

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОВЫШАЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ МОЩНОСТИ

С. А. АЛЕКСАНДРОВА, О. В. СЛИТА

*Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: Alexandrova_sophie@mail.ru*

Рассматриваются основные этапы моделирования повышающего преобразователя постоянного напряжения высокой мощности. Исследуемый преобразователь, напряжение питания которого изменяется в диапазоне 175—320 В, а выходное напряжение должно составлять 610 В, состоит из мостового инвертора, повышающего высокочастотного трансформатора и диодного выпрямителя, нагруженного на емкостный фильтр и активную нагрузку. Наличие индуктивности рассеяния трансформатора позволяет обеспечить мягкую коммутацию силовых ключей. Представлены основные этапы синтеза нелинейной модели преобразователя, построенной на базе пакета расширения SimPowerSystems Simulink системы MatLab. Указаны основные проблемы, которые могут возникнуть при моделировании и переходе от теоретического исследования преобразователя высокой мощности к экспериментальному проектированию. Выбраны основные параметры нелинейной модели, осуществлен анализ их влияния на величину потерь преобразования энергии. Представлен сравнительный анализ характеристик, полученных при моделировании, и характеристик реального устройства.

Ключевые слова: *мостовой инвертор, повышающий преобразователь, моделирование, фазовое управление, индуктивность рассеяния трансформатора, высокочастотный трансформатор*

Введение. Разработка систем автоматического управления устройствами силовой электроники, связанной с классом транзисторной преобразовательной техники, является сложным и перспективным научным направлением [1]. Транзисторные преобразователи широко используются в качестве вторичных источников питания и частотных преобразователей для управления электродвигателями [2]. Поэтому разработка надежных устройств электропитания с высокими показателями преобразования энергии представляет собой актуальную и важную техническую задачу.

Развитие силовой электроники позволяет создать преобразователи с низкими показателями энергетических потерь, одновременно приводя к большому разнообразию топологий и схем переключения [3—6], что усложняет процесс выбора оптимальной топологии силового каскада. Таким образом, можно выделить следующие проблемы, возникающие при проектировании: выбор элементов, обеспечивающих надежную работу устройства в целом, соответствие устройства заданным массогабаритным показателям, ограничение на материальные затраты на всех этапах разработки.

Проблему выбора элементов можно решить с помощью математического моделирования, проведение которого также позволяет избежать выхода из строя дорогостоящих элементов из-за перехода в предельные режимы работы.

В рассматриваемом случае (низкое входное и высокое выходное напряжение) применяется схема с повышающим трансформатором, что затрудняет анализ преобразователя: достаточно сложно точно оценить величину индуктивности рассеяния трансформатора, которая вносит значительные изменения в характеристики преобразователя. Однако индуктивность возможно использовать для обеспечения „мягкой“ коммутации ключей [7] — функционирования силовых ключей в режиме переключения при нулевых значениях напряжения (Zero Voltage Switching — ZVS). Индуктивность рассеяния трансформатора является недостаточным условием достижения режима ZVS [8], поэтому в первичную обмотку трансформатора исследуемого мостового преобразователя введена добавочная индуктивность. Рассматриваются основные этапы моделирования повышающего преобразователя постоянного напряжения высокой мощности и выделены проблемы, с которыми может столкнуться разработчик в процессе теоретического исследования.

Постановка задачи. Рассмотрим повышающий преобразователь напряжения, структурная схема которого представлена на рис. 1. В ней можно выделить силовую и управляющую части, которые в процессе функционирования могут воздействовать друг на друга.

