

УДК 621.314:681.511

А. И. Андриянов, канд. техн. наук, доц., **Н. А. Краснов**, аспирант,
Брянский государственный технический университет

Система управления нелинейной динамикой импульсного преобразователя напряжения со стабилизацией предельного тока

Рассматривается система управления импульсным преобразователем напряжения с нелинейной внешней характеристикой, имеющей участки стабилизации напряжения и тока. Рассчитаны карты динамических режимов и диаграммы пульсаций напряжения при различных параметрах системы. Предлагаемая система управления понижающим преобразователем позволяет уменьшить области неprojektных режимов работы преобразователя.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, нелинейная динамика, бифуркация, система управления, понижающий преобразователь, метод направления на цель

Введение

На сегодняшний день импульсные преобразователи (ИП) напряжения широко используются в различных областях техники, поскольку обеспечивают высокие показатели качества выходного сигнала при приемлемых массогабаритных показателях [1]. Наиболее широко ИП используются во вторичных источниках питания, оборудовании радиотехники и лабораторном оборудовании. Основной задачей замкнутых систем управления импульсными преобразователями является стабилизация выходного напряжения или тока.

Часто при построении систем электропитания используется нелинейная внешняя характеристика преобразователя, имеющая как участок стабилизации напряжения, так и участок стабилизации тока [1], которая существенно влияет на динамические характеристики системы, особенно в точке ее перегиба.

Известно, что в системах с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) в результате бифуркаций возможно возникновение хаотических и неprojektных динамических режимов работы [2]. Под неprojektными режимами работы в данном случае понимаются циклы с кратностью периода m , отличной от единицы (m -циклы), когда частота пульсаций выходного напряжения в m раз меньше, чем частота ШИМ. В связи с этим на этапе проектирования системы управления (СУ) ИП одной из приоритетных задач является определение оптимальной структуры и параметров СУ, позволяющих исключить возможность возникновения опасных и нежелательных режимов работы [2] и обеспечить работу преобразователя в проектном 1-цикле.

Управлению нелинейной динамикой импульсных преобразователей посвящено достаточно много работ [3–5]. Основной проблемой рассматриваемых в них методов является либо сложность реализации, как в методе линеаризации отображения Пуанкаре [3, 4], либо, как в методе Пирагаса [5], ограниченные возможности по управлению динамикой в области мультистабильности, когда устойчивы несколько 1-циклов и только один из них является проектным.

Перспективным методом управления нелинейной динамикой рассматриваемых систем является так называемый метод направления на цель [6], но на сегодняшний день он остается математической абстракцией и не применяется в технике. В работе [7] авторы предприняли попытку его развития в приложении к преобразовательной технике на примере понижающего преобразователя и получили обнадеживающие результаты. Данная статья является продолжением исследований по повышению качества динамики импульсных преобразователей с нелинейной внешней характеристикой [8]. Основной задачей работы является создание структуры СУ, обеспечивающей проектный режим работы в заданном диапазоне изменения параметров системы на основе метода направления на цель.

Описание объекта исследования

При исследовании динамических систем, таких как ИП, описываемых дифференциальными уравнениями, при различных параметрах системы могут возникнуть режимы работы с большой амплитудой колебаний выходного сигнала. Для исключения данного недостатка авторами предлагается выполнить структурный синтез СУ, где для стабилизации

проектного режима используется метод направления на цель (МНЦ) [4]. Сущность метода заключается в использовании заранее рассчитанного задания на неподвижную точку при формировании импульса управления силовым ключом для коррекции траектории в направлении этой точки. Данный подход расширит область проектной работы и обеспечит устойчивый режим работы в широком диапазоне параметров системы.

