

УДК621.314.2:632

## ДВУХФАЗНЫЙ ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С МЯГКОЙ КОММУТАЦИЕЙ ТРАНЗИСТОРОВ И ОСОБЕННОСТИ ЕГО ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ

**Диксон Роберт Кристофер,**

аспирант Томского университета систем управления и радиоэлектроники,  
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40; Специалист по энергетике зоны  
Карибского моря, Ямайка, Кингстон 5, Доменика Драйв, 25,  
E-mail: dixon\_robert@mail.ru

**Дементьев Юрий Николаевич,**

PhD, канд. техн. наук, заведующий кафедрой электропривода  
и электрооборудования Энергетического института ТПУ,  
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30. E-mail: dementiev@mail2000.ru

**Михальченко Геннадий Яковлевич,**

д-р техн. наук, профессор кафедры промышленной электроники, директор  
НИИ промышленной электроники Томского университета систем  
управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.  
E-mail: kpe-tusur@yandex.ru

**Михальченко Сергей Геннадьевич,**

д-р техн. наук, доцент кафедры промышленной электроники  
Томского университета систем управления и радиоэлектроники,  
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. E-mail: msg@ie.tusur.ru

**Семенов Сергей Михайлович,**

ст. преподаватель кафедры электропривода и электрооборудования  
Энергетического института ТПУ, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30.  
E-mail: epeo@enin.tpu.ru

*Актуальность работы определяется необходимостью повышения энергоэффективности и надежности полупроводниковых преобразователей за счет уменьшения динамических потерь переключения и снижения внутренних запасов энергии для широкого применения в бытовой и промышленной технике.*

**Цель исследования:** разработка способа мягкой коммутации транзисторов двухфазных преобразователей повышающего типа с использованием дроссельного коммутирующего элемента, позволяющего повысить технико-экономические показатели системы за счет снижения динамических потерь.

**Методы исследования:** Обзор литературных и патентных источников по тематике, сравнительный анализ имеющихся данных. Имитационное моделирование электромагнитных процессов в программной среде SwCAD с использованием коммутационно-разрывных функций. Для получения значений вектора переменных состояний использовался метод Ньютона-Рафсона, обладающий быстрой сходимостью и степенью точности получаемых дискретных значений.

**Результаты:** предложенная система регулирования напряжения на основе двухфазного повышающего преобразователя с мягкой коммутацией транзисторов обладает достаточной надежностью и сроком службы, позволяет получить высокий КПД даже при низких напряжениях источника питания.

### **Ключевые слова:**

Переключение при нулевом напряжении, переключение при нулевом токе, двухфазный повышающий преобразователь, частотно-импульсная модуляция, потери переключения, явления бифуркации, хаотические режимы, функционирование стабилизатора напряжения.

Исторически силовая транзисторная электроника получила свое развитие в низковольтных системах электропитания космической техники, где относительно невысокие пиковые значения мощности переключения в инверторных или «чопперных» статических преобразователях существенно не сказывались на сроках службы полупроводниковых элементов, электромагнитной совместимости преобразователя и нагрузки.

Однако с ростом коммутируемых напряжений, быстродействия транзисторов и диодов возникли следующие проблемы:

- резкий рост импульсных составляющих процесса переключения в питающие сети и нагрузку, выход из строя полупроводниковых преобразователей (ПП), снижение живучести из-за жесткой коммутации высоковольтных транзисторов преобразователя;

- внезапные отказы полупроводниковых преобразователей, связанные с динамической неустойчивостью режимов функционирования преобразователей из-за роста быстродействия.