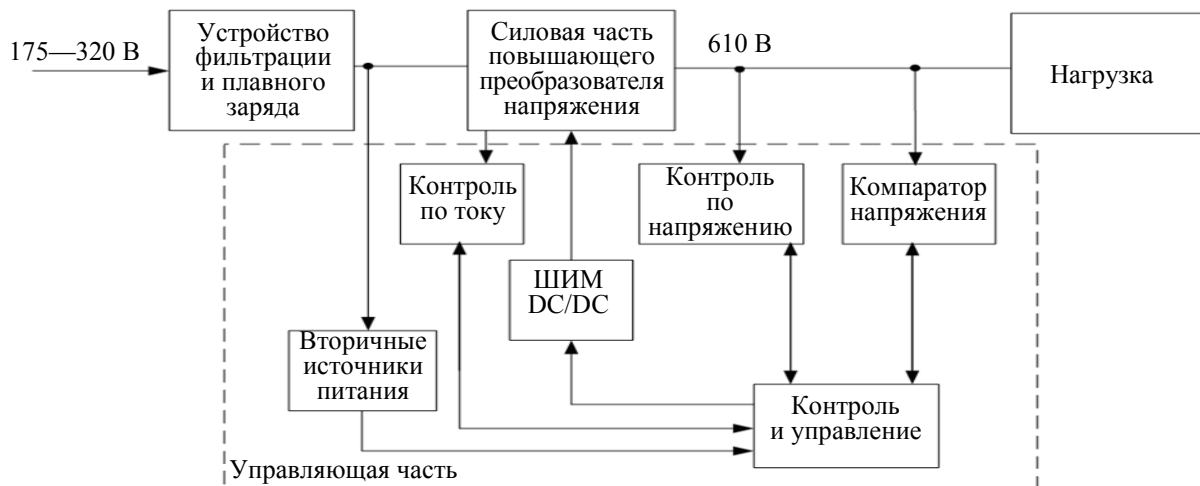


Рис. 1

Перечислим основные параметры преобразователя: напряжение питания может изменяться в диапазоне от 175 до 310 В при номинальном диапазоне 250—280 В, значение выходного стабилизированного напряжения должно составлять $610 \text{ В} \pm 10\%$. Максимально допустимый выходной ток инвертора 1250 А. Минимальная выходная мощность 60 кВт (ток после выпрямителя не менее 100 А при 610 В).

Поставим задачу провести моделирование силовой части повышающего преобразователя, параметры которого приближены к параметрам реальной установки.

Основной результат. Силовая часть преобразователя состоит из мостового инвертора, нагруженного на силовой трансформатор, подключенный к диодному мосту [9]: см. рис. 2, где DC — источник напряжения постоянного тока, VT1—VT4 — IGBT-транзисторы мостового инвертора, VD1—VD4 — диоды, L_d — добавочная индуктивность, T — высокочастотный повышающий трансформатор, C_1 — емкостный фильтр, R_n — активное сопротивление нагрузки.

Работа данной системы заключается в поддержании заданного среднего значения напряжения (610 В) на выходе диодного моста с фильтром за счет фазового управления. Это значение напряжения должно поддерживаться постоянным несмотря на изменение входного напряжения. Достоинством выбранной топологии является гальваническая развязка входа

и выхода. В данной структуре преобразователя присутствует индуктивность рассеяния трансформатора, значение которой трудно определить с достаточной точностью [10]. Этот факт осложняет подбор величины выравнивающей индуктивности, которую можно подключать как в первичную обмотку трансформатора, так и во вторичную для того, чтобы исключить появление режима прерывистого тока инвертора с присущей ему колебательностью и обеспечить режим ZVS.