Функциональная схема рассматриваемой САУ представлена на рис. 1. Здесь приняты следующие обозначения: R — активное сопротивление дросселя; L — индуктивность дросселя; C — емкость конденсатора; R_n — сопротивление нагрузки; E — напряжение источника питания; $\beta_1, \dots, \beta_4$ — масштабные коэффициенты цепей обратной связи; U_{3T}, U_{3H} — напряжение задания на ток и напряжение соответственно; U_i — импульсы управления силовым ключом; U_y — управляющий сигнал; U_p — развертывающее пилообразное напряжение; ОСУ — основная система управления; ВСУ — вспомогательная система управления; ГРН — генератор развертывающего напряжения; ИП — импульсный преобразователь; УВХ1, УВХ2 — устройство выборки-хранения; УА1, УА2 — универсальные аппроксиматоры; ВСН — вычислитель сопротивления нагрузки; КУ — коммутирующее устройство; $K_1, \dots, K_4$ — коэффициенты пропорциональности; α_1, α_2 — коэффициенты пропорциональных регуляторов напряжения и тока соответственно; $\Delta U_{OHT}, \Delta U_{OSH}$ — ошибка ОСУ по току и напряжению соответственно; U_{ck3}, I_{Lk3} — компоненты вектора задания на неподвиж-

ную точку 1-цикла; U_{ck}, I_{Lk} — компоненты вектора обратных связей по переменным состояниям в стробоскопические моменты времени; $\Delta U_{Osh1k} - \Delta U_{Osh4k}$ — дополнительные управляющие сигналы ВСУ.

В предлагаемой СУ можно выделить две подсистемы [7]: основную (ОСУ) и вспомогательную систему управления (ВСУ). Задача ОСУ — обеспечить стабилизацию выходного напряжения или тока в соответствующем режиме. Для этого ОСУ имеет два контура обратных связей, использующих сигналы датчиков о токе дросселя и напряжении на конденсаторе LC-фильтра. Для управления участком стабилизации тока в ОСУ предусмотрено звено гистерезиса, управляющее положением КУ, которое определяет режим стабилизации преобразователя: обратная связь (ОС) по напряжению или ОС по току.

Принцип работы ОСУ заключается в вычислении отклонения сечения Пуанкаре [4] масштабированного сигнала датчика от заданной неподвижной точки и введение полученного рассогласования в основной контур управления.

Задача ВСУ — сформировать дополнительные управляющие воздействия на сигналы ОСУ для каждого режима работы преобразователя для обеспечения проектного 1-цикла. Для этого сигналы о текущих параметрах системы передаются на блоки аппроксиматоров УА1 и УА2, где вычисляются компоненты вектора задания на неподвижную точку. В качестве аппроксиматоров выбраны нейронные сети типа многослойный персептрон [7].

После получения отклонения сигналов текущего значения неподвижной точки системы от заданных с помощью блоков В1 и В2 сигналы корректирующего воздействия масштабируются соответствующими коэффициентами K_1, K_2 и изменяют ΔU_{Osh} соответствующей ОС с помощью вычитателей В3 и В4.

Математическая модель системы

Кусочно-гладкая математическая модель представленной на рис. 1 САУ разработана с использованием результатов, полученных авторами в работе [8] для ОСУ.

На каждом участке гладкости САУ описывается системой линейных дифференциальных уравнений

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_i \mathbf{X} + \mathbf{B}_i, \quad (1)$$

где $\mathbf{A}_i$ — матрица постоянных коэффициентов на i -м участке гладкости; $\mathbf{B}_i$ — вектор вынуждающих воздействий на i -м участке; $\mathbf{X} = (x_1, x_2)^T = (i_L, U_C)^T$ — вектор переменных состояния. Для сокращения объема статьи матрицы $\mathbf{A}_i, \mathbf{B}_i$ не приводятся [8].

