

А. И. Андриянов, канд. техн. наук, доц., mail@ahaos.ru,
Д. Ю. Михальцов, студент, blackhero2006@yandex.ru,
Брянский государственный технический университет

Экспериментальное исследование нелинейной динамики импульсных преобразователей напряжения с системой управления на основе метода направления на цель¹

Рассматривается система управления непосредственным понижающим преобразователем напряжения на основе метода направления на цель. Приводится математическая модель системы в форме стробоскопического отображения. Построены карты динамических режимов и диаграммы относительного размаха колебаний, позволяющие оценить нелинейные динамические свойства системы. Приводится функциональная схема экспериментальной установки, позволяющей проводить исследования нелинейной динамики замкнутых импульсных систем автоматического управления с различными видами широтно-импульсной модуляции. Показана эффективность метода направления на цель при управлении нелинейной динамикой как при численном моделировании, так и при экспериментальном исследовании.

Ключевые слова: источник питания, транзисторный преобразователь, нелинейная динамика, бифуркация, метод направления на цель, широтно-импульсная модуляция

Введение

Импульсные источники питания (ИИП) широко применяются в радиоэлектронной технике, поскольку обладают приемлемыми техническими характеристиками и массогабаритными показателями [1]. Наряду с указанными преимуществами данный тип источников обладает и недостатком, связанным с распространением помех в питаемую систему. Это обусловлено наличием высокочастотной составляющей напряжения на выходе с частотой, равной частоте преобразования. В ИИП на сегодняшний день наиболее широко применяется широтно-импульсная модуляция (ШИМ), реализуемая транзисторными преобразователями напряжения. Такого рода устройства являются системами автоматического управления (САУ), где применяется обратная связь для стабилизации выходного напряжения.

Как показывает практика, при работе импульсных систем электропитания за счет дрейфа параметров на выходе возможно возникновение колебаний с частотой, отличной от частоты ШИМ, а также квазипериодических и хаотических колебаний. Данные колебания часто имеют достаточно большую амплитуду, что ведет к перегрузке полупроводниковых приборов, а также росту уровня помех, распространяемых в нагрузку. При проектировании таких систем основной задачей является исключение этих колебаний при работе устройства в целях повышения качества выходного напряжения. Природа этих колебаний связана с динамическими нелинейностями замкнутых импульсных систем, что требует при их проектировании так называемого бифуркационного подхода, базирующегося

на теории нелинейной динамики, теории бифуркаций и хаоса [2, 3].

На сегодняшний день устранение указанных колебаний осуществляется на основе параметрического синтеза, когда выбирается такой набор параметров системы, который полностью исключает возможность возникновения сложных динамических процессов. Однако в данном случае часто возникает противоречие, когда набор параметров, обеспечивающий заданные нелинейные динамические свойства системы, ведет к падению точности поддержания выходного напряжения или к росту динамических потерь в ключах за счет повышенных частот коммутации. Указанное противоречие может быть устранено за счет так называемого структурного синтеза, когда выбирается определенная структура системы управления и алгоритм ее работы, обеспечивающие желаемый динамический режим. Под желаемым динамическим режимом работы системы будем понимать режим, при котором частота колебаний выходного напряжения равна частоте ШИМ и мала их амплитуда [2]. В литературе, посвященной нелинейной динамике полупроводниковых преобразователей, такой режим носит название 1-цикла. Также возможно возникновение m -циклов, когда частота колебаний выходного напряжения в m раз меньше, чем частота ШИМ. Показатель m в дальнейшем будет называться *кратностью цикла*.

Теории управления нелинейной динамикой дискретных систем и импульсных преобразователей, в частности, большое внимание уделяется в зарубежной литературе. Магистральными направлениями развития теории управления нелинейной динамикой является метод линеаризации отображения Пуанкаре [4, 5] и метод с запаздывающей обратной связью (метод Пирагаса) [6–9]. Также перспективным методом является метод направления на цель

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 14-08-31126).

(МНЦ) [10], который был адаптирован автором для управления импульсным преобразователем постоянного напряжения [11]. Основным эффектом применения указанных методов является обеспечение желаемого динамического режима системы в тех областях параметров, в которых наблюдаются нежелательные динамические режимы. Однако за рамками работы [11] осталось экспериментальное подтверждение полученных результатов, что является основной задачей данной работы.

Система управления непосредственным понижающим преобразователем напряжения

В настоящее время наиболее распространенным классом транзисторных преобразователей постоянного напряжения, применяемых при построении импульсных источников питания, являются преобразователи первого рода [12]. Самой известной схемой, относящейся к данному классу, является непосредственный понижающий преобразователь, который реализует однополярную неинверсивную модуляцию [13].

Функциональная схема системы управления (СУ) непосредственным понижающим преобразователем постоянного напряжения на основе МНЦ с ШИМ первого рода (ШИМ-I) [3] представлена на рис. 1. Она аналогична СУ с ШИМ-II, рассмотренной в работе [11]. Выбор ШИМ-I для анализа в рамках данной работы обусловлен ее широким распространением в микропроцессорных системах управления.

