

Работа повышающего преобразователя в стационарном режиме

А. А. Тельнов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия
antel45@yandex.ru

Аннотация. Рассматриваются вопросы, связанные с анализом функционирования повышающего преобразователя в стационарном режиме. Для достижения данной цели выведены основные уравнения для эквивалентной схемы, составленной с использованием двухпозиционного идеального ключа. Отдельно обращается внимание на описание принципов работы упрощенной модели ШИМ-контроллера. Проведена проверка достоверности полученных результатов посредством компьютерного моделирования исследуемой схемы в среде схемотехнического моделирования LTspice.

Ключевые слова: повышающий преобразователь, стационарный режим, ШИМ, компьютерная модель, LTspice

Для цитирования: Тельнов А. А. Работа повышающего преобразователя в стационарном режиме // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2023. Т. 16, № 8. С. 75–80. doi: 10.32603/2071-8985-2023-16-8-75-80.

Original article

Boost Converter Operation in Stationary Mode

A. A. Telnov

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia
antel45@yandex.ru

Abstract. The article deals with issues related to the analysis of the functioning of the step-up converter in stationary mode. To achieve this goal, the derivation of the basic equations for the equivalent scheme, compiled using a two-position ideal key, was carried out. Special attention is paid to the description of the principles of operation of the simplified PWM controller model. The reliability of the results obtained was verified by computer modeling of the circuit under study in the LTspice circuit modeling environment.

Keywords: boost converter, steady state, PWM, computer model, LTspice

For citation: Telnov A. A. Boost Converter Operation in Stationary Mode // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2023. Vol. 16, no. 8. P. 75–80. doi: 10.32603/2071-8985-2023-16-8-75-80.

В связи с расширением использования импульсных источников питания, встраиваемых в конечное изделие, особое внимание уделяется вопросам, связанным с описанием принципов работы преобразователей через набор уравнений состояний, обладающих достаточной точностью для проведения инженерных расчетов и наглядному представлению результатов. Рассмотрим действие в стационарном режиме повышающего преобразователя (рис. 1) как одного из наиболее часто используемых регуляторов напряжения.

На схеме преобразователя приняты следующие обозначения: V_g – источника постоянного напряжения; C_{in} – конденсатор фильтра; L – дроссель; VT – ключевой транзистор; диод VD служит для блокировки нагрузочного сопротивления R и конденсатора фильтра C от ключевого элемента; индексами «+» и «–» обозначена полярность входного напряжения V .

Работа повышающего преобразователя определяется положением ключа VT : если транзистор