Использование мягкой коммутации транзисторов в резонансных и квазирезонансных структурах преобразователей (ПНТ/ПНН) позволяет частично устранить вышеуказанные проблемы [1]. Однако наличие резонансных контуров предполагает применение в источниках питания частотной импульсной модуляции (ЧИМ), что ограничивает диапазон регулирования токов и напряжений, с одной стороны, и повышает требования к фильтрам радиопомех, с другой стороны. Кроме того, возрастают внутренние запасы энергии резонансных контуров, высвобождение которой во внешних режимах функционирования сопровождается внезапными отказами, увеличиваются и статические потери в приборах за счет перетоков реактивной энергии. Лучшее на сегодняшний день схемотехническое решение реализации мягкой коммутации возможно в фазосдвигаемых однофазных инверторах напряжения [2, 3].

В непосредственных преобразователях понижающего, повышающего и инвертирующего типов обеспечение мягкой коммутации связано с введением дополнительных реактивных элементов, преимущественно емкостных. В статье рассматривается один из возможных способов реализации мягкой коммутации в многофазных преобразователях повышающего типа с индуктивными (дроссельными) элементами и анализируются варианты улучшения его динамических свойств.

**Статические режимы работы двухфазного повышающего преобразователя**

На рис. 1 представлена функционально-принципиальная схема двухфазного повышающего преобразователя (ДПП), а на рис. 2 – временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие основные принципы мягкой коммутации МДП-транзисторов.

В установленном режиме работы преобразователя между моментами переключения транзисторов VT1 и VT2 вводится регулируемая пауза, минимальное значение которой фиксировано. В начальный момент времени (рис. 2) в проводящем состоянии находятся транзистор VT2 и диод VD1, при этом ток в индуктивности L2 нарастает, а в индуктивности L1 спадает, отдавая накопленную на предыдущем интервале энергию в нагрузку Rн. Нарастают также токи  $i_{VT2}$  и  $i_{L3}$  в транзисторе VT2 и коммутирующей индуктивности L3. В момент времени, когда ток  $i_{L3}$  сравняется с током  $i_{L1}$ , запирается диод VD1 и начинается процесс разряда выходной емкости непроводящего транзистора VT1 током коммутирующей индуктивности L3 через открытый транзистор VT2. Напряжение на емкости C1 изменяет полярность, открывается обратный диод транзистора VT1 и ток коммутирующей индуктивности протекает по короткозамкну-

тому контуру до тех пор, пока не включится транзистор VT1. При этом открывается диод VD2 выпрямителя, индуктивность L2 разряжается на нагрузку, полярность напряжения на коммутирующем дросселе изменяется на противоположную и индуктивность L3 перезаряжается. Далее процесс повторяется.

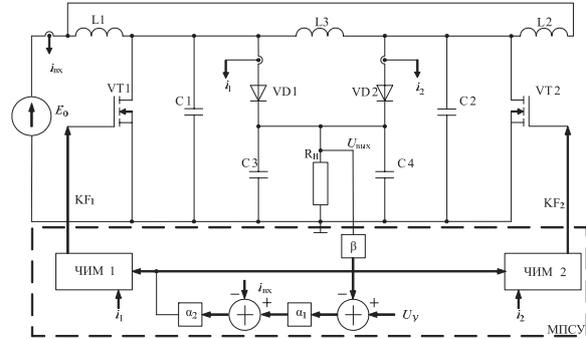


Рис. 1. Функционально-принципиальная схема ДПП

Таким образом, основные отличия рассматриваемой коммутации транзисторов от известных в статическом режиме сводятся к следующему:

- к моменту включения противотактных транзисторов VT1 и VT2 потенциалы их стока спадают до нуля и, сразу после включения, через обратные встроенные диоды VD1 и VD2 еще протекает отрицательный ток в направлении исток–сток, при этом в момент включения динамическая мощность потерь на кристалле транзистора равна нулю;