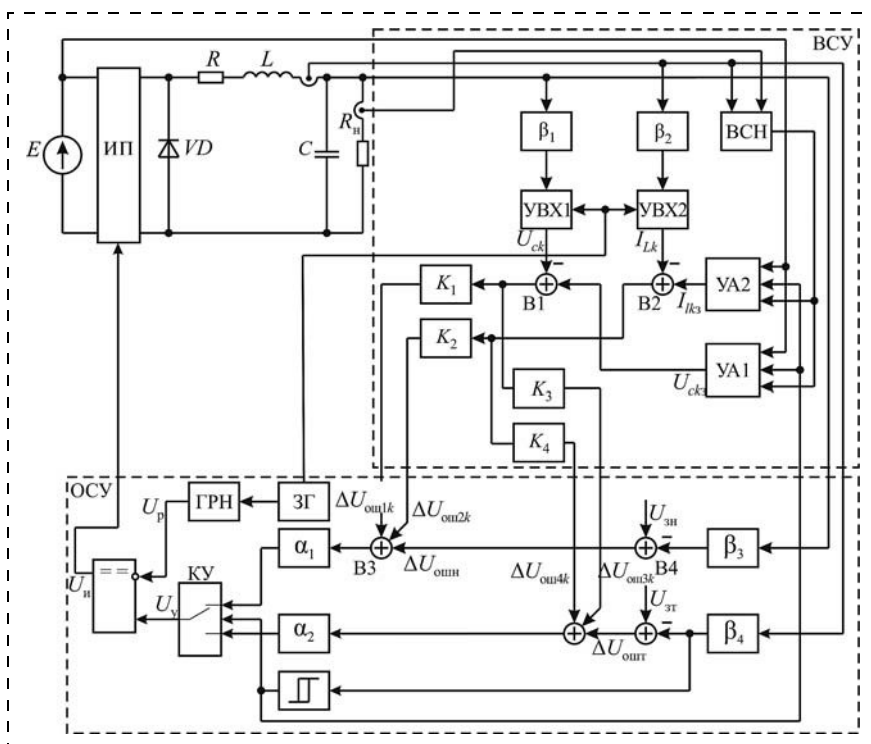


Рис. 1. Схема замещения замкнутой импульсной системы автоматического управления импульсного преобразователя с нелинейной внешней характеристикой

В рассматриваемой системе на тактовом интервале может быть реализовано пять коммутаций (включение и выключение силового ключа, переключение КУ в режим обратной связи по току и напряжению, коммутация силового диода при переходе в режим прерывистых токов).

Уравнения (разностные функции), на основе которых определяются моменты коммутации при использовании только ОСУ, могут быть представлены в виде [8]

$$\varphi_{\text{ст.н}}(\mathbf{X}, z) = \alpha_1(U_{\text{зн}} - \beta_3 x_2(z)) - U_{\text{pm}} z; \quad (2)$$

$$\varphi_{\text{ст.т}}(\mathbf{X}, z) = \alpha_2(U_{\text{зт}} - \beta_4 x_1(z)) - U_{\text{pm}} z; \quad (3)$$

$$\varphi_{\text{вп}}(\mathbf{X}, z) = \alpha_2(U_{\text{вп}} - \beta_4 x_1(z)); \quad (4)$$

$$\varphi_{\text{нп}}(\mathbf{X}, z) = U_{\text{нп}} - \beta_4 x_1(z); \quad (5)$$

$$\varphi_0(\mathbf{X}, z) = x_1(z), \quad (6)$$

где U_{pm} — амплитуда развертывающего напряжения; z — относительное время на тактовом интервале, которое может быть представлено как $z = (t - (k - 1)a)/a$; $U_{\text{лп}}$ — левый предел передаточной характеристики звена с гистерезисом (рис. 1); $U_{\text{пп}}$ — правый предел передаточной характеристики звена с гистерезисом; $\varphi_{\text{ст.н}}(\mathbf{X}, z)$ — разностная функция, определяющая момент коммутации ключа в режиме стабилизации напряжения; $\varphi_{\text{ст.т}}(\mathbf{X}, z)$ — разностная функция, определяющая момент коммутации ключа в режиме стабилизации тока; $\varphi_{\text{лп}}(\mathbf{X}, z)$ — разностная функция, определяющая момент пересечения левого предела петли гистерезиса; $\varphi_{\text{пп}}(\mathbf{X}, z)$ — разностная функция, определяющая момент пересечения правого предела петли гистерезиса; $\varphi_0(\mathbf{X}, z)$ — разностная функция, определяющая момент пересечения нуля током дросселя.