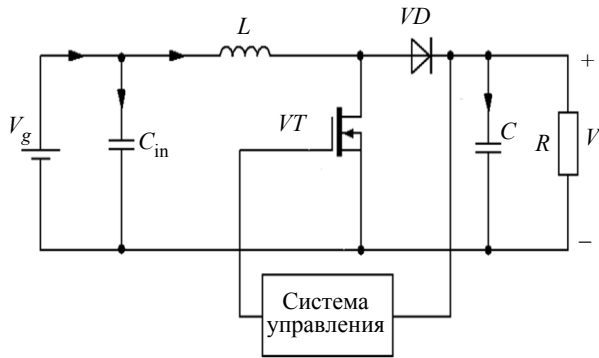


Рис. 1. Схема повышающего преобразователя
Fig. 1. Boost converter circuit

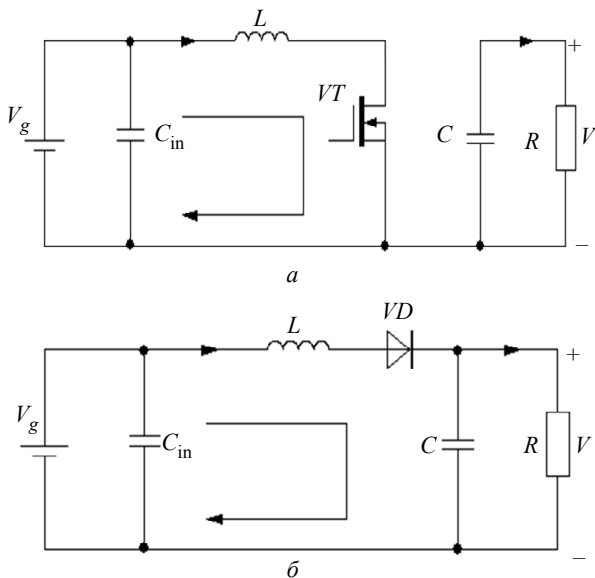


Рис. 2. Фазы работы преобразователя: а – накопление энергии; б – передача энергии дросселя в нагрузку
Fig. 2. Phases of converter operation: а – energy accumulation; б – transfer of throttle energy to the load

открыт, схема находится в фазе накопления энергии дросселя. В случае, когда транзистор VT закрывается, схема переходит в фазу передачи накопленной энергии в нагрузку [1].

Более подробно работа преобразователя рассмотрена на рис. 2, где каждой фазе функционирования соответствует определенный набор задействованных элементов.

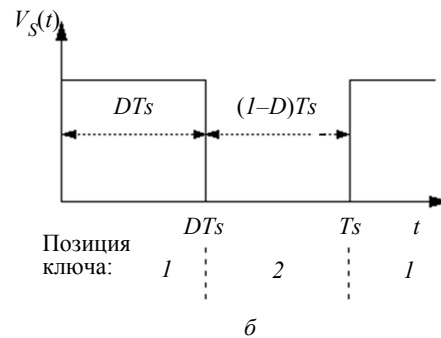
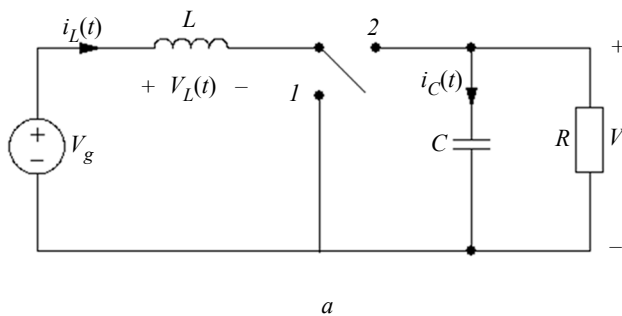


Рис. 3. Идеализированная модель: а – упрощенная схема повышающего преобразователя; б – диаграмма его работы
Fig. 3. Simplified model: а – boost converter; б – work diagram

Когда транзистор VT переводится схемой управления в открытое состояние (рис. 2, а), образуется цепь для протекания электрического тока: $V_g-L-VT-V_g$. В данном режиме работы нагрузкой источника V_g служит индуктивность L , что может быть охарактеризовано как стадия накопления энергии дросселя. В то же время, потенциал левого вывода (анода) диода VD близок к потенциалу общего проводника схемы, а к катоду прикладывается выходное напряжение источника V , следовательно, диод находится в запертом состоянии. Ток в нагрузке циркулирует по контуру: $C-R-C$.

В момент закрытия полупроводниковой структуры транзистора VT (рис. 2, б), энергия, запасенная в дросселе, расходуется на заряд емкости конденсатора C . При этом выходное напряжение V может стать больше входного V_g . Таким образом, в упрощенной форме, работу повышающего преобразователя можно описать, с использованием двухпозиционного идеального ключа (рис. 3).

На рис. 3 D – коэффициент заполнения, характеризующий длительность пребывания ключа S в том или ином положении ($0 \leq D \leq 1$), а Ts – период следования импульсов управления. Работу преобразователя разделяют на два интервала: DTs – ключ находится в положении 1 (VT открыт, VD не проводит) и $(1-D)Ts$, когда ключ находится в положении 2 (VT заперт, VD проводит).

Для каждого из положений идеального ключа S составим соответствующие эквивалентные схемы (рис. 4, б, в) и выведем основные уравнения [2].