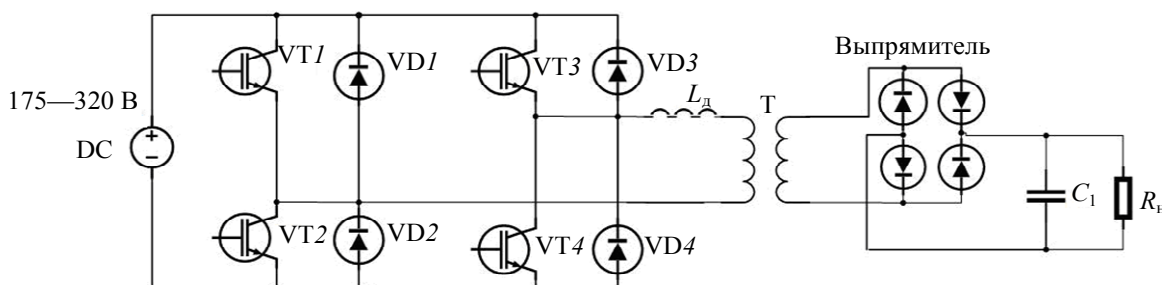


Рис. 2

Для полной гальванической развязки контроль по току и напряжению целесообразно выполнить с использованием датчиков, принцип действия которых основан на эффекте Холла [11]. При отключении нагрузки напряжение на выходе преобразователя может резко возрасти, поэтому в управляющую часть введен работающий в режиме постоянного времени компаратор напряжения, представляющий собой аналоговое устройство, сигнализирующее об ошибке при превышении критического значения напряжения.

Рассматриваемый преобразователь можно представить и линейной, и нелинейной моделью. Так как исследуемый повышающий преобразователь вследствие периодической коммутации силовых ключей является схемой с переменным состоянием, то задача получения его линеаризованной модели является достаточно объемной работой и к ее решению существует множество подходов [1,12]. Математический анализ подобных схем сводится к решению систем дифференциальных уравнений на различных интервалах времени — импульса и паузы (для режима непрерывного тока) — для получения нелинейной системы с усредненными матрицами за период.

Проведем анализ нелинейной модели повышающего преобразователя постоянного напряжения в пакете имитационного моделирования Simulink системы MatLab, используя элементы библиотеки Power Elements пакета расширения SimPowerSystems. На рис. 3, а представлена вычислительная модель такой системы, где мостовой инвертор, показанный на рис. 3, б, является подсистемой. На рис. 3, а: L_d — индуктивность дросселя в первичной обмотке трансформатора; C_6 , $R_{н1}$ — емкость конденсаторной батареи и сопротивление нагрузки, которое задается исходя из заданной мощности и напряжения выхода (выбрано 6,2 Ом, что соответствует 60 кВт).

Задание параметров силовых полупроводниковых элементов в Simulink подробно описано в различных источниках [13, 14].

Трансформатор задан блоком линейного трансформатора „Linear Transformer“. Сопротивление первичной цепи R_1 задается очень малым, но отличным от нуля, индуктивность ее рассеяния L_1 также отлична от нуля и ее приближенное значение задано равным 2,2 мкГн. Сопротивление R_m цепи намагничивания задается очень большим. Остальные параметры обмоток задаются равными нулю [15]. При моделировании трансформатора появляется проблема определения индуктивности добавочного дросселя. Определить ее значение, обеспечивающее режим ZVS, можно, проанализировав характеристики, полученные на выходе мостового инвертора. В данной работе индуктивность добавочного дросселя составляет 3 мкГн.

Другой проблемой моделирования является выбор несущей частоты широтно-импульсной модуляции (ШИМ) мостового инвертора. Эта проблема возникает вследствие

того, что его нагрузкой является трансформатор с дросселем. Увеличение несущей частоты ШИМ ведет к уменьшению магнитных потерь, т.е. потерь на вихревые токи и гистерезис, но потери, обусловленные переключением силовых ключей, значительно увеличиваются [16]. Потери в сердечнике трансформатора можно учесть при моделировании, задавая параметры цепи намагничивания L_m и R_m . Однако учет потерь, обусловленных переключением, — более трудная задача. Необходимо отметить, что из-за высокой мощности преобразователя увеличение частоты также ведет к трудностям разработки конструкции дросселя и трансформатора [17], связанным со сложностью выбора сердечника, и к увеличению их стоимости вследствие необходимости использования литцендрата в качестве материала проводов для исключения появления эффекта вытеснения тока [1]. В связи с перечисленными трудностями зададим несущую частоту f равной 7,5 кГц.