На рис. 1 приняты следующие обозначения: R — активное сопротивление дросселя; L — индуктивность дросселя; C — емкость конденсатора; R_L — сопротивление нагрузки; U_{in} — напряжение источника питания; β — масштабный коэффициент цепи обратной связи; β_1, β_2 — масштабные коэффициенты; U_{ref} — напряжение задания; U_p — импульсы управления силовым ключом; U_{con} — управляющий сигнал; U_r — развертывающее пилообразное напряжение; GCS — основная система управления; VT — силовой транзистор; VD — силовой диод; ACS — вспомогательная система управления; MC — задающий генератор; RG — генератор развертывающего напряжения; $SH, SH1, SH2$ — устройства выборки-хранения; $SB1, SB2$ — вычитатели; x_{1kref}, x_{2kref} — компоненты вектора задания $\mathbf{X}_{kref}$ на неподвижную точку 1-цикла на k -м тактовом интервале ШИМ; $CSP1, CSP2$ — вычислители x_{1kref}, x_{2kref} ; CRL — вычислитель сопротивления нагрузки; K_1, K_2 — коэффициенты пропорциональности; U_{err} — ошибка GCS ; x_{1clk}, x_{2clk} — компоненты вектора обратных связей по переменным состояниям в стробоскопические моменты времени $\mathbf{X}_{clk}$; u_{1k}, u_{2k} — компоненты вектора корректирующих воздействий $\mathbf{U}_k$.

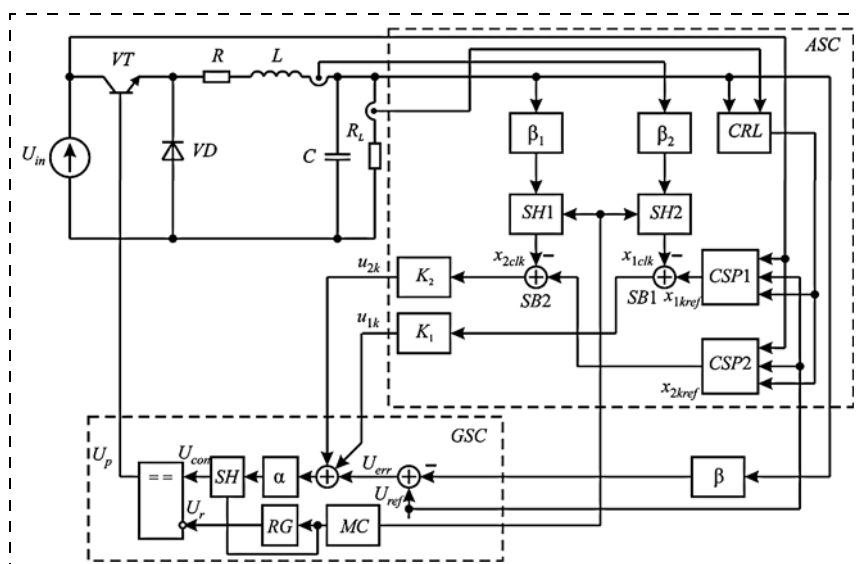


Рис. 1. Система управления импульсным преобразователем напряжения на основе метода направления на цель

В представленной на рис. 1 СУ можно выделить две подсистемы. Основная система управления (GSC) обеспечивает стабилизацию среднего значения выходного напряжения без учета нелинейных динамических свойств, а вспомогательная система управления (ASC) обеспечивает стабилизацию проектного динамического режима (1-цикла).

Переменные состояния в стробоскопические моменты времени x_{1bk}, x_{2bk} , масштабированные с коэффициентами β_1 и β_2 соответственно, запоминаются с использованием устройств выборки-хранения $SH1$ и $SH2$. Запоминание происходит в начале каждого тактового интервала при подаче на $SH1$ и $SH2$ стробирующего импульса с задающего генератора MC . С помощью вычитателей ($SB1$ и $SB2$ на рис. 1) рассчитывается отклонение текущего положения точки отображения от заданного с последующим масштабированием с коэффициентами K_1 и K_2 соответствующих компонент вектора рассогласования $\Delta \mathbf{X} = [\Delta x_{1k}, \Delta x_{2k}]^T$. Компоненты вектора задания на неподвижную точку x_{1kref}, x_{2kref} рассчитываются с помощью блоков $CRL1, CRL2$ [11]. Вычисленные корректирующие воздействия u_{1k} и u_{2k} суммируются с напряжением ошибки основной системы управления U_{err} , вызывая на каждом тактовом интервале стабилизирующее проектный режим приращение коэффициента заполнения ШИМ. При установлении в системе желаемого 1-цикла $u_{1k} = u_{2k} = 0$.

Математическая модель системы

Дискретная система автоматического управления с ШИМ, рассматриваемая в данной работе, описывается кусочно-гладкой системой дифференциальных уравнений с разрывной правой частью [2]. На каждом участке гладкости движения описываются системой линейных дифференциальных уравнений.