Для интервала времени DTs , при котором ключ S находится в положении 1 (рис 4, б), имеем

$$V_L = V_g; \quad (1)$$

$$I_C = -\frac{V}{R}, \quad (2)$$

где V_L , V_g – напряжение дросселя L и источника постоянного напряжения; I_C – постоянная состав-

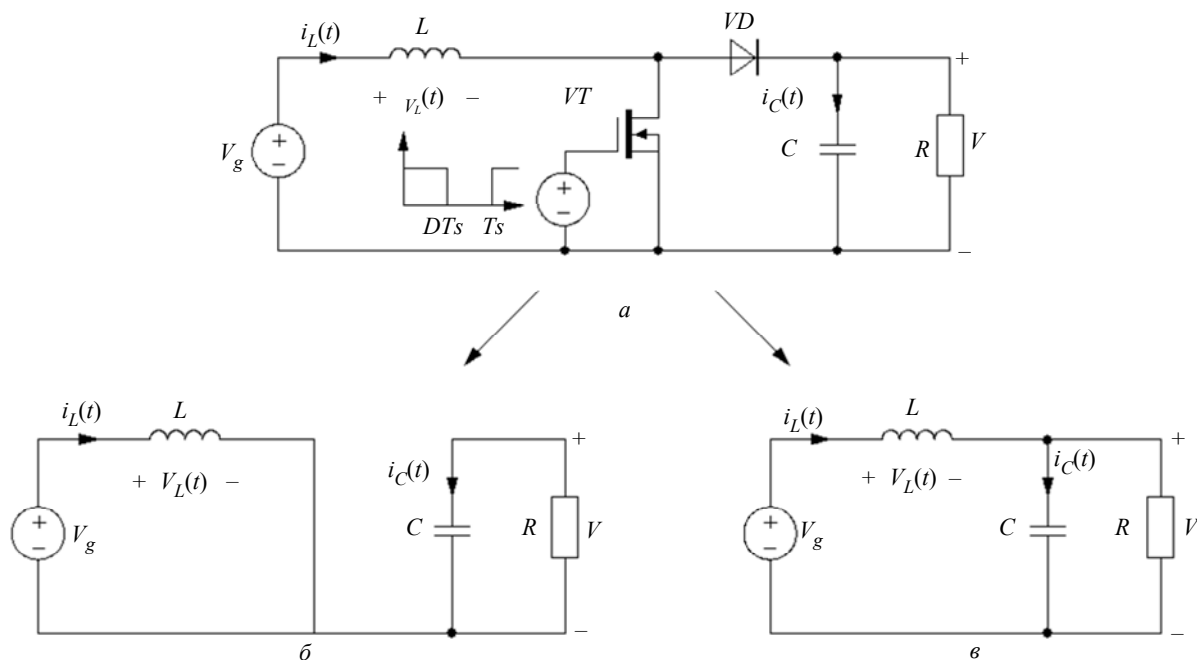


Рис. 4. Схемы: а – общая; б – ключ S в положении 1; в – ключ S в положении 2
 Fig. 4. Schemes: a – general; б – key S in position 1; в – key S in position 2

ляющая тока заряда конденсатора $i_C(t)$; V – выходное напряжение; R – сопротивление нагрузки.

Тогда для интервала времени $(1 - D)T_s$, при котором ключ S находится в положении 2 (рис. 4, в), искомые уравнения приобретают вид

$$V_L = V_g - V; \tag{3}$$

$$I_C = I_L - \frac{V}{R}, \tag{4}$$

где I_L – постоянная составляющая тока дросселя $i_L(t)$.

На основании уравнений (1) и (3) построим график, иллюстрирующий форму сигнала на катушке индуктивности L за период времени T_s (рис. 5).

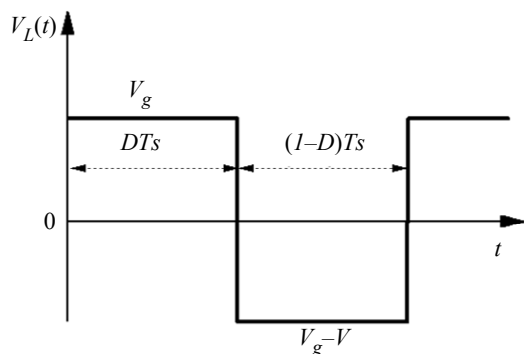


Рис. 5. Форма напряжения на дросселе
 Fig. 5. Voltage waveform on the throttle

В стационарном (установившемся) режиме магнитный поток дросселя L сбалансирован, что означает равенство площадей сверху и снизу от

нулевой линии, следовательно $V_g DT_s = (V_g - V)(1 - D)T_s$.