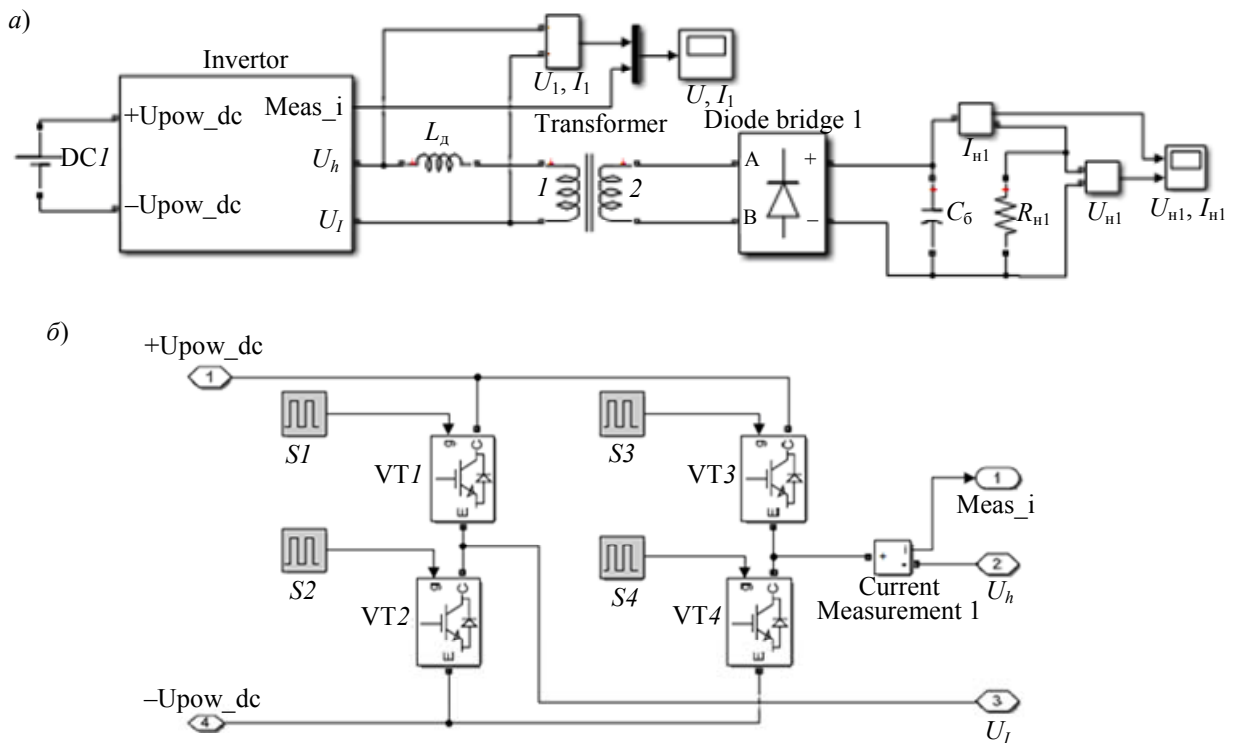


Рис. 3

Блоками $S1—S4$ „Pulse generator“ (см. рис. 3, б) реализовано фазовое управление. Для этого в блоках $S3$ и $S4$ задано смещение относительно $S1$ и $S2$, тем самым на выходе преобразователя получено заданное стабилизированное значение напряжения. Смещение определяется значением коэффициента широтно-импульсной модуляции $K_{ШИМ}$ из следующего выражения [9]:

$$U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} (1 - 2K_{\text{ШИМ}}) = n. \tag{1}$$

Зафиксировав значение n , рассчитанное по выражению (1) для номинальных значений напряжения питания $U_{\text{ВХ}}$ и $K_{\text{ШИМ}} = 0,225$, можно определить $K_{\text{ШИМ}}$ для каждого значения $U_{\text{ВХ}}$.

Рассчитаем емкость конденсаторной батареи, минимальное значение которой определяется неравенством [18]

$$C_6 > 2K_{\text{ШИМ}} / (R_n f \Delta U). \tag{2}$$

Тогда для максимального значения $K_{\text{ШИМ}} = 0,45$ и заданных параметров ($\Delta U = 0,1$ — возможное отклонение заданного стабилизированного напряжения) $C_6 > 193$ мкФ. Для

анализа влияния емкости C_6 на характеристики инвертора проведем моделирование системы при $C_{61} = 400 \text{ мкФ}$ и $C_{62} = 4000 \text{ мкФ}$.