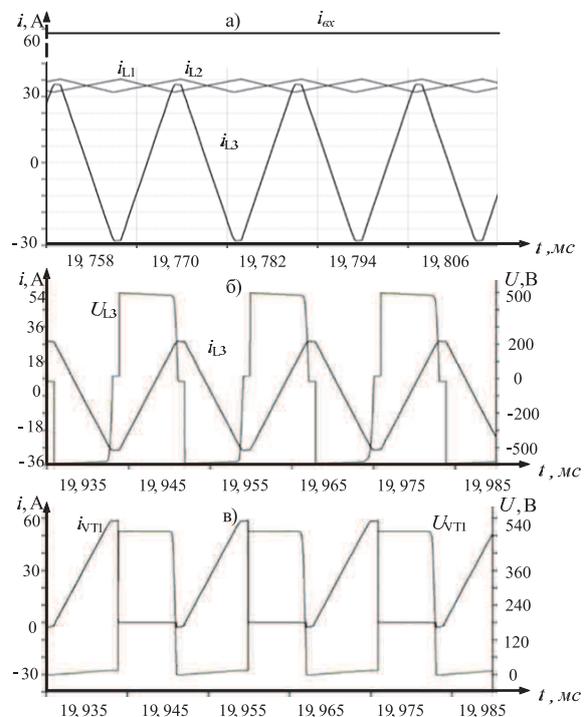


Рис. 2. Временные диаграммы ДПП: а) токи индуктивностей  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ ,  $i_{L3}$  и ток  $i_{ex}$ ; б) ток  $i_{L3}$  и напряжение  $U_{L3}$  коммутирующей индуктивности L3; в) напряжение сток–исток транзистора  $U_{VT1}$  и его ток стока  $i_{VT1}$

- динамическая мощность выключения транзисторов находится на уровне статической рассеиваемой мощности;
- энергия, запасаемая в индуктивных элементах преобразователя, во внештатных режимах ДПП рассеивается нагрузкой;
- электромагнитная совместимость преобразователя с источником питания улучшается, поскольку ток  $i_{\text{вх}}$  равен сумме токов обеих индуктивностей  $i_{L1}, i_{L2}$ , пульсации которых изменяются в противофазе (рис. 2, а);
- аналогично ток нагрузки  $i_{\text{Рн}}$  представляет собой сумму токов двух диодов VD1, VD2, что определяет частоту и величину пульсаций тока выходного фильтра С3, С4;
- коммутирующая индуктивность L3 переменного тока определяет противофазное изменение переменной составляющей токов дросселей каждой фазы преобразователя и строгое равенство постоянных составляющих, т. е. придает ему «естественные» свойства равномерного распределения этих токов.

**Анализ динамических режимов функционирования замкнутой системы стабилизации напряжения**

При построении функционально-принципиальной схемы ДПП (рис. 1) были приняты следующие допущения:

- источник постоянного напряжения  $E_0$  является идеальным;
- импульсный преобразователь выполнен на идеальных ключах с обратными диодами, время переключения которых равно нулю;
- паразитные емкости транзисторов учитываются емкостями С1, С2;
- элементы R, L, С линейны;
- корректирующие устройства  $\alpha_1, \alpha_2$  выполнены на базе идеальных элементов и представлены пропорциональными регуляторами.

Отрицательная обратная связь обеспечивается датчиками тока  $i_{\text{вх}}, i_1, i_2$ , напряжения  $U_{\text{вых}}$  и микропроцессорной схемой управления (МПСУ). Схема управления выполнена двухконтурной двухфазной и включает источник задающего сигнала  $U_\gamma$ , два элемента сравнения, два корректирующих устройства с коэффициентами усиления  $\alpha_1, \alpha_2$  и два частотно-импульсных модулятора (ЧИМ1, ЧИМ2). Сигналы управления транзисторами обозначены коммутационно-разрывными функциями  $KF_1$  и  $KF_2$ .