В теории нелинейной динамики для описания дискретных систем широко используются так называемые стробоскопические отображения [14]. Для рассматриваемой системы стробоскопическое отображение, связывающее вектор переменных состояния в конце k -го тактового интервала ($\mathbf{X}_k$) с вектором переменных состояний в начале k -го тактового интервала ($\mathbf{X}_{k-1}$), имеет вид [15]

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_k &= \Psi(\mathbf{X}_{k-1}) = \\ &= \mathbf{e}^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} \mathbf{e}^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1})a} \mathbf{e}^{\mathbf{A}_1 z_{k1}a} \mathbf{X}_{k-1} + \\ &+ \mathbf{e}^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} \mathbf{e}^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1})a} (\mathbf{e}^{\mathbf{A}_3 z_{k1}a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB1} + \\ &+ \mathbf{e}^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} [\mathbf{e}^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1})a} - \mathbf{E}] \mathbf{V}_{AB2} + \\ &+ (\mathbf{e}^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB3},\end{aligned}\quad (1)$$

где $\mathbf{E}$ — единичная матрица; $\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}$,

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} — матрицы пара-$$

метров системы на 1-, 2- и 3-м участках гладкости

соответственно; $\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} U_{in}/L \\ 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ —

векторы вынуждающих воздействий на 1-, 2- и 3-м участках гладкости соответственно; $\mathbf{V}_{ABi} = \mathbf{A}_i^{-1} \mathbf{B}_i$,

$i = 1, 2, 3$; $z_{k1} = \frac{t_{k1} - (k-1)a}{a}$ — момент коммутации

силового ключа в относительном времени; $z_{k2} = \frac{t_{k2} - (k-1)a}{a}$ — момент коммутации силового ди-

ода в относительном времени [13]; t_{k1} , t_{k2} — первый и второй моменты коммутации соответственно в абсолютном времени. Как известно, момент t_{k1} связан с коммутацией силового ключа, а момент t_{k2} связан с коммутацией силового диода при работе преобразователя в режиме прерывистых токов [15].

Момент коммутации силового ключа в относительном времени может быть найден из трансцендентного уравнения $\xi_{k1}(\mathbf{X}, z_{k1}) = 0$, где функция $\xi_{k1}(\mathbf{X}, z_k)$ для СУ с ШИМ-I на основе МНЦ имеет вид

$$\xi_{k1}(\mathbf{X}, z_{k1}) =$$

$$= \alpha(U_{ref} - \beta \mathbf{C}_1^T \mathbf{X}_{k-1} + u_{1k} + u_{2k}) - U_{rm} z_{k1}, \quad (2)$$

где $\mathbf{C}_1 = [0; 1]$ — постоянный вектор, определяющий компоненту вектора переменных состояния, участвующую в выражении (в данном случае — напряжение на конденсаторе), U_{rm} — амплитуда разрывывающего напряжения.

Корректирующие воздействия, входящие в соотношение (2), вычисляются на основе выражений:

$$\begin{aligned}u_{1k} &= K_1(x_{1kref} - x_{1clk}); \\ u_{2k} &= K_2(x_{2kref} - x_{2clk}).\end{aligned}\quad (3)$$

Момент коммутации силового диода z_{k2} может быть найден из уравнения $\xi_{k2}(\mathbf{X}, z_{k2}) = 0$, где функция $\xi_{k2}(\mathbf{X}, z_{k2})$ определяется по выражению [15]

$$\xi_{k2}(\mathbf{X}, z_{k2}) = \mathbf{C}_2^T \mathbf{X}_{tk2}(\mathbf{X}_{tk1}, z_{k2}), \quad (4)$$

$\mathbf{C}_2 = [1; 0]$ — постоянный вектор, определяющий компоненту вектора переменных состояния; $\mathbf{X}_{tk1}$ и $\mathbf{X}_{tk2}$ — векторы фазовых переменных в 1-й и 2-й моменты коммутации соответственно.

Математическое моделирование системы управления нелинейной динамикой непосредственного понижающего преобразователя напряжения

Моделирование проводили для системы со следующими параметрами: $U_{in} = 5,1$ В, $L = 0,0036$ Гн, $C = 3,3$ мкФ, $R = 0,75$ Ом, $R_L = 10$ Ом, $\beta = 0,924$, $U_{rm} = 5$ В, $a = 0,0001$ с.

На рис. 2 приведены карты динамических режимов и диаграммы относительного размаха колебаний выходного напряжения ΔU_{rel} в пространстве двух параметров системы.

На картах символами Π_{ij} отмечены области существования различных динамических режимов (i — m -цикл, характерный для данной области, j — номер области на карте динамических режимов). В частности, область $\Pi_{1,1}$ представляет собой первую область существования желаемого режима с частотой $f = f_q$ (1-цикл), где $f_q = 1/a$ — частота квантования. Области $\Pi_{X,j}$ соответствуют недетерминированным режимам функционирования преобразователя ($m \rightarrow \infty$).

Относительный размах колебаний определяется как $\Delta U_{rel} = \Delta U / \Delta U_{1max}$, где ΔU_{1max} — максимальный размах колебаний в области параметров, соответствующих желаемому режиму (1-циклу); ΔU — абсолютный размах колебаний. Анализируя данную диаграмму, можно оценивать опасность той или иной области пространства параметров.

Анализ рис. 2, а показывает, что при больших значениях коэффициента усиления пропорционального регулятора ($\alpha > 7$) в системе наблюдаются нежелательные динамические режимы с большой амплитудой колебаний. Относительный размах колебаний в той или иной области параметров можно увидеть на рис. 2, б. Как видно из рис. 2, максимальное его значение достигает 8,3 при $U_{ref} = 4,5$ В и $\alpha = 20$.