Тогда усредненное значение напряжения на дросселе L определяется суммой: $\langle V_L \rangle = V_g D + (V_g - V)(1 - D)$.

Как уже говорилось, баланс по магнитному потоку дросселя достигается за время включенного состояния ключа S . Следовательно, постоянная составляющая напряжения $V_L(t)$ за период T_s равна нулю. Таким образом, приравняв среднее значение $\langle V_L \rangle$ к нулю, можно определить выражение для коэффициента заполнения D как

$$0 = V_g D + (V_g - V)(1 - D);$$

$$D = 1 - \frac{V_g}{V}.$$

Аналогичным образом на основании уравнений (2) и (4) построим график, иллюстрирующий форму сигнала зарядного тока конденсатора C за период времени T_s (рис. 6).

Согласно принципу баланса заряда конденсатора, площади сверху и снизу от нулевой линии равны между собой, поэтому

$$\left(-\frac{V}{R}\right)DT_s = \left(I_L - \frac{V}{R}\right)(1 - D)T_s.$$

Приравняв среднее значение $\langle i_C \rangle$ к нулю, определим выражение для постоянной составляющей тока дросселя:

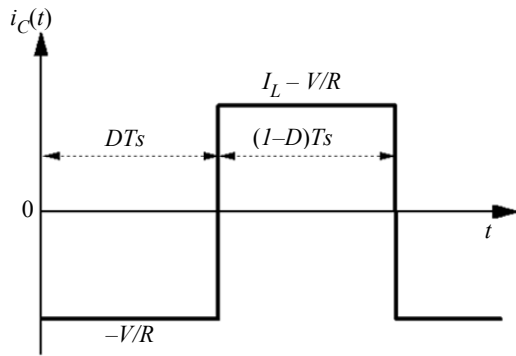


Рис. 6. Форма сигнала зарядного тока конденсатора
Fig. 6. Capacitor charging current waveform

$$0 = \left(-\frac{V}{R}\right)D + \left(I_L - \frac{V}{R}\right)(1-D),$$

$$I_L = \frac{V}{(1-D)R}.$$

С другой стороны, связь между внешним приложенным напряжением V_L , скоростью нарастания тока di/dt и индуктивностью описывается формулой [3]

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}, \quad (5)$$

а зависимость между током заряда конденсатора i_C , скоростью нарастания напряжения dv/dt и емкостью – выражением [3]

$$i_C = C \frac{dv}{dt}. \quad (6)$$

Тогда, подставив (5) и (6) в (1)–(4), составим уравнения для скорости изменения тока катушки i_L и напряжения на конденсаторе C за период T_s . Для интервала времени DT_s имеем

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L}; \quad (7)$$

$$\frac{di_C}{dt} = -\frac{V}{RC}. \quad (8)$$

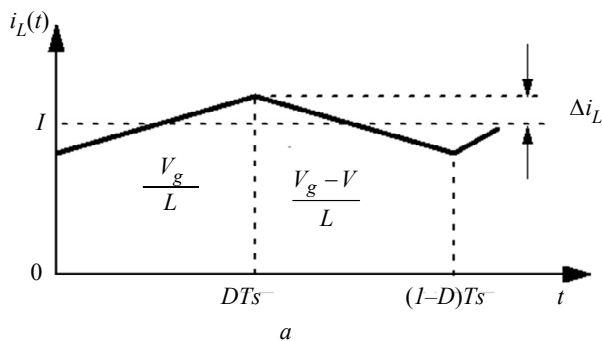


Рис. 7. Форма сигналов: а – тока дросселя; б – напряжения конденсатора
Fig. 7. Signal form: а – throttle current; б – capacitor voltage

Тогда для интервала $(1-D)T_s$ запишем:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g - V}{L}; \quad (9)$$

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{1}{C} - \frac{V}{RC}. \quad (10)$$

На основании полученных уравнений (7)–(10) построим графики, иллюстрирующие форму сигналов для тока $i_L(t)$ и напряжения $V_C(t)$ за период T_s (рис. 7).