На рис. 4 приведены временные зависимости напряжения и тока на входе инвертора при $C_{61} = 400 \text{ мкФ}$ и $C_{62} = 4000 \text{ мкФ}$; показаны разнополярные прямоугольные импульсы напряжения одинаковой длительностью $0,5T_{\text{ШИМ}}K_{\text{ШИМ}}$ с амплитудой, равной напряжению питания инвертора 200 В, где $T_{\text{ШИМ}}$ — период несущей ШИМ, а кривые токов совпадают. Анализ рисунка показывает, что емкость выходного фильтра не влияет на выходные характеристики мостового инвертора.

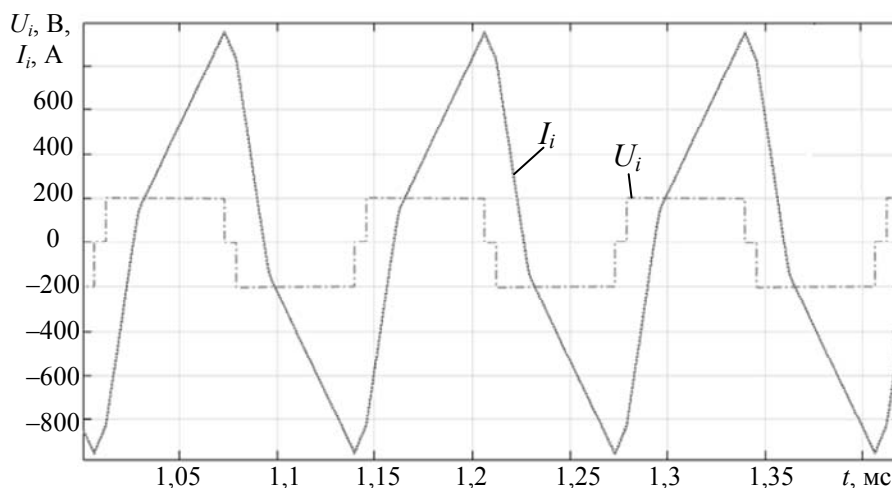


Рис. 4

На рис. 5 представлены графики напряжения на выходе преобразователя при $C_{61} = 400 \text{ мкФ}$ и $C_{62} = 4000 \text{ мкФ}$ (кривые 1 и 2 соответственно). Анализ рисунка показывает, что увеличение емкости уменьшает амплитуду колебаний выходных характеристик преобразователя.