При работе в режиме, соответствующем 1-циклу, относительный размах колебаний минимален. Площадь области существования желаемого 1-цикла в рассматриваемом случае составляет 31,9 % от площади карты. Области $\Pi_{3,1}$ и $\Pi_{6,1}$ на карте выглядят неоднозначно, поскольку являются областями мульт-

тистабильности, где наряду с 3-циклом и 6-циклом устойчивым является и 1-цикл. Области хаотических колебаний на карте отмечены серым цветом и составляют 37,1 % от площади карты.

Применение МНЦ с параметрами: $K_1 = 0$, $K_2 = -0,7$, $\beta_1 = 0$, $\beta_2 = 0,924$ дает существенное увеличение площади области существования желаемого 1-цикла. Как следует из рис. 2, в, указанная площадь составляет 98,8 % от площади карты. При этом нежелательные динамические режимы остаются при больших задающих воздействиях и больших значениях коэффициента α . Здесь наибольшей площадью обладают область существования 5-цикла и область существования хаотических колебаний. Также существенно снижается и максимальное значение относительного размаха колебаний, которое, как видно из рис. 2, г, составляет 1,7.

На рис. 3 представлены бифуркационные диаграммы, соответствующие картам динамических режимов на рис. 2. Диаграммы на рис. 3, а, б построены при $U_{ref} = 2,46$ В, а диаграммы на рис. 3, в, г — при $U_{ref} = 3,96$ В.

Как видно из рис. 3, а, первая точка бифуркации связана с суперкритической бифуркацией [14], которая сопровождается мягким удвоением периода при $\alpha_1 = 12,52$. Начиная с $\alpha_2 = 15,68$ в системе реализуются хаотические колебания с большой амплитудой. Интервалы существования 3-цикла и 6-цикла, соответствующие областям $\Pi_{3,1}$ и $\Pi_{6,1}$ (см. рис. 2) на рис. 3, а отсутствуют, поскольку бифуркационные диаграммы построены с нулевых начальных условий, что соответствует условиям эксперимента. В то же время карты динамических режимов на рис. 2 построены со случайных начальных условий, что позволяет более четко определять границы областей мультистабильности [13].

Использование метода направления на цель приводит к тому, что на всем интервале вариации коэффициента усиления пропорционального регулятора в системе реализуется 1-цикл (рис. 3, б).

Первая точка бифуркации на рис. 3, в связана с жестким возникновением хаотических колебаний в точке $\alpha_1 = 8,35$. При $\alpha_2 > 8,96$ в сис-

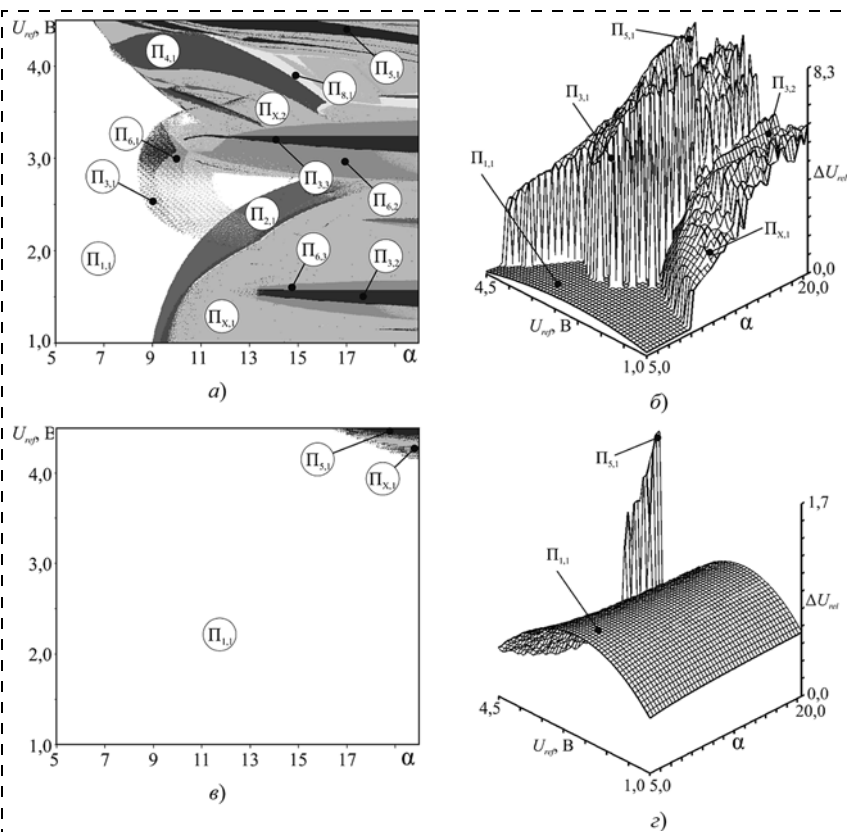


Рис. 2. Карты динамических режимов и диаграммы относительного размаха колебаний САУ с непосредственным понижающим преобразователем:

а, б — без управления нелинейной динамикой; в, г — с управлением нелинейной динамикой на основе метода МНЦ