Согласно графику на рис. 7, а, наклон линии тока катушки индуктивности $2\Delta i_L$ за интервал времени DT_s равен $2\Delta i_L = \frac{V_g}{L} DT_s$, откуда пульсация тока дросселя $\Delta i_L = \frac{V_g DT_s}{2L}$.

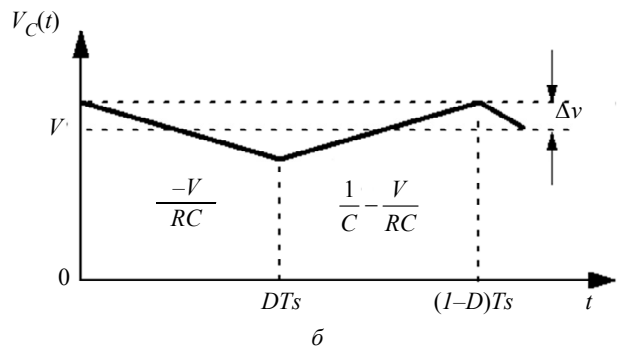
Из графика на рис. 7, б следует, что наклон линии выходного напряжения $2\Delta v$ за интервал времени DT_s равен $-2\Delta v = -\frac{VDT_s}{RC}$, откуда пульсация выходного напряжения $\Delta v = \frac{VDT_s}{2RC}$.

Для проверки полученных результатов рассчитаем повышающий преобразователь, исходя из следующих исходных данных: $V_g = 15$ В, $V = 25$ В, $I = 2.5$ А, $f = 100$ кГц, $\Delta i_L = 3\% \cdot I_L$, $\Delta v = 20$ мВ, где I – выходной ток; f – частота переключения транзистора.

$$\text{Сопротивление нагрузки } R = \frac{V}{I} = \frac{25}{2.5} = 10, \text{ Ом.}$$

Коэффициент заполнения широтно-импульсной модуляции (ШИМ) $D = 1 - \frac{V_g}{V} = 1 - \frac{15}{25} = 0.4$.

$$\text{Период переключения транзистора } T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100 \cdot 10^3} = 10 \cdot 10^{-6}, \text{ с.}$$



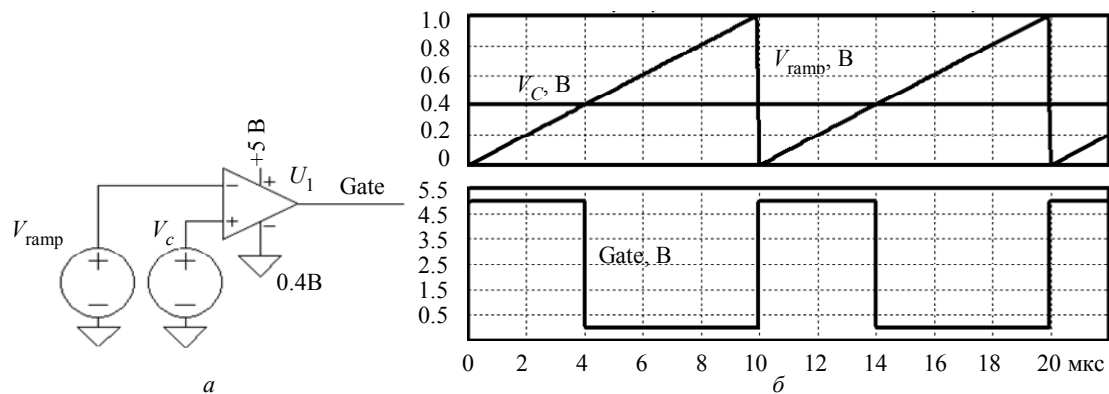


Рис. 8. Модель ШИМ: а – схема, б – диаграммы работы
 Fig. 8. PWM model: a – scheme; б – work diagrams

