

УДК 621.314

А.И. Андриянов

Система управления нелинейными динамическими процессами непосредственного преобразователя напряжения I рода

Рассматривается комбинированная система управления нелинейными динамическими процессами импульсных преобразователей напряжения I рода. Предлагаемая система строится на основе двух методов: метода с запаздывающей обратной связью и метода направления на цель. Преимуществом комбинированной системы является отсутствие недостатков, характерных для двух упомянутых ранее методов управления, а именно возможности возникновения областей мультистабильности при использовании метода с запаздывающей обратной связью и внесение статической ошибки при использовании метода направления на цель. Выполнено математическое моделирование замкнутой системы автоматического управления с комбинированной системой управления нелинейными динамическими процессами и показана ее эффективность. Рассмотренная комбинированная система управления может быть реализована с применением широкого спектра современных микроконтроллеров.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, нелинейная динамика, система управления, метод с запаздывающей обратной связью, метод направления на цель, комбинированная система управления, желаемый режим.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-73-80

Импульсные преобразователи напряжения на сегодняшний день широко применяются при создании систем вторичного электропитания различной мощности, что обусловлено их приемлемыми техническими характеристиками, а именно высоким КПД, высокой удельной мощностью и надежностью.

Наиболее распространёнными преобразователями являются так называемые преобразователи I рода, базовой схемой которых является непосредственный понижающий преобразователь [1]. Также к данному классу преобразователей относятся: прямоходовой преобразователь, двухтактный мостовой преобразователь, полумостовой преобразователь, нулевой двухтактный преобразователь и др. Данные преобразователи могут отличаться друг от друга наличием или отсутствием гальванической развязки, реализуемой мощностью нагрузки, количеством полупроводниковых элементов, габаритной мощностью трансформатора и т.п.

С точки зрения динамических свойств данные преобразователи практически идентичны [1–3], что позволяет результаты исследований, полученные для базовой схемы (непосредственный понижающий преобразователь), относить и к другим схемам преобразователей I рода.

Как показала практика, в процессе эксплуатации систем рассматриваемого класса возможно возникновение нежелательных динамических режимов, связанных с появлением пульсаций выходного напряжения большой амплитуды, что может привести к перегрузке электронных компонентов или возникновению акустических шумов при работе устройства. Данные колебания могут быть хаотическими, квазипериодическими и периодическими с частотой, отличной от частоты широтно-импульсной модуляции.

При проектировании таких систем необходимо устранить возможность возникновения таких колебаний, что на сегодняшний день выполняется чаще

всего с помощью параметрического синтеза. Это связано с увеличением частоты квантования или изменением параметров регулятора. Первый подход приводит к росту динамических потерь, что в некоторых случаях недопустимо из-за свойств силовых транзисторов, а второй подход может привести к уменьшению быстродействия системы или отклонению запаса устойчивости от заданного. Для исключения данного противоречия целесообразно применять структурно-алгоритмический синтез, когда нежелательные динамические режимы устраняются путем выбора специфической структуры системы управления и алгоритма ее работы.

На сегодняшний день можно выделить три крупные группы методов управления: методы с запаздывающей обратной связью, а именно метод линеаризации отображения Пуанкаре [4–6]; метод с запаздывающей обратной связью (МЗОС) [7–10] и метод направления на цель (МНЦ) [10, 11].

В работах [4–12] показана эффективность этих методов при управлении нелинейной динамикой импульсных преобразователей напряжения. Однако каждый из этих методов имеет свои достоинства и недостатки. В частности, метод линеаризации отображения Пуанкаре предъявляет высокие требования к управляющему микроконтроллеру, метод Пирагаса не всегда способен устранить нежелательные режимы, поскольку при его использовании в пространстве параметров системы возникают области мультистабильности даже при корректно выбранных параметрах метода [10], метод направления на цель, решающий проблему возникновения нежелательных областей мультистабильности, свойственную методу Пирагаса, вносит статическую погрешность установления выходной физической величины.

