования  $\Delta i_{L2M}$ .



**Рис. 6.** Влияние частоты коммутации силового транзистора на размах пульсаций напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$  при коэффициенте заполнения, равном 0.5:  $I_{C1}$  — расчетное значение  $\Delta u_{C1}$ ; 2 $_{C1}$  — результат моделирования  $\Delta u_{C1M}$ ;  $I_{C2}$  — расчетное значение  $\Delta u_{C2}$ ; 2 $_{C2}$  — результат моделирования  $\Delta u_{C2M}$ .

и рис. 4 (сплошные линии — расчет, штриховые линии — моделирование).

Здесь и далее приняты обозначения:  $\Delta i_L$  — размах пульсаций тока, протекающего через обмотку дросселей  $L1$  и  $L2$ , полученные с помощью предельной непрерывной математической модели;  $\Delta u_C$  — пульсации напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$ , полученные с помощью предельной непрерывной математической модели;  $\Delta i_{LM}$  — размах пульсаций тока, протекающего через обмотку дросселей  $L1$  и  $L2$ , полученные с помощью моделирования;  $\Delta u_{CM}$  — пульсации напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$ , полученные с помощью моделирования.

Информация, приведенная на рис. 3 и рис. 4, иллюстрирует достаточно хорошее совпадение результатов моделирования с результатами расчетов

по разработанной математической модели. Однако при значениях коэффициента заполнения  $D$  менее 0.3 и более 0.7 наблюдаются существенные отличия. Это объясняется допущениями, принятыми при выводе формул (23)—(30) [7], и влиянием паразитных параметров электрорадиоэлементов на работу преобразователя. В окрестности коэффициента заполнения  $D = 0.5$  наблюдаются практически тождественные значения размахов пульсаций токов и напряжений, полученных при расчете и моделировании.

На рис. 3 и рис. 4 видно, что минимальная разница между рассчитанными значениями и результатами моделирования наблюдаются при коэффициентах заполнения  $D$  от 0.45 до 0.60. Для  $\Delta i_{L1}$  минимальная разница составляет 6 мА (2.2% от  $\Delta i_{L1M}$ ) при  $D = 0.60$ , для  $\Delta i_{L2}$  — 2 мА (0.9% от  $\Delta i_{L2M}$ ) при  $D = 0.50$ , для  $\Delta u_{C1}$  — 0.2 мВ (1.5% от  $\Delta u_{C1M}$ ) при  $D = 0.50$ . Разница  $\Delta u_{C2}$  — 0.1 мВ (0.63% от  $\Delta u_{C2M}$ ) при  $D = 0.45$ .

При изменении коэффициента заполнения  $D$  относительно минимума разница между расчетными значениями и значениями, полученными при моделировании, увеличивается. Так, для  $\Delta i_{L1}$  разница составляет 14 мА (10%) и 9 мА (3%), для  $\Delta i_{L2}$  — 13 мА (9%) и 68 мА (24%), для  $\Delta u_{C1}$  — 0.62 мВ (14%) и 10.55 мВ (23%), а для  $\Delta u_{C2}$  — 2.4 мВ (28%) и 17 мВ (23%), при коэффициентах заполнения  $D$  равных 0.3 и 0.7 соответственно.

Результаты исследования влияния частоты коммутации  $f$  силового транзистора  $VT1$  на размах пульсаций токов и напряжений представлены на рис. 5 и рис. 6.

На рис. 6 хорошо видна предельность непрерывной математической модели [8, 10] при частоте менее 200 кГц.

Расхождение результатов расчета и моделирования размахов пульсаций токов  $\Delta i_{L1}$  достигает 86 мА (4.2% от  $\Delta i_{L1M}$ ) и 217 мА (10% от  $\Delta i_{L2M}$ ) для  $\Delta i_{L2}$ , а отличия значений размахов пульсаций напряжения  $\Delta u_{C1}$  достигают 312 мВ (66.7% от  $\Delta u_{C1M}$ ) и 421 мВ (62.7% от  $\Delta u_{C2M}$ ) для  $\Delta u_{C2}$ .