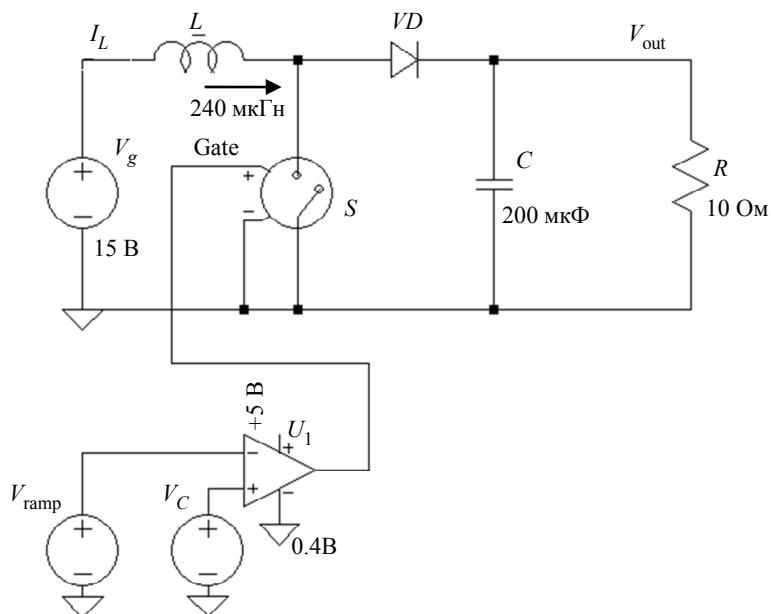


Рис. 9. Компьютерная модель повышающего преобразователя
 Fig. 9. Computer model of a boost converter

Постоянная составляющая тока дросселя

$$I_L = \frac{V}{(1-D)R} = \frac{25}{(1-0.4) \cdot 10} = 4.167, \text{ A.}$$

Пульсация тока дросселя $\Delta i_L = 3\% \cdot I_L = 0.03 \cdot 4.167 = 0.125, \text{ A.}$

Индуктивность дросселя

$$L = \frac{V_g DT}{2\Delta i_L} = \frac{15 \cdot 0.4 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0.125} = 240 \cdot 10^{-6}, \text{ Гн.}$$

Выходная емкость

$$C = \frac{VDT}{\Delta v \cdot 2R} = \frac{25 \cdot 0.4 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10} = 200 \cdot 10^{-6}, \text{ Ф.}$$

Составим упрощенную компьютерную модель повышающего преобразователя, где в качестве контроллера ШИМ используется схема, состоящая из трех элементов: источника опорного напряжения V_C , генератора пилообразного сигнала V_{ramp} и компаратора напряжения U_1 (рис. 8).

В модели сигнал пилообразной формы (V_{ramp}) подается на инвертирующий вход компаратора U_1 , а сигнал, задающий значение коэффициента заполнения D , – на неинвертирующий (от источника V_C). Сравнивающее устройство U_1 , принимает на свои входы два аналоговых сигнала и выдает сигнал высокого уровня (если сигнал на неинвертирующем входе больше, чем на инвертирующем) или низкого уровня (если сигнал на неинвертирующем входе меньше, чем на инверсном входе). Выходной сигнал компаратора (Gate) – периодический, с частотой следования f и коэффициентом заполнения D .

Опорное напряжение рассчитывается по формуле

$$V_C = DV_m = 0.4 \text{ В,}$$

где V_m – амплитудное значение пилообразного напряжения (в данном примере $V_m = 1 \text{ В}$).