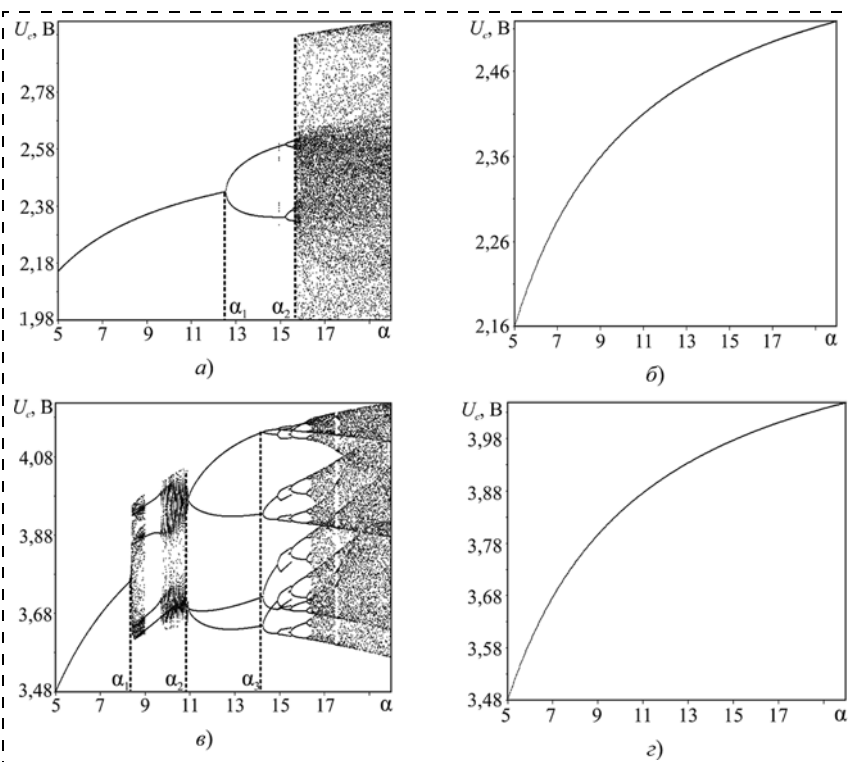


Рис. 3. Бифуркационные диаграммы САУ с непосредственным понижающим преобразователем:

а, в — без управления нелинейной динамикой; б, г — с управлением нелинейной динамикой на основе метода МНЦ

теме возникает 4-цикл. В точке $\alpha_3 = 14,25$ в результате суперкритической бифуркации в системе зарождается 8-цикл. При больших значениях коэффициента усиления α в системе реализуются хаотические колебания. Как видно из рис. 3, 2, использование МНЦ также приводит систему к 1-циклу во всем диапазоне вариации α .

Таким образом, проведенный анализ показал возможность устранения нежелательных динамических режимов с помощью МНЦ. При этом амплитуда переменной составляющей выходного напряжения системы уменьшается в предельном случае в восемь раз по сравнению с системой без использования МНЦ.

Экспериментальные исследования САУ на основе МНЦ

В настоящее время все более широкое распространение приобретают цифровые системы управления импульсными преобразователями, которые позволяют создавать достаточно функциональные системы электропитания. Поэтому основной задачей данного раздела является экспериментальное исследование замкнутой импульсной САУ на основе МНЦ, построенной на базе современного цифрового микроконтроллера.

Функциональная схема низковольтной экспериментальной установки представлена на рис. 4, где приняты следующие обозначения: *СМР* — компараторы; *ADC1*, *ADC2* — аналого-цифровые преобразователи; *DP1*, *DP2* — цифровые потенциометры; *AR1*, *AR2* — активные выпрямители; *KB* — клавиатура; *PS* — силовая часть; *MC* — микроконтроллер.

Как видно из рис. 4, в системе имеются два измерительных канала, каждый из которых отвечает за измерение своей переменной состояния (U_c или I_L). Активный выпрямитель в составе каждого канала необходим для исключения подачи отрицательного напряжения с выхода силовой части. Компараторы обеспечивают передачу информации в микроконтроллер о знаке тока или напряжения на выходе силовой части, что позволяет правильно интерпретировать информацию с выхода активных выпрямителей. Цифровые потенциометры обеспечивают макси-

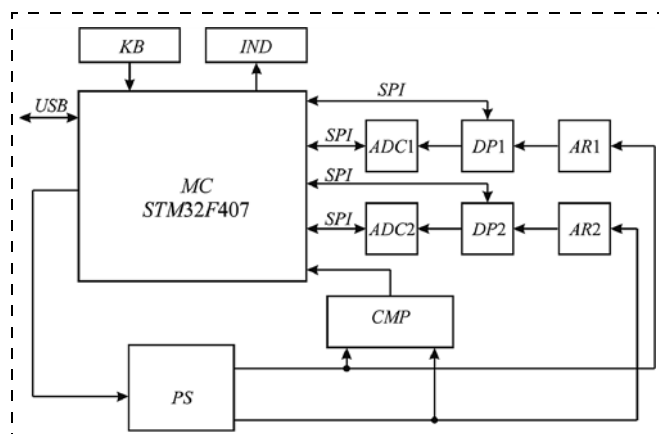


Рис. 4. Функциональная схема экспериментальной установки

мальную ширину динамического диапазона *ADC*. Связь микроконтроллера с *ADC* и *DP* осуществляется по каналу *SPI* (англ. *Serial peripheral interface* — последовательный периферийный интерфейс).