В данной работе рассматривается комбинированный метод управления с обратной связью, позволяющий управлять нелинейными динамическими процессами в системах автоматического управления

(САУ) на основе импульсных преобразователей напряжения. Данный метод устраняет недостатки МНЦ и МЗОС, поскольку является их комбинацией, задействующей преимущества каждого из упомянутых методов.

Данные методы в отдельности рассматривались автором в работах [10–12] при управлении различными преобразователями напряжения.

Результаты, полученные в данной работе, будут иметь практический интерес, поскольку позволят строить эффективные системы автоматического управления на основе импульсных преобразователей

постоянного напряжения с функцией управления нелинейными динамическими процессами.

Система автоматического управления импульсными преобразователями напряжения с комбинированной системой управления нелинейными динамическими процессами

Функциональная схема системы автоматического управления импульсными преобразователями напряжения на основе комбинированной системы управления нелинейными динамическими процессами (КСУНДП) представлена на рис. 1.

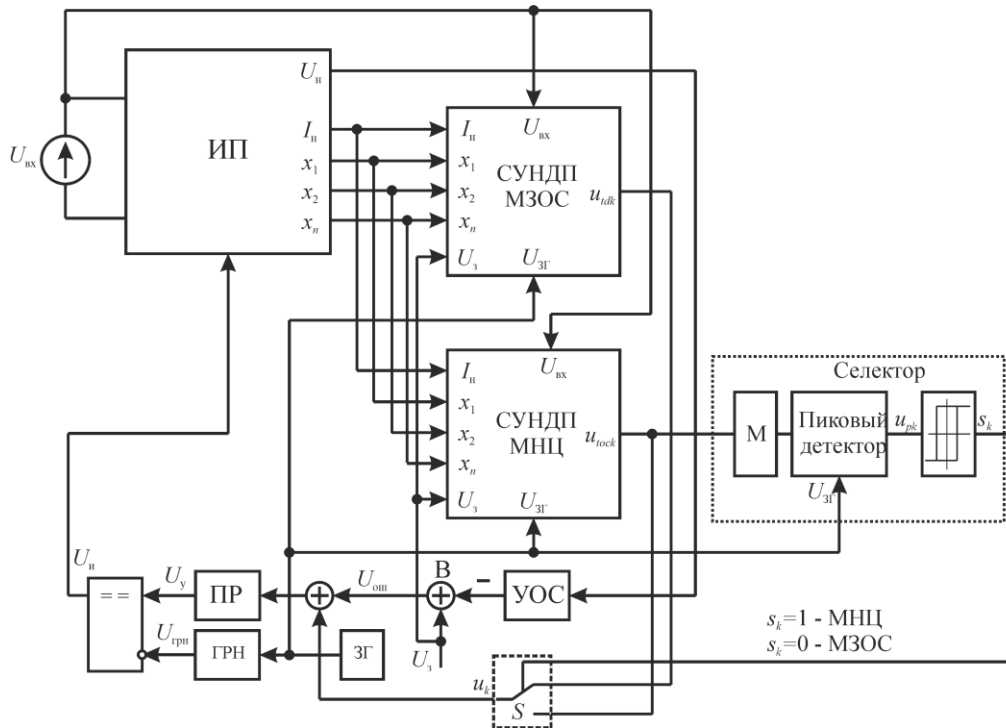


Рис. 1. Импульсно-модуляционная система комбинированного метода МНЦ-МЗОС

Здесь приняты следующие обозначения: ИП – импульсный преобразователь; U_n – напряжение нагрузки; x_1, x_2 – переменные состояния; $U_{вх}$ – входное напряжение; U_3 – задающий сигнал; U_n – импульсы управления силовыми ключами; U_y – управляющий сигнал; $U_{грн}$ – развертывающее напряжение с амплитудой $U_{грн,m}$; u_{ck} – корректирующее воздействие; s_k – сигнал управления на выходе селектора; СУНДП МНЦ – система управления нелинейными динамическими процессами на основе метода направления на цель; СУНДП МЗОС – система управления нелинейными динамическими процессами на основе метода с запаздывающей обратной связью; ЗГ – задающий генератор; ГРН – генератор развертывающего напряжения; В – вычитатель; $U_{ош}$ – ошибка САУ; I_n – ток нагрузки; М – блок взятия модуля; Г – звено с гистерезисом; ПР – пропорциональный регулятор с коэффициентом α ; УОС – усилитель обратной связи с коэффициентом β ; S – переключатель корректирующих сигналов СУНДП.