Преобразователи повышающего типа рассматриваются во многих работах [3–10], причем в большинстве случаев используются методы усреднения (линеаризации) вектора переменных состояния системы нелинейных дифференциальных уравнений. Используя данные методы, не представляется возможным учитывать множественность решения нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих режимы функционирования замкнутой САУ: периодические, квазипериодические и хаотические. В работе [10] исследуется ди-

намика классической структуры преобразователя повышающего типа с позиций бифуркационного анализа, где установлена закономерность хаотизации динамики тока входной индуктивности  $i_L=f(\alpha_2)$  через процесс «квазижесткого» удвоения периода, как показано на рис. 3, здесь  $\alpha_2$  – коэффициент усиления регулятора контура тока.

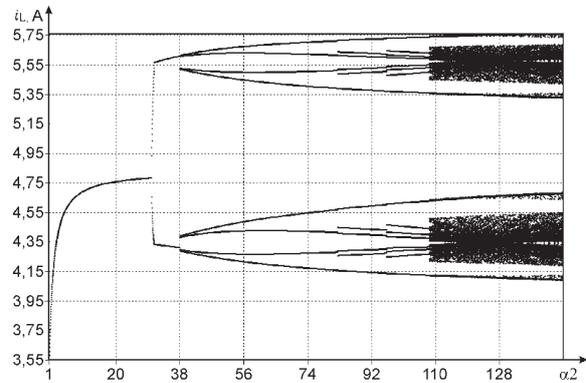


Рис. 3. Бифуркационная диаграмма эволюции динамики однофазного ДПП

Для построения численно-аналитической модели динамики ДПП необходимо выполнить следующие условия:

1. Решение исходной системы уравнений записывается в аналитическом виде для каждого участка постоянства структуры силовой цепи.
2. Количество промежуточных задач (например, поиск момента изменения структуры), требующих применения численных методов, должно быть минимальным.
3. При использовании численных методов для определения моментов коммутации необходимо сформулировать требования к точности расчета числовых рядов.

**Результаты имитационного моделирования в среде SwCAD**

Для получения значений вектора переменных состояний использовался численно-аналитический метод, суть которого заключается в нахождении точного решения системы дифференциальных уравнений, описывающих схему замещения на участках линейности структуры (постоянства коммутационных функций), который требует вычисления моментов коммутации, которые определялись численно на каждом тактовом интервале.

С помощью имитационной модели в SwCAD исследован алгоритм ЧИМ с мягкой коммутацией транзисторов ДПП. Сигналы управления транзисторами VT1, VT2 по закону ЧИМ представляют собой коммутационные функции  $KF_1(t), KF_2(t)$ . Коммутационные функции диодов VD1, VD2 находятся в противофазе:

$$KF_{VD2}(t)=1-KF_1(t), KF_{VD1}(t)=1-KF_2(t).$$

Причем сигналы  $KF_1, KF_2, KF_{VD1}, KF_{VD2}$  однозначно определяют режимы работы ДПП: как детерминированные режимы работы преобразовате-

ля, так и недетерминированные сигналы – из приведенных на рис. 4 зон бифуркации и хаоса.

Моделирование осуществлялось при следующих параметрах схемы ДПП:  $U_y=0,55$  В,  $L_1=L_2=450$  мкГн,  $L_k=35$  мкГн,  $C_n=20$  мкФ,  $\alpha_1=10$ ,  $R_L=0,2$  Ом,  $\beta=0,0025$ . Построение бифуркационных диаграмм проводилось при следующих диапазонах варьируемых величин ЭДС  $E_0=10..250$  В и коэффициентов усиления сигнала обратной связи  $\alpha_2=1...250$ .