Силовая часть позволяет реализовывать три вида импульсной модуляции: однополярную неревверсивную модуляцию, однополярную реверсивную модуляцию и двухполярную реверсивную модуляцию [13]. Параметры силовой части и цепей обратной связи были представлены выше.

Система управления силовой частью реализована на современном 32-разрядном микроконтроллере *STM32F407* семейства *ARM (Advanced RISC Machine* — усовершенствованная *RISC*-машина). Связь с персональным компьютером для передачи информации при построении бифуркационных диаграмм осуществляется по каналу *USB* (англ. *Universal Serial Bus* — универсальная последовательная шина).

Как известно, особенностью МНЦ является необходимость вычисления требуемой неподвижной точки 1-цикла при известных параметрах системы [11]. Для этого применяются достаточно сложные алгоритмы типа метода неподвижной точки [15] или метода уравнений периодов [13]. В рассматриваемой экспериментальной установке информация о неподвижной точке отображения при определенном наборе параметров хранится в энергонезависимой памяти контроллера в табличной форме. При этом указанная таблица рассчитывается предварительно на компьютере с использованием метода уравнений периодов. Вычисление требуемой неподвижной точки отображения осуществлялось с применением линейной интерполяции.

Предлагаемая экспериментальная установка позволяет проводить весь комплекс экспериментов, необходимых при бифуркационном подходе к проектированию замкнутых импульсных САУ.

При использовании экспериментальной установки параметры аналоговых блоков на рис. 1 (амплитуда пилообразного напряжения, сигнал задания, компоненты вектора задания на неподвижную точку отображения x_{1k3} и x_{2k3}) переводились в эквивалентные цифровые коды в целях сохранения идентичности цифровой и аналоговой систем управления.

На рис. 5 представлены экспериментальные бифуркационные диаграммы, построенные при параметрах, выбранных для построения диаграмм на рис. 3.

Сравнительный анализ рис. 3 и рис. 5 показывает высокую степень сходства. На рис. 5, *а* точки бифуркации: $\alpha_1 = 12,35$; $\alpha_2 = 15,2$. На рис. 5, *б* точки бифуркации: $\alpha_1 = 8,6$; $\alpha_2 = 10,7$; $\alpha_3 = 14,5$. Очевидно, что точки бифуркации, полученные экспериментально, близки по численным значениям к точкам бифуркаций, рассчитанным с использованием кусочно-гладкой модели. Кроме того, из рис. 5 можно сделать вывод о работоспособности цифровой системы управления непосредственным понижающим преобразователем на основе МНЦ, поскольку

во всем диапазоне вариации α в системе присутствует 1-цикл.

Также стоит обратить внимание на отличия теоретических и экспериментальных данных, связанных с неточностью математической модели. Так, на рис. 3, в на интервале $[\alpha_1; \alpha_2]$ имеется интервал существования 4-цикла. В то же время на рис. 5, в на указанном интервале присутствуют хаотические колебания.

Некоторое отличие экспериментальных данных можно отметить и при анализе бифуркационных диаграмм, построенных при использовании СУ на основе МНЦ. Так, на рис. 3, б при $\alpha = 20$ $U_c = 2,51$ В, а на рис. 5, б $U_c = 2,49$ В. Аналогичный анализ можно провести и для бифуркационных диаграмм, построенных при $U_{ref} = 3,96$ В. Как следует из рис. 3, г, при $\alpha = 20$ $U_c = 4,03$ В, а на рис. 5, г в аналогичном случае $U_c = 3,96$ В. Значение отклонений является приемлемым с точки зрения практики.

Заключение

В работе выполнено экспериментальное исследование системы управления непосредственным понижающим преобразователем напряжения на основе МНЦ. Представленные результаты получены впервые и подтверждают работоспособность системы управления, предложенной в работе [11]. Предлагаемая система управления не требует высокой производительности управляющего микроконтроллера, что расширяет спектр ее применения для широкого класса преобразователей. Стоит отметить, что примененный для исследования микроконтроллер обладает избыточной для данного метода производительностью, и его выбор объясняется более широким предназначением экспериментальной установки. Несмотря на то что в работе рассматривался преобразователь постоянного напряжения первого рода, очевидно, что предлагаемая система управления может быть применена и в случае преобразователей второго и третьего родов, поскольку они описываются функциями стробоскопического отображения, аналогичными функции для преобразователя первого рода.

Список литературы

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 632 с.
2. Баушев В. С., Жусубалиев Ж. Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. 1992. № 8. С. 47–53.
3. Жусубалиев Ж. Т., Колоколов Ю. В. Бифуркации и хаос в релейных и широтно-импульсных системах автоматического управления. М.: Машиностроение-1, 2001. 120 с.