Уравнения (2) и (3) определяют моменты коммутации силового ключа, когда сигнал управления сравнивается с развертывающим напряжением ГРН в режимах стабилизации напряжения и тока соответственно. На основе уравнений (4) и (5) определяются моменты коммутации КУ (режим стабилизации тока или напряжения) при прохождении сигналом управления верхней или нижней границы петли гистерезиса соответственно. С помощью уравнения (6) рассчитывается момент перехода тока дросселя через ноль (в случае работы преобразователя в режиме прерывистых токов). Более подробно эти уравнения рассматриваются в работе [8].

При использовании МНЦ вводятся дополнительные управляющие воздействия $\Delta U_{\text{ош1к}}$, $\Delta U_{\text{ош2к}}$, $\Delta U_{\text{ош3к}}$, $\Delta U_{\text{ош4к}}$, которые определяются уравнениями

$$\Delta U_{\text{ош1к}} = K_1(U_{\text{ck3}} - U_{\text{ck}}); \quad (7)$$

$$\Delta U_{\text{ош2к}} = K_2(I_{\text{Lk3}} - I_{\text{Lk}}); \quad (8)$$

$$\Delta U_{\text{ош3к}} = K_3(U_{\text{ck3}} - U_{\text{ck}}); \quad (9)$$

$$\Delta U_{\text{ош4к}} = K_4(I_{\text{Lk3}} - I_{\text{Lk}}), \quad (10)$$

где $U_{\text{ck}} = \beta_1 x_2(z)$; $I_{\text{Lk}} = \beta_2 x_1(z)$.

Учитывая данные воздействия разностные функции (2) и (3) приобретают вид

$$\begin{aligned} \varphi'_{\text{ст.н}}(\mathbf{X}, z) &= \\ &= \alpha_1(U_{\text{зн}} - \beta_3 x_2(z) - \Delta U_{\text{ош1к}} - \Delta U_{\text{ош2к}}) - U_{\text{pm}} z; \\ \varphi'_{\text{ст.т}}(\mathbf{X}, z) &= \\ &= \alpha_2(U_{\text{зт}} - \beta_4 x_1(z) - \Delta U_{\text{ош3к}} - \Delta U_{\text{ош4к}}) - U_{\text{pm}} z. \end{aligned}$$

Результаты моделирования

Авторами выполнено моделирование системы замкнутого автоматического управления преобразователя с участком стабилизации тока в среде MATLAB Simulink. Моделирование проводили при следующих параметрах системы: $L = 0,04$ Гн; $C = 1$ мкФ; $R = 10$ Ом; $R_{\text{H}} = 1 \dots 120$ Ом; $\alpha_1 = 0 \dots 120$; $\alpha_2 = 50$; $\beta_1 = \beta_2 = \beta_4 = 1$; $\beta_3 = 0,01$; $U_3 = 5,5$ В; $U_{\text{оп}} = 10$ В; $a = 0,0001$ с; $K_1 = -0,007$; $K_2 = -0,05$; $K_3 = -0,015$; $K_4 = -0,15$; $I_{\text{вп}} = 26$ А (верхний предел петли гистерезиса); $I_{\text{нп}} = 22$ А (нижний предел петли гистерезиса).

Результаты моделирования представлены на рис. 2, а, б в виде карт динамических режимов, которые отражают области разбиения пространства параметров системы на области устойчивости различных режимов. На рис. 2 символами $\Pi_{i,j}$ отмечены