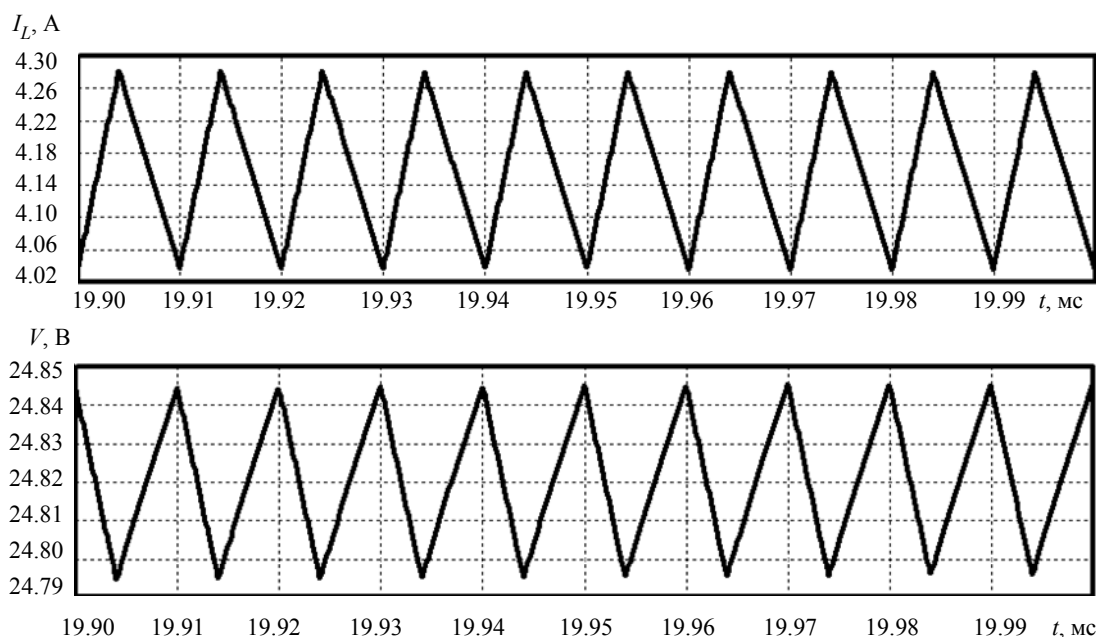


Рис. 10. Диаграммы работы повышающего преобразователя
Fig. 10. Diagrams of the operation of the boost converter

Компьютерная модель повышающего преобразователя и диаграммы его работы представлены на рис. 9, 10.

Из вида кривых тока и напряжения следует, что расчетные данные совпадают с результатами моделирования, а именно уровень пульсаций тока

дросселя I_L и выходного напряжения V согласуются с исходными значениями. Материалы, используемые в статье, доступны для скачивания по ссылке <https://disk.yandex.ru/d/FEWF6FIKHF-n8g>.

Список литературы

1. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. М.: СОЛОН-Пресс, 2005. 416 с.
2. Erickson R. W., Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics. NY: Springer New York, 2001. 883 p.
3. Основы теоретической электротехники / Ю. А. Бычков, В. М. Золотницкий, Э. П. Чернышев, А. Н. Белянин, СПб.: Изд-во «Лань», 2008. 592 с.

Информация об авторе

Тельнов Андрей Александрович – студент гр. 0931 СПбГЭТУ «ЛЭТИ».
E-mail: antel45@yandex.ru

References

1. Semenov B. Ju. Silovaja jelektronika: ot prostogo k slozhnomu. M.: SOLON-Press, 2005. 416 s. (In Russ.).
2. Erickson R. W., Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics. NY: Springer New York, 2001. 883 p. (In Russ.).
3. Osnovy teoreticheskoy jelektrrotehniki: / Ju. A. Bychkov, V. M. Zolotnickij, Je. P. Chernyshev, A. N. Beljanin, SPb.: Izd-vo «Lan'», 2008. 592 s. (In Russ.).

Information about the author

Andrey A. Telnov – student gr. 0931 of Saint Petersburg Electrotechnical University.
E-mail: antel45@yandex.ru

Статья поступила в редакцию 21.03.2023; принята к публикации после рецензирования 04.07.2023; опубликована онлайн 19.10.2023.

Submitted 21.03.2023; accepted 04.07.2023; published online 19.10.2023.