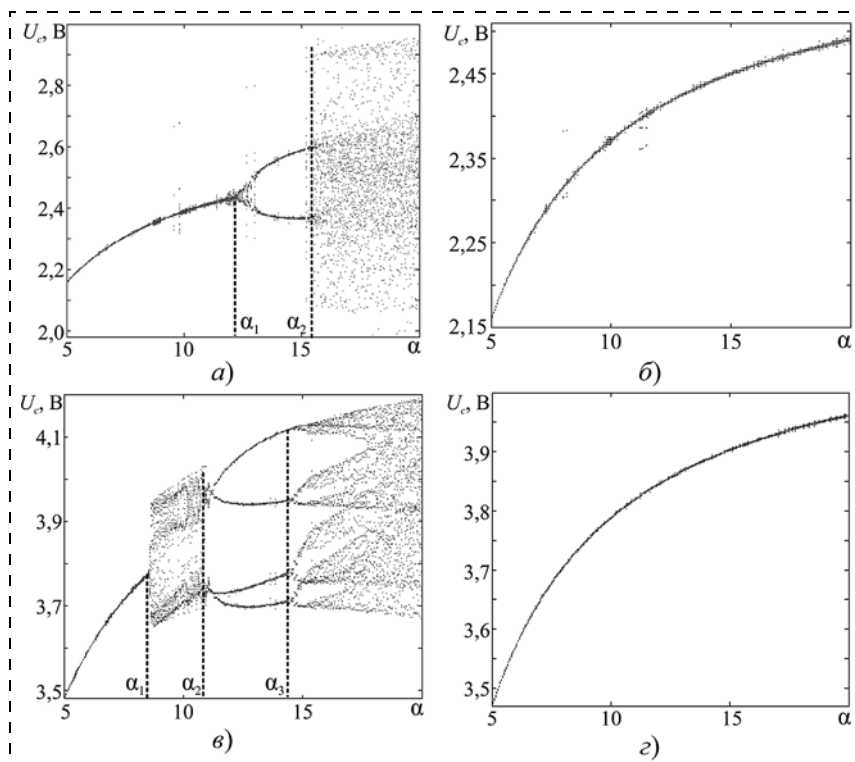


Рис. 5. Экспериментальные бифуркационные диаграммы САУ с непосредственным понижающим преобразователем:

а, в — без управления нелинейной динамикой; б, г — с управлением нелинейной динамикой на основе метода МНЦ

4. Ott E, Grebogi C., Yorke G. Controlling Chaos // Phys. Rev. Lett. 1990. Vol. 64, N. 11. P. 1796–1199.
5. Dragan F. Controlling a chaotic behavior of a Current Mode Controlled Boost Converter Using Ott-Grebogi-Yorke Method // IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing. 2006. Vol. 1. P. 156–172.
6. Poddar G., Chakrabarty K., Banerjee S. Control of chaos in DC-DC converter // Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. 1998. Vol. 45, N. 6. P. 672–676.
7. Poddar G., Chakrabarty K., Banerjee S. Experimental Control of Chaotic Behavior of Buck Converter // Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. 1995. Vol. 42, N. 8. P. 502–504.
8. Pyragas K. Continuous control of chaos by self-controlling feedback // Phys. Rev. Lett. A. 1992. Vol. 170, N. 6. P. 421–428.
9. 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. Vol. 27, N. 3. P. 617–631.
10. Dattani J., Blake J. C.H., Hilker F. M. Target-oriented chaos control // Phys. Lett. A. 2011. Vol. 375, Iss. 45. P. 3986–3992.
11. 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.
12. Северис Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1988. 294 с.
13. Кобзев А. В., Михальченко Г. Я., Андриянов А. И., Михальченко С. Г. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей. Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. 224 с.
14. Анищенко В. С., Вадивасова Т. Е., Астахов В. В. Нелинейная динамика хаотических и стохастических систем: фундаментальные основы и избранные проблемы. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1999. 368 с.
15. Андриянов А. И., Булохов Н. М. Алгоритмы для бифуркационного анализа обобщенной модели преобразователей постоянного напряжения // Справочник. Инженерный журнал. 2013. № 10. С. 30–39.
16. Андриянов А. И., Малаханов А. А. Математическое моделирование динамики импульсного преобразователя напряжения повышающего типа // Вестник Брянского государственного технического университета. 2006. № 1 (9). С. 61–69.

Experimental Study of Nonlinear Dynamics of Switching Power Converters Based on Target-Oriented Control

A. I. Andriyanov, mail@ahaos.ru✉, D. Yu. Mikhailtsov, blackhero2006@yandex.ru,
Bryansk State Technical University, Bryansk, 241032, Russian Federation

Corresponding author: Andriyanov Aleksey I., Ph. D., Associate Professor,
Bryansk State Technical University, Bryansk, 241032, Russian Federation,
e-mail: mail@ahaos.ru

Received on March 23, 2016

Accepted on April 04, 2016

The main purpose of the research is experimental study of nonlinear dynamics of a buck converter with the control system based on target-oriented control which allows eliminating undesirable dynamic modes. Target-oriented control is a relatively new nonlinear dynamics control method and until now the possibility of its application for nonlinear dynamics control of switching power converters has been given only a theoretical estimation. In order to accomplish the mentioned purpose, the study of nonlinear dynamics behavior of the considered system using a mathematical simulation is required. Thereafter, the results of the study should be experimentally verified. The systems of the considered class are described by piecewise-smooth mathematical models in terms of differential equations with discontinuous right-hand side. This paper presents a mathematical model of the automatic control system based on target-oriented control in its stroboscopic maps. The transition to stroboscopic maps is implemented by solving a primal system of differential equations. Dynamic modes maps and voltage ripple relative swing amplitude diagrams have been calculated using the given mathematical model. They allow estimating a certain dynamic mode damages in relation to the output voltage parasitic oscillation amplitude. This paper also presents a functional description of the experimental circuit for study of nonlinear dynamics behavior of a closed-loop control system with different pulse-width modulation types. The peculiarity of the experimental circuit is the control system based on high-performance ARM core microcontroller, allowing the method feasibility estimation and using up-to-date hardware components. One-parameter bifurcation diagrams were calculated using both the mathematical model and the experimental circuit. A comparative study of the theoretical and experimental bifurcation diagrams has been carried out. The efficiency of nonlinear dynamics of target-oriented control for a buck converter has been proved. The given results have been quoted for the first time. They can be used for development the automatic control systems for a broad range of switching power converters types.