Как видно из рисунка, система управления представляет собой стандартную замкнутую систему автоматического управления с обратной связью

по выходному напряжению. Кроме стандартной системы управления, в схеме присутствует КСУНДП, состоящая из блоков СУНДП МЗОС и СУНДП МНЦ, каждый из которых вступает в работу при определенных условиях по сигналу от селектора. Основная задача КСУНДП – это стабилизация желаемого 1-цикла.

На рис. 2 представлены функциональные схемы СУНДП МЗОС и СУНДП МНЦ. Работа каждой из этих СУНДП в некомбинированном варианте рассматривалась автором в [10, 11]. Приняты следующие обозначения: β_i – масштабный коэффициент цепи обратной связи i -й фазовой переменной; БЗ – блок задержки; БАП – блок адаптации параметров; ВНТ – вычислитель неподвижной точки; K_{idi} – коэффициенты пропорциональности по i -й фазовой переменной для СУНДП МЗОС, $K_{toци}$ – коэффициенты пропорциональности по i -й фазовой переменной для СУНДП МНЦ; x_{ik} – i -я фазовая переменная в k -й стробоскопический момент времени; u_{ik} – компонента отклонения по i -й фазовой переменной; СУМ – сумматор; УВХ – устройство выборки-хранения; V_i – вычитатели.

В СУНДП МЗОС по каждой фазовой переменной вычисляется корректирующее воздействие

$$u_{tdik} = K_{tdi}(x_{ik} - x_{ik-1}),$$

где x_{ik} – значение i -й фазовой переменной в начале k -го тактового интервала, а x_{ik-1} – в начале $(k-1)$ -го тактового интервала, при $i = 1, 2$. Результирующее корректирующее воздействие вычисляется как сумма

$$u_{tdk} = u_{td1k} + u_{td2k}.$$

В СУНДП МНЦ корректирующее воздействие по i -й фазовой переменной вычисляется как

$$u_{tocik} = K_{toci}(x_{i,k} - x_{zi}),$$

где x_{zi} – задание на i -ю координату неподвижной точки желаемого 1-цикла. Результирующее корректирующее воздействие рассчитывается как

$$u_{tock} = u_{toc1k} + u_{toc2k}.$$

Выбор активной в текущий момент СУНДП осуществляет ключ S , управляемый селектором. Как видно из рис. 1, на вход селектора поступает корректирующий сигнал u_{tock} с выхода СУНДП МНЦ, на основе которого селектор определяет, какая СУНДП

в настоящий момент времени должна быть активна. Для этого с помощью блока М вычисляется модуль сигнала u_{tock} . Далее выходной сигнал блока М поступает на пиковый детектор, который определяет максимум $|u_{tock}|$ за n тактовых интервалов. Снижение частоты изменения $|u_{tock}|$ в n раз по сравнению с частотой ШИМ необходимо для устранения частого переключения ключа S .

Звено с гистерезисом обеспечивает два порога срабатывания. При пересечении выходного сигнала пикового детектора u_{pk} верхнего порога $s_k = 1$ и активна СУНДП МНЦ. При пересечении нижнего порога $s_k = 0$ активизируется СУНДП МЗОС.

Таким образом, можно сделать вывод, что при достаточно большом удалении текущей рабочей точки от заданной неподвижной точки желаемого режима с координатами (x_{13}, x_{23}) активна СУНДП МНЦ, которая обеспечивает перемещение текущей рабочей точки к заданной, а при достаточном приближении к рабочей точке в работу вступает СУНДП МЗОС и обеспечивает ее стабилизацию.