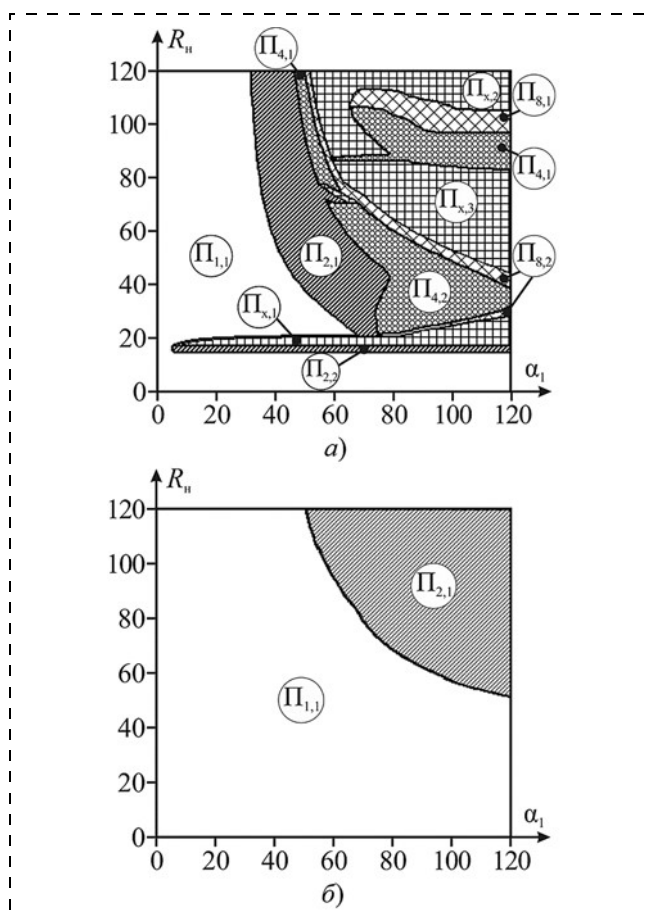


Рис. 2. Карта динамических режимов:
а — без использования ВСУ, б — с использованием ВСУ

области устойчивости, где i — m -цикл, характерный для данной области, а j — порядковый номер области на карте динамических режимов. Например, область $\Pi_{4,2}$ представляет собой вторую область неустойчивости 4-цикла. Области, отмеченные символом $\Pi_{x,i}$, соответствуют режимам работы САУ, в которых существуют хаотические режимы работы преобразователя ($m \rightarrow \infty$).

Как видно из рис. 2, а, использование только ОСУ, т. е. стабилизации среднего значения U_c и I_L посредством ОС, приводит к появлению областей непроектных режимов работы системы. Большую часть карты занимают области, в которых могут возникнуть нежелательные и опасные режимы работы. В каждом таком режиме амплитуда пульсаций выходного напряжения в несколько раз превышает амплитуду в проектном 1-цикле. На рис. 3, а представлена диаграмма относительной амплитуды пульсаций выходного напряжения преобразователя, которая определяется по выражению

$$U_{\text{отн}} = \frac{U_{\text{вых}m}}{U_{\text{вых}1m}},$$

где $U_{\text{вых}m}$ — наибольшая амплитуда напряжения на конденсаторе, $U_{\text{вых}1m}$ — наибольшая амплитуда напряжения на конденсаторе в проектном 1-цикле.

Как видно из диаграммы, в отдельных областях существования непроектных режимов размах колебаний U_c превышает в 30...35 раз значения ампли-

туды проектного режима. Возникновение подобных режимов может привести к перегреву элементов силовой цепи, выходу из строя устройства или срабатыванию защит и аварийному отключению системы.

На рис. 2, б представлена карта динамических режимов работы с использованием ВСУ. Как видно, использование МНЦ заметно снижает площадь непроектных режимов работы системы, а в некоторых случаях, таких как $\Pi_{x,1}$ и $\Pi_{2,2}$ (см. рис. 2, а), полностью исключает их возникновение. В результате работы ВСУ в данном случае осталась одна область 2-цикла $\Pi_{2,1}$, возникающая при значениях $\alpha > 50$ и $R_H > 55$ Ом.

Соответствующая диаграмма пульсаций выходного напряжения представлена на рис. 3, б. Как видно, использование ВСУ привело не только к уменьшению площади области нежелательной работы системы, но и к снижению размаха колебаний U_c в непроектных режимах работы. Таким образом, амплитуда напряжения на конденсаторе в режиме $\Pi_{2,1}$ не превышает более чем в 2,5 раза размах колебаний в проектном 1-цикле.