При частоте коммутации  $f$  силового транзистора рассматриваемого DC/DC преобразователя, превышающей 200 кГц, минимальные отклонения для пульсаций тока  $\Delta i_{L1}$  наблюдаются на частоте 250 кГц и составляют 7 мА (1.6%), пульсации тока  $\Delta i_{L2}$  совпадают с  $\Delta i_{L2M}$  на частоте 650 кГц, а для пульсаций напряжения  $\Delta u_{C1}$  — 5 мкВ (0.03%) на частоте 550 кГц и для  $\Delta u_{C2}$  — 27 мкВ (0.12%) на частоте 550 кГц.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Составлены эквивалентные схемы для DC/DC преобразователя, построенного по



топологии SEPIC, в режимах накопления и передачи энергии. В соответствии с правилами Кирхгофа были записаны системы уравнений для обеих фаз работы устройства. Для формулировки математической модели в матричном виде системы уравнений были преобразованы в матричный вид.

Представляя мгновенные токи и напряжения как суммы постоянной и переменной составляющих, были записаны системы уравнений, описывающие работу преобразователя в режимах накопления и передачи энергии. Используя полученные выражения для постоянных составляющих токов и напряжений и проинтегрировав системы уравнений, описывающие каждую фазу, впервые сформулированы уравнения для определения пульсаций токов, протекающих через обмотку дросселей, и напряжений на конденсаторах, основанные на предельной непрерывной математической модели.

Для проверки достоверности расчетов размахов пульсаций выполнено сравнение результатов, полученных с использованием предельной непрерывной математической модели, с результатами моделирования DC/DC преобразователя. Исследовано влияние коэффициента заполнения  $D$  и частоты переключения  $f$  силового транзистора на размахи пульсаций характерных токов и напряжений. При коэффициенте заполнения  $D$ , близком к 0.5 размаха пульсации, вычисленные с помощью математической модели, совпали с результатами моделирования.

Минимальное расхождение результатов расчета и моделирования при изменении коэффициента заполнения  $D$  составляет: 6 мА (2.2%) для  $\Delta i_{L1}$ , 2 мА (0.9%) для  $\Delta i_{L2}$ , 0.2 мВ (1.5%) для  $\Delta u_{C1}$  и 0.1 мВ (0.63%) для  $\Delta u_{C2}$ . При изменении частоты коммутации  $f$  минимальная разница составляет: для  $\Delta i_{L1}$  — 7 мА (1.6%), для  $\Delta i_{L2}$  — 0 мА, для  $\Delta u_{C1}$  — 5 мкВ (0.03%) и для  $\Delta u_{C2}$  — 27 мкВ (0.12%).

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шубин В.В. Высоковольтный КМОП преобразователь уровня напряжения для низковольтного технологического процесса // Микроэлектроника. 2022. Т. 51. № 3. С. 202–211. DOI: 10.31857/S0544126922020089. EDN: PELNYF.
2. Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. Понижающе-повышающий DC/DC преобразователь с единственной индуктивностью // Микроэлектроника. 2022. Т. 51. № 1. С. 60–70. DOI: 10.31857/S0544126921060041. EDN: ESWIIC.
3. Применение преобразователей постоянного напряжения в составе энергетической установки электрического транспортного средства / В.Е. Ютт, В.В. Лохнин, К.М. Сидоров, К.Х. Гулямов // Вестник Московского автомобильно-дорожного государственного технического университета (МАДИ). 2015. № 4(43). С. 34–40. EDN: UYSEBH.
4. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. Схемотехника электропреобразовательных устройств: Учебник для студентов, обучающихся по направлениям бакалавриата 11.03.01 “Радиотехника”, 11.03.02 “Инфокоммуникационные технологии и системы связи”, 11.03.03 “Конструирование и технология электронных средств”, магистратуры 11.04.01 “Радиотехника”, а также по специальности специалитета 11.05.01 “Радиоэлектронные системы и комплексы”, для углубленного изучения дисциплины “Схемотехника электронных устройств”. Вологда: Инфра-Инженерия, 2023. 384 с.
5. Мыслимов Д.А. Математическое моделирование понижающего DC/DC-преобразователя в среде NI Multisim // Перспективы науки. 2023. № 3(162). С. 80–83. EDN: EEPFUZ.
6. Коршунов А. Методика построения непрерывных моделей импульсных преобразователей напряжения постоянного тока // Компоненты и технологии. 2006. № 8(61). С. 124–130. EDN: MTFMUV.
7. Лавренов А.И., Битюков В.К. Математическая модель DC/DC-преобразователя, построенного по топологии SEPIC // Russian Technological Journal. 2024. № 1. С. 48–58.
8. Коршунов А. Импульсный преобразователь напряжения постоянного тока по схеме Чука // Силовая электроника. 2017. Т. 4. № 67. С. 60–66. EDN: ZQLXRR.
9. 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. С. 53–57. EDN: SGUTFI.
10. 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. С. 48–53. EDN: VXPIIR.
11. Бабенко В.П., Битюков В.К. Энергетические и шумовые характеристики конверторного преобразователя SEPIC/Cuck с биполярным выходом // Микроэлектроника. 2021. Т. 50. № 5. С. 394–400. DOI: 10.31857/S0544126921040025. EDN: SGUPMB.