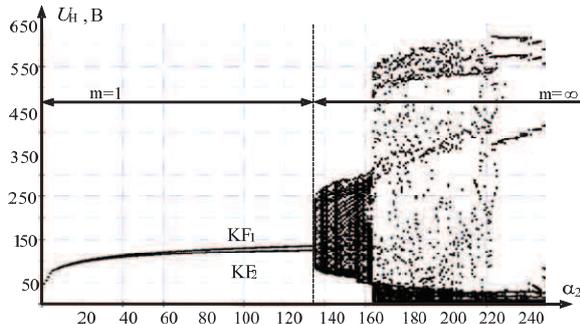


Рис. 4. Зависимости выходного напряжения  $U_n$  от коэффициента усиления сигнала обратной связи  $\alpha_2$  при  $U_y=0,55$  В и  $E_0=40$  В

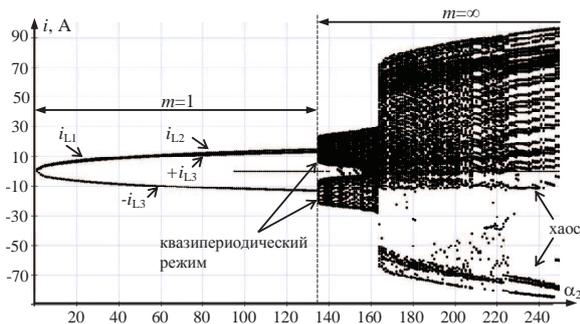


Рис. 5. Бифуркационная диаграмма токов дросселей с зоной устойчивости одноциклового режима ДПП при  $1 < \alpha_2 < 135$

На рис. 4, 5 приведены бифуркационные диаграммы, иллюстрирующие зоны устойчивых и неустойчивых состояний ДПП в плоскости параметров  $U_{\text{вых}}=f(\alpha_2)$ . Можно видеть, что вариант потери устойчивости стабильного одноциклового режима ( $m=1$ ), в отличие от бифуркации удвоения периода однотактного преобразователя (рис. 3), сопровождается бифуркацией Неймарка–Сакера при  $\alpha_2=135$ , с последующим «квазизжестким» возникновением хаотических движений при  $\alpha_2 > 164$ . Если квазипериодические режимы функционирования сопровождаются амплитудой колебаний то-

ков и напряжений, в десятки раз превышающих таковые одноциклового режима, то в области хаотических колебаний – в сотни раз, что и является причиной отказов преобразователей.

Как видно из рис. 5, увеличение коэффициента усиления  $\alpha_2$  приводит к квазипериодическим колебаниям по сценарию бифуркации Неймарка–Сакера.

На рис. 6 представлены зависимости КПД ( $\eta$ ) от напряжения источника питания ( $E_0$ ). Использование полевых транзисторов позволяет получить достаточно высокое значение КПД даже при низких величинах  $E_0$ .

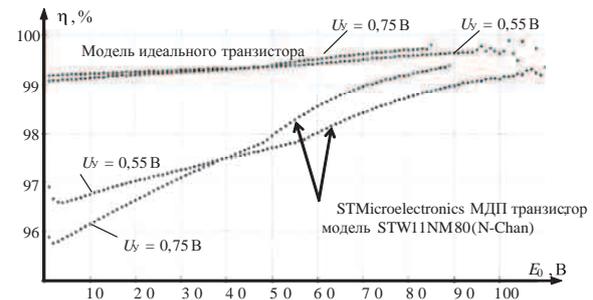


Рис. 6. Зависимость КПД ДПП от напряжения источника питания

### Выводы

1. Предложен двухфазный преобразователь с мягкой коммутацией транзисторов, имеющий повышенную энергоэффективность и надежность за счет уменьшения динамических потерь переключения.
2. Использование дросельного коммутирующего элемента в двухфазном преобразователе для осуществления мягкой коммутации транзисторов позволяет повысить технико-экономические показатели полупроводникового преобразователя за счет снижения динамических потерь.
3. Анализ динамических режимов функционирования двухфазного преобразователя повышающего типа показал, что область его динамической устойчивости существенно расширяется по сравнению с однотактным преобразователем.
4. Установлено, что применение в двухфазном повышающем преобразователе частотно-импульсной модуляции с мягкой коммутацией транзисторов сопровождается бифуркацией Неймарка–Сакера с последующим зарождением хаотических движений.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters / Edwin van Dijk, Herman J.N. Spruijt, Dermot M. O'Sullivan, J. Ben Klaassens // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1995. – P. 659–665.
2. Kocewiak L. Bifurcations and Chaos in a DC-DC Buck Converter // Elektronika. – 2008. – № 10. – P. 105–110.
3. Zhusubaliyev Zh.T, Soukhoterina E.A., Mosekilde E. Border-collision bifurcations and chaotic oscillations in a piecewise-smooth dynamical system // International Journal of Bifurcation and Chaos. – 2001. – V. 11. – № 12. – P. 2977–3001.
4. Femia N., Spagnuolo G., Vitelli M. Steady-state analysis of hard and soft switching DC-to-DC regulators // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2003. – V. 18. – № 1. – P. 51–64.