Заключение

В статье рассмотрена система управления нелинейной динамикой непосредственного понижающего преобразователя напряжения с нелинейной внешней характеристикой. Предлагаемый способ управления позволяет обеспечить высокие показатели качества выходного сигнала в режимах стабилизации тока и напряжения в широком диапазоне изменения параметров системы. Данное решение наиболее эффективно в системах, где использование параметрического синтеза ограничено или по каким-либо причинам невозможно.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 14-08-31126).

Список литературы

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 627 с.
2. Жусубалиев Ж. Т., Колоколов Ю. В. Бифуркации и хаос в релейных и широтно-импульсных системах автоматического управления. М.: Машиностроение-1, 2001. 120 с.
3. Poddar G., Chakrabarty K., Banerjee S. Control of chaos in DC-DC converter // Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. 1998. V. 45, N. 6. P. 672—676.
4. Poddar G., Chakrabarty K., Banerjee S. Control of chaos in the boost converters // Electronics Letters. 1995. V. 31, N. 11. P. 841—842.
5. Batlle C., Fossas E., Olivar G. Stabilization of periodic orbits of the buck converter by time-delayed feedback // International Journal of Circuit Theory and Applications. 1999. V. 27, N. 3. P. 617—631.
6. Franco D., Liz E. A two-parameter method for chaos control and targeting in one-dimensional maps // International Journal of Bifurcation and Chaos. 2011. V. 23, N. 1. P. 1—11.
7. Андриянов А. И., Краснов Н. А. Нейросетевая система управления нелинейной динамикой непосредственного понижающего преобразователя напряжения // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 12. С. 33—38.
8. Андриянов А. И., Краснов Н. А. Нелинейная динамика импульсных преобразователей напряжения со стабилизацией предельного тока // Электротехнические комплексы и системы управления. 2014. № 2. С. 47—54.

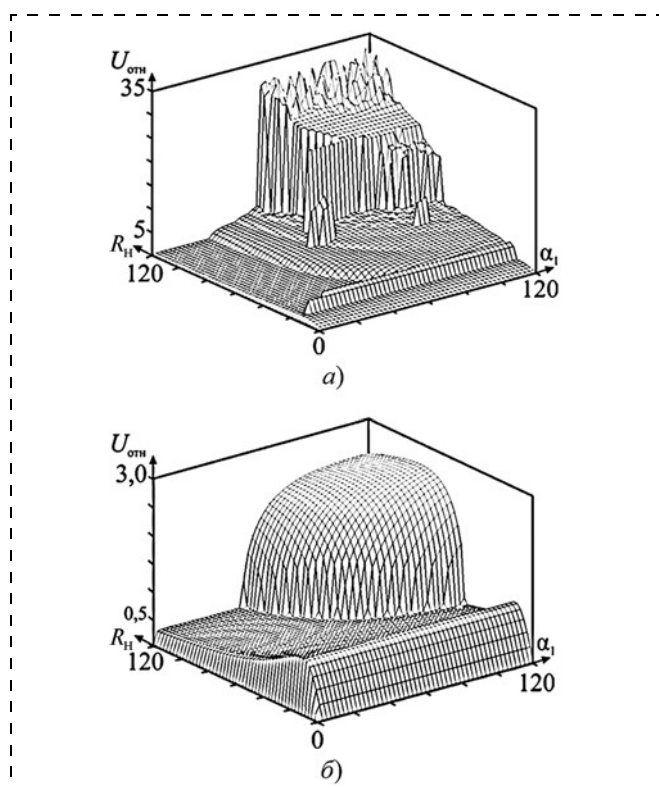


Рис. 3. Диаграмма пульсаций напряжения на конденсаторе при различных параметрах системы: а — без использования ВСУ, б — с использованием ВСУ

Control System Nonlinear Dynamics Switching DC/DC Converters Voltage with Stabilization Current Limit

The article considers the nonlinear dynamics control system of pulsed voltage converter with a nonlinear external characteristic having parts stabilization of voltage and current. The proposed control system is constructed using the target oriented control to effectively control the dynamics of nonlinear discrete systems wide class. Using this approach will help in some cases abandon parametric synthesis for the given nonlinear dynamical properties of voltage converters. Provides maps and charts of dynamical mode voltage ripple in the space of two parameters of the system. The result of this approach is the reduction of non-project areas of dynamic modes of operation of the converter. The data obtained can be used as a stage of technical design and form the basis for further research related to the control of the nonlinear dynamics of switching converters.