# RIPPLE OF A DC/DC CONVERTER BASED ON SEPIC TOPOLOGY

© 2024 V. K. Bitukov<sup>1</sup>, \*, A. I. Lavrenov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Russian Technological University (RTU MIREA)  
Moscow, Russia

\*E-mail: bitukov@mirea.ru

Mathematical models serve as the basis for unified methods for the calculation and designing of radio-electronic devices. The developed limiting continuous mathematical model of a DC/DC converter, built using SEPIC topology, allows to determine the range of changes in currents flowing through the inductor windings and voltages on the capacitor plates, as well as to determine their maximum and minimum values for various converter parameters, such as switching frequency of the power switch, fill factor, element ratings, etc. The research results have shown that the phase coordinates of the mathematical model tend to the real values of currents and voltages of the converter when the switching frequency of the power switch is more than 200 kHz. Correspondence is established between the calculated values of the pulsation ranges and the results obtained during modelling (with changes in the filling factor and switching frequency of the power switch).

*Keywords:* converter, DC/DC, SEPIC, topology, mathematical model, current and voltage ripple, switching frequency, fill factor, element ratings, calculation, modelling

## REFERENCES

1. *Shubin V.V.* A high voltage CMOS voltage level converter for a low voltage process // *Russian Microelectronics*. 2022. V. 51. No. 3. P. 155–163.
2. *Babenko V.P., Bitukov V.K., Simachkov D.S.* DC/DC Buck-Boost Converter with Single Inductance // *Russian Microelectronics*. 2022. V. 51. No. 1. P. 60–70. DOI: 10.31857/S0544126921060041. EDN: ESWIIC.
3. The use of DC-DC converters within the power installation of the electric vehicle / V.E. Yutt, V.V. Lohnin, K.M. Sidorov, K.H. Gulyamov // *Vestnik MADI (in Russian)*. 2015. No. 4(43). P. 34–40. EDN: UYSEBH.
4. *Bitukov V.K., Simachkov D.S., Babenko V.P.* Circuitry of electric power converters: Textbook for undergraduate students specialized in 11.03.01 — Radio engineering, 11.02.03 — Infocommunication technologies and communication systems, 11.03.03 — Design and technology of electronic means; for Master's students: 11.04.01 — Radio engineering; for students in the speciality 11.05.01 — Radio electronic systems and complexes; for in-depth study of the discipline “Circuitry of electronic devices”. Vologda: Infra-Engineering, 2023. 384 p.
5. *Myslimov D.A.* Mathematical Modeling of a DC/DC Buck Converter in NI // *Science Prospects*. 2023. No. 3(162). P. 80–83. EDN: EEPFUZ.
6. *Korshunov A.* Methodology for constructing continuous models of pulsed DC voltage converters // *Components and Technologies*. 2006. No. 8(61). P. 124–130. EDN: MTFMUV.
7. *Lavrenov A.I., Bitukov V.K.* Mathematical model of a DC/DC converter based on SEPIC topology // *Russian Technological Journal*. 2024. V. 12. No. 1. P. 69–79.
8. *Korshunov A.* Pulsed DC voltage converter based on the Chuk scheme // *Silovaya Elektronika [in Russian]*. 2017. V. 4. No. 67. P. 60–66. EDN: ZQLXRR.
9. *Bitukov V.K., Lavrenov A.I., Malitsky D.A.* Mathematical model of a DC/DC converter based on SEPIC topology. (Part 1) // *Design and Technology of Electronic Means*. 2022. No. 4. P. 53–57. EDN: SGUTFI.
10. *Bitukov V.K., Lavrenov A.I., Malitsky D.A.* Mathematical model of a DC/DC converter based on SEPIC topology (Part 2) // *Design and Technology of Electronic Means*. 2023. No. 1. P. 48–53. EDN: VXPIIR.
11. *Babenko V.P., Bitukov V.K.* Energy and noise characteristics of a SEPIC/CIK converter with bipolar output // *Russian Microelectronics*. 2021. V. 50. No. 5. P. 357–363. DOI: 10.31857/S0544126921040025. EDN: SGUPMB.