5. Combined PWM and PFM control for universal line voltage of a piezoelectric transformer off-line converter / S. Hamamura, T. Ninomiya, M. Yamamoto, M. Katsuno // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2003. – V. 18. – P. 270–277.
6. Tse C.K. Flip Bifurcation and Chaos in Three-state Boost Switching Regulators // IEEE Transactions on Circuits and Systems I. – 1994. – V. 41. – № 1. – P. 16–23.
7. Hasaneen B.M., Elbaset Mohammed A.A. Design and Simulation of DC/DC Boost Converter. 2008. P. 335–340. URL: [http://works.bepress.com/cgi/viewcontent.cgi?article=1005&context=dr\\_adel72](http://works.bepress.com/cgi/viewcontent.cgi?article=1005&context=dr_adel72) (дата обращения: 01.11.2013).
8. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 294 с.
9. Михальченко Г.Я., Малаханов А.А. Математическая модель однофазного корректора коэффициента мощности // Доклады ТУСУР. – 2008. – № 2 (18). – Ч. 2. – С. 143–149.
10. High-Feedback Operation of Power Electronic Converters / Zh.T. Zhusubaliyev, E. Mosekilde, A.I. Andriyanov, G.Ya. Mikhailchenko // Electronics. – 2013. – № 2 (2). – P. 113–167. URL: <http://www.mdpi.com/2079-9292/2/2/113> (дата обращения: 01.11.2013).

Поступила 11.11.2013 г.

UDC 621.314.2:632

## DYNAMIC PROPERTIES OF A TWO-PHASE BOOST CONVERTER WITH SOFT-SWITCHING TRANSISTORS TECHNOLOGY

**Robert C. Dixon,**

PhD, Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics, Russia, 634050, Tomsk, Lenin avenue, 40. Jamaica National commission for UNESCO, Jamaica, Kingston 5, Dominica Drive 25. E-mail: [dixon\\_robert@mail.ru](mailto:dixon_robert@mail.ru)

**Yuriy N. Dementyev,**

PhD. Cand. Sc., Tomsk Polytechnic University, Russia, 634050, Tomsk, Lenin avenue, 30. E-mail: [dementiev@mail2000.ru](mailto:dementiev@mail2000.ru)

**Genadiy Ya. Mikhailchenko,**

Dr. Sc., Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics, Russia, 634050, Tomsk, Lenin avenue, 40. E-mail: [kpe-tusur@yandex.ru](mailto:kpe-tusur@yandex.ru)

**Sergey G. Mikhailchenko,**

Dr. Sc., Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics, Russia, 634050, Tomsk, Lenin avenue, 40. E-mail: [msg@ie.tusur.ru](mailto:msg@ie.tusur.ru)

**Sergey M. Semenov,**

Tomsk Polytechnic University, Russia, 634050, Tomsk, Lenin avenue, 30. E-mail: [epeo@enin.tpu.ru](mailto:epeo@enin.tpu.ru)

*The relevance of the work is determined by the need to develop a method for improving the efficiency and reliability of voltage converters reducing the dynamic switching losses of various devices, and decreasing inner energy storage for wide application in consumer electronics and industrial engineering systems.*

**Objective:** to provide an alternative way of implementing soft-switching transistors through an inductive energy stored technique of the inductive element for the two-phase boost converter type. The inductive commutation switching element can provide an alternative method, which can improve and raise the technical and economical performance of switched-mode power supply (SMPS) devices. Hence, reducing the dynamic losses of the transistors crystalline structure and including the reduction of electromagnetic interference (EMI) occurrences.