Keywords: pulse converter, nonlinear dynamics, bifurcation, control system, buck-converter, the target-oriented control

References

1. Meleshin V. I. Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika. M.: Tekhnosfera, 2005. 627 p.
2. Zhusubaliyev Zh. T., Kolokolov Yu. V. Bifurkatsii i khaos v releynykh i shirotno-impul'snykh sistemakh avtomaticheskogo upravleniya. M.: Mashinostroyeniye-1, 2001. 120 p.
3. Poddar G., Chakrabarty K., Banerjee S. Control of chaos in DC-DC converter. *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. 1998. V. 45, N. 6. P. 672–676.
4. Poddar G., Chakrabarty K., Banerjee S. Control of chaos in the boost converters. *Electronics Letters*. 1995. V. 31, N. 11. P. 841–842.

5. Battle C., Fossas E., Olivar G. Stabilization of periodic orbits of the buck converter by time-delayed feedback. *International Journal of Circuit Theory and Applications*. 1999. V. 27, N. 3. P. 617–631.
6. Franco D., Liz E. A two-parameter method for chaos control and targeting in one-dimensional maps. *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2011. V. 23, N. 1. P. 1–11.
7. Andriyanov A. I., Krasnov N. A. Neyrosetevaya sistema upravleniya nelineynoy dinamiko neposredstvennogo ponizhayushchego preobrazovatelya napryazheniya. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Priborostroyeniye*. 2013. V. 56, N. 12. P. 33–38.
8. Andriyanov A. I., Krasnov N. A. Nelineynaya dinamika impul'snykh preobrazovateley napryazheniya so stabilizatsiey predel'nogo toka. *Elektrotekhnicheskie komplekсы i sistemy upravleniya*. 2014. N. 2. P. 47–54.

УДК 621.396.96

И. Ф. Будагян, д р физ. мат. наук, проф., budif@yandex.ru,

М. С. Костин, аспирант, mihaikos@mail.ru,

Московский государственный технический университет радиотехники, электроники и автоматики (МГТУ МИРЭА)

Вибродиагностика кинематических схем устройств точной механики методом радиосенсорной сверхкороткоимпульсной фазовой девиометрии

Освещены вопросы виброметрических исследований кинематических элементов конструкций мехатронных устройств, генерирующих в процессе эксплуатации собственные механические колебания или промодулированных внешними акустическими возмущениями среды, радиоволновыми методами на предмет виброметрологической диагностики. Сформулированы принципы радиосенсорного сверхкороткоимпульсного зондирования. Определены преимущества и особенности рассматриваемого способа. Предложены численные методы цифровой фильтрации сигналов с применением одномерного оконного преобразования Фурье и обработки данных с использованием кепстрального анализа как одного из наиболее эффективных при оценке параметров акустомеханических колебаний. Приведена реализация аналитической модели тестового режима отладки радиосенсорной системы виброметрологического комплекса.

Ключевые слова: диагностика, виброустойчивость, радиоволновая виброметрия, радиосенсорный локатор, сверхкороткий радиоимпульс, аналитическая модель, оконное преобразование Фурье, кепстральный анализ, взаимная корреляция

Введение

Метрологическая диагностика и оценка виброметрических характеристик устройств точной механики требует применения специальных методов, обеспечивающих беспрепятственный дистанционный контроль динамических параметров, описывающих закон колебательного процесса кинематического элемента зондируемой поверхности исследуемой

конструкции. Среди бесконтактных методов съема и регистрации вибрационных параметров (виброперемещения, виброскорости, виброускорения) классифицируют три основные группы косвенных принципов преобразования акустомеханических колебаний в сигнал: оптический, ультразвуковой и радиоволновый.

Ввиду актуализации развития перспективных направлений в части применения специализирован-