Keywords: electric power supply, transistor power converter, nonlinear dynamics, bifurcation, target-oriented control, pulse-width modulation

Acknowledgements: This work was supported by RFBR (grant № 14-08-31126)

For citation:

Andriyanov A. I., Mikhailtsov D. Yu. Experimental Study of Nonlinear Dynamics of Switching Power Converters Based on Target-Oriented Control, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2016, vol. 17, no. 10, pp. 690–696.

DOI: 10.17587/mau.17.690-696

References

1. Meleshin V. I. *Tranzistornaja preobrazovatel'naja tehnika* (Transistor converting technique), Moscow, Tehnosfera, 2005, 632 p. (in Russian).
2. Baushev V. S., Zhusubaliyev Zh. T. *O nedeterminirovannykh rezhimakh funkcionirovaniya stabilizatora napryazheniya s shirotno-impul'snym regulirovaniem* (About the nondeterministic modes of a voltage stabilizer with pulse-width regulation), *Elektrichestvo*, 1992, no. 8, pp. 47–53 (in Russian).
3. Zhusubaliyev Zh. T., Kolokolov Yu. V. *Bifurkacii i haos v relejnykh i shirotno-impul'snykh sistemakh avtomaticheskogo upravleniya* (Bifurcations and chaos in relay and pulse-width automatic control systems), Moscow, Mashinostroenie-1, 2001, 120 p.
4. Ott E., Grebogi C., Yorke G. Controlling Chaos, *Phys. Rev. Lett.*, 1990, vol. 64, no. 11, pp. 1796–1199.
5. Dragan F. Controlling a chaotic behavior of a Current Mode Controlled Boost Converter Using Ott-Grebogy-Yorke Method, *IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing*, 2006, vol. 1, pp. 156–172.
6. Poddar G., Chakrabarty K., Banerjee S. Control of chaos in DC-DC converter, *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1998, vol. 45, no. 6, pp. 672–676.
7. Poddar G., Chakrabarty K., Banerjee S. Experimental Control of Chaotic Behavior of Buck Converter, *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1995, vol. 42, no. 8, pp. 502–504.
8. Pyragas K. Continuous control of chaos by self-controlling feedback, *Phys. Rev. Lett. A*, 1992, vol. 170, no. 6, pp. 421–428.
9. 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, vol. 27, no. 3, pp. 617–631.
10. Dattani J., Blake J. C.H., Hilker F. M. Target-oriented chaos control, *Phys. Lett. A*, 2011, vol. 375, iss. 45, pp. 3986–3992.
11. Andriyanov A. I., Krasnov N. I. Neural network control system of nonlinear dynamic of buck-converter, *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Priborostroenie*, 2013, vol. 56, no. 12, pp. 33–38.
12. Severns R., Bloom G. *Impul'snye preobrazovateli postojannogo napryazheniya dlya sistem vtorichnogo jelektropitanija* (Switching converters of constant voltage for systems of secondary power supply), Moscow, Jenergoatomizdat, 1988, 294 p. (in Russian).
13. Kobzev A. V., Mihal'chenko G. Ya., Andriyanov A. I., Mihal'chenko S. G. *Nelinejnaja dinamika poluprovodnikovyx preobrazovatelej* (Nonlinear dynamics of semiconductor converters), Tomsk, Tomskij gosudarstvennyj universitet sistem upravleniya i radioelektroniki, 2007, 224 p. (in Russian).
14. Anishhenko V. S., Vadivasova T. E., Astahov V. V. *Nelinejnaja dinamika haoticheskikh i stohasticheskikh sistem: Fundamental'nye osnovy i izbrannye problemy* (Nonlinear dynamics of chaotic and stochastic systems: Fundamental bases and chosen problems), Saratov, Izdatel'stvo Saratovskogo universiteta, 1999, 368 p. (in Russian).
15. Andriyanov A. I., Bulokhov N. M. *Algoritmy dlya bifurkacionnogo analiza obobshhennoj modeli preobrazovatelej postojannogo napryazheniya* (Algorithms for the bifurcation analysis of the generalized model of pulse-width converters), *Spravochnik. Inzhenerny Zhurnal*, 2013, no. 10, pp. 30–39 (in Russian).
16. Andriyanov A. I., Malakhanov A. A. *Matematicheskoe modelirovanie dinamiki impul'snogo preobrazovatelja napryazheniya povyshtushhego tipa* (Mathematical modeling of dynamics of the boost converter), *Vestnik Brjanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, 2006, no. 1, pp. 61–69 (in Russian).