**Methods:** reviewing of technical publications concerning hard and soft techniques including their dynamic properties. A modelled simulation of the two-phase boost converter with soft-switching transistors has been studied in variety of software environment, such as SwCAD and MATLAB platform. Thus, the analysis of static and dynamic characteristics of the device incorporates the Newton-Raphson method (e.g. equating vector of state variables real roots in its transient and steady state), which has a sufficiently rapid convergence for a precise value and with a fair degree of accuracy of the discrete values found – shown below in the chaos and bifurcation phenomena regimes.

**Results:** the authors have proposed the voltage converter control system designed on the basis of a two-phase boost converter with soft-switching transistors, which is capable of increasing performance and reliability; hence, the life of the SMPS device. It can also provide high efficiency even at low voltage power supply.

**Key words:**

Zero voltage switching, zero current switching, two phase boost converter, pulse frequency modulation, switching losses, bifurcation

phenomena, chaos regimes, voltage converter operation.

#### REFERENCES

1. Edwin van Dijk, Herman J.N. Spruijt, Dermot M. O'Sullivan, J. Ben Klaassens. PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1995, pp. 659–665.
2. Kocewiak L. Bifurcations and Chaos in a DC-DC Buck Converter. *Elektronika*, 2008, no. 10, pp. 105–110.
3. Zhusubaliyev Zh.T., Soukhoterin E.A., Mosekilde E. Border-collision bifurcations and chaotic oscillations in a piecewise-smooth dynamical system. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2001, vol. 11, no. 12, pp. 2977–3001.
4. Femia N., Spagnuolo G., Vitelli M. Steady-state analysis of hard and soft switching DC-to-DC regulators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, vol. 18, no. 1, pp. 51–64.
5. Hamamura S., Ninomiya T., Yamamoto M., Katsuno M. Combined PWM and PFM control for universal line voltage of a piezoelectric transformer off-line converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, vol. 18, pp. 270–277.
6. Tse C.K. Flip Bifurcation and Chaos in Three-state Boost Switching Regulators. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 1994, vol. 41, no. 1, pp. 16–23.
7. Hasaneen B.M., Elbaset Mohammed A.A. *Design and Simulation of DC/DC Boost Converter*. 2008. pp. 335–340. Available at: [http://works.bepress.com/cgi/viewcontent.cgi?article=1005&context=dr\\_adel72](http://works.bepress.com/cgi/viewcontent.cgi?article=1005&context=dr_adel72) (accessed 01.11.2013).
8. Kobzev A.V., Mikhailchenko G.Ya., Andriyanov A.I., Mikhailchenko S.G. *Nelineynaya dinamika poluprovodnikovyykh preobrazovateley* [Nonlinear dynamics of semiconductor in power electronics converters]. Tomsk, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2007. 294 p.
9. Mikhailchenko G.Ya., Malakhanov A.A. Matematicheskaya modelodnofaznogo korektora koeffitsienta moshchnosti [Mathematical model of a single-phase power factor corrector]. *Doklady TUSUR*, 2008, no. 2 (18), P. 2, pp. 143–149.
10. Zhusubaliyev Zh.T., Mosekilde E., Andriyanov A.I., Mikhailchenko G.Ya. High-Feedback Operation of Power Electronic Converters. *Electronics*, 2013, no. 2 (2), pp. 113–167. Available at: <http://www.mdpi.com/2079-9292/2/2/113> (accessed 01.11.2013).