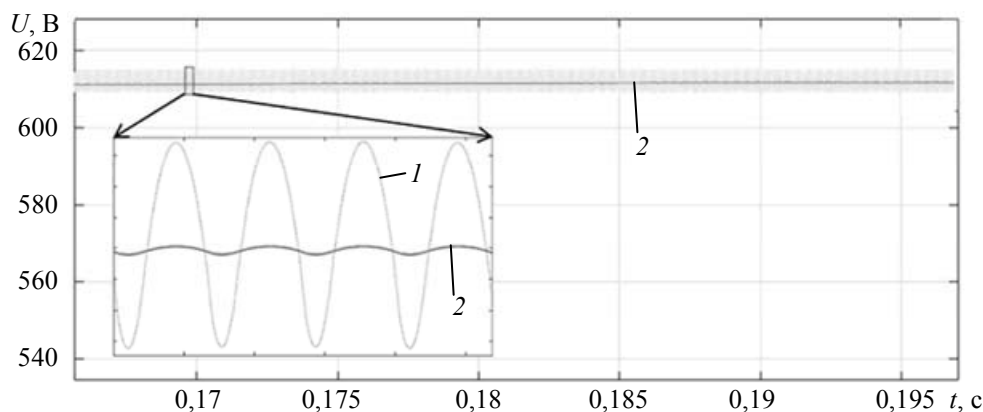


Рис. 5

Еще одна проблема заключается в том, что при моделировании практически невозможно учесть шумы, обусловленные коммутационными процессами. Рис. 6 иллюстрирует их воздействие: представлены зарегистрированные в реальном устройстве характеристики напряжения на входе и выходе конденсаторной батареи: *a* — 200 В/дел и 25 мс/дел, *б* — 200 В/дел и 100 мс/дел; при моделировании данные характеристики будут идентичны. Это подтверждает, что моделирование не позволяет в полной мере проанализировать устройство — так, неверный конструктив конденсаторной батареи [9], который в модели представлен простым пассивным элементом, не может обеспечить полную фильтрацию.

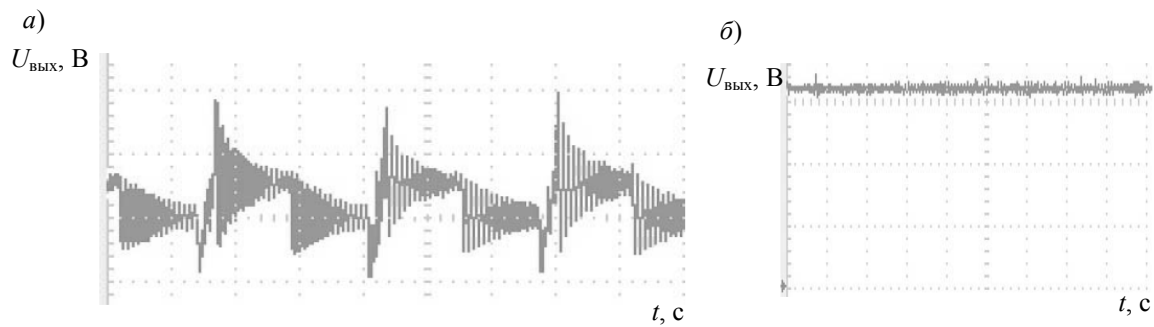


Рис. 6

Также при моделировании трудно учесть воздействие коммутационных процессов на измеряемые сигналы. На практике может потребоваться в управляющую часть мощных преобразователей (см. рис. 1) ввести устройства формирования псевдодифференциальных сигналов с целью уменьшения помех и обеспечения требуемого качества измерения.

При расчетах и моделировании сложно учесть все факторы, влияющие на выходные характеристики. Поэтому часто по окончании экспериментального изучения, например, вследствие несоответствия полученного коэффициента трансформатора требуемому значению, заложенному в модель преобразователя, наличия помех, наводок, а иногда и нереализуемости разработанной схемы, приходится решать обратные задачи, т.е. дорабатывать модель.

Заключение. Рассмотрены основные вопросы, которые могут вызвать затруднения у разработчиков при теоретическом исследовании повышающего преобразователя постоянного напряжения, а также указаны основные проблемы моделирования, знание которых может сократить число возможных обратных задач.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 632 с.
2. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. М.: Техносфера, 2011. 576 с.
3. Koo G. B., Moon G. W., Youn M. J. Analysis and design of phase shift full bridge converter with series-connected two transformers // IEEE Transact. Power Electronics. 2004. Vol. 19, N 2. P. 411—419.
4. Jang Y., Jovanovic M. M. A new family of full-bridge ZVS converter // IEEE Transact. Power Electronics. 2004. Vol. 19, N 3. P. 701—708.
5. Jang Y., Jovanovic M. M. A new PWM ZVS full-bridge converter // IEEE Transact. Power Electronics. 2007. Vol. 22, N 3. P. 987—994.
6. Jain P. K., Kang W., Soin H., Xi Y. Analysis and design considerations of a load an line independent zero voltage switching full bridge DC/DC converter topology//IEEE Transact. Power Electronics. 2002. Vol. 17, N 5. P. 649—657,
7. Jeon S.J., Cho G. H. A zero-voltage and zero-current switching full bridge DC–DC converter with transformer isolation // IEEE Transact. Power Electronics. 2001. Vol. 16, N 5. P. 573—580.
8. Sabate J. A, Vlatkovic Y., Ridel R. B., Lee F. C., Cho B. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter // Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. 1990. P. 275—284.
9. Erickson R., Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics. Norwell, Mass: Kluwer Academic Publ., 2001. 885 p.
10. Касаткин А. С., Немцов М. В. Электротехника: Учебник для вузов. М.: Академия, 2007. 544с.
11. Vanderson L. R., Raimundo C. S. F., Benedito A. L., Petrov C. L., Ewaldo S. Measuring the excitation current in transformers using hall effect sensors // Proc. IEEE Intern. Instrumentation and Measurement Technology Conf. (I2MTC), Montevideo, Uruguay. 2014. P. 960—963.
12. Кориунов А. И. Методика построения непрерывных моделей импульсных преобразователей напряжения постоянного тока // Компоненты и технологии. 2006. № 8. С. 21—27.

13. Дьяконов В. П. Simulink: Самоучитель. М.: ДМК-Пресс, 2013. 784 с.
14. Лурье М. С., Лурье О. М. Имитационное моделирование схем преобразовательной техники: Учеб. пособие. Красноярск: СибГТУ, 2007. 138 с.
15. Борисов П. А., Томасов В. С. Расчет и моделирование выпрямителей: Учеб. пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2009. Ч. I. 169 с.
16. Chen Z., Liu S., Ji F. A power loss comparison of two full bridge converters with auxiliary networks // Proc. of the 7th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. (IPEMC), China. 2012. P. 1888—1893.
17. Petkov R. Optimum design of a high-power, high-frequency transformer // IEEE Transact. Power Electronics. 1996. P. 33—42.
18. Baei M., Narimani M., Moschopoulos G. A new ZVS-PWM full bridge boost converter // J. of Power Electronics. 2014. Vol.14. P. 1—12.

Сведения об авторах

- Софья Александровна Александрова** — аспирант; Университет ИТМО; кафедра систем управления и информатики; E-mail: Alexandrova_sophie@mail.ru
- Ольга Валерьевна Слита** — канд. техн. наук, доцент; Университет ИТМО, кафедра систем управления и информатики; E-mail: o-slita@yandex.ru

Поступила в редакцию
21.03.17 г.

Ссылка для цитирования: Александрова С. А., Слита О. В. Моделирование повышающих преобразователей напряжения высокой мощности // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61, № 3. С. 274—280.

MODELING OF HIGH-POWER VOLTAGE-INCREASING TRANSDUCERS

S. A. Alexandrova, O. V. Slita

ITMO University, 197101, St. Petersburg, Russia
E-mail: Alexandrova_sophie@mail.ru

Main stages of modeling a high-power DC-DC converter are considered. The investigated transducer has supply voltage varying in the range 175-320 V, and the output voltage of 610 V; it consists of a bridge inverter raising a high-frequency transformer and a diode rectifier loaded on a capacitive filter and an active load. The presence of the transformer leakage inductance makes it possible to provide soft commutation of power switches. A nonlinear model of the converter is constructed with the use of the SimLower Simulink extension package of the MatLab system, main stages of the model synthesis are presented. The main problems that can arise in the simulation and transition from the theoretical study of a high-power converter to experimental design are indicated. The main parameters of the nonlinear model are chosen, and their effect on the energy loss is analyzed. A comparative analysis of the characteristics obtained in the simulation and the characteristics of the real device is carried out.

Keywords: bridge inverter, boost converter, simulation, phase control, transformer leakage inductance, high-frequency transformer

Data on authors

- Sophia A. Alexandrova** — Post-Graduate Student; ITMO University, Department of Computer Science and Control Systems; E-mail: Alexandrova_sophie@mail.ru
- Olga V. Slita** — PhD, Associate Professor; ITMO University, Department of Computer Science and Control Systems; E-mail: o-slita@yandex.ru

For citation: Alexandrova S. A., Slita O. V. Modeling of high-power voltage-increasing transducers. *Journal of Instrument Engineering*. 2018. Vol. 61, N 3. P. 274—280 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2018-61-3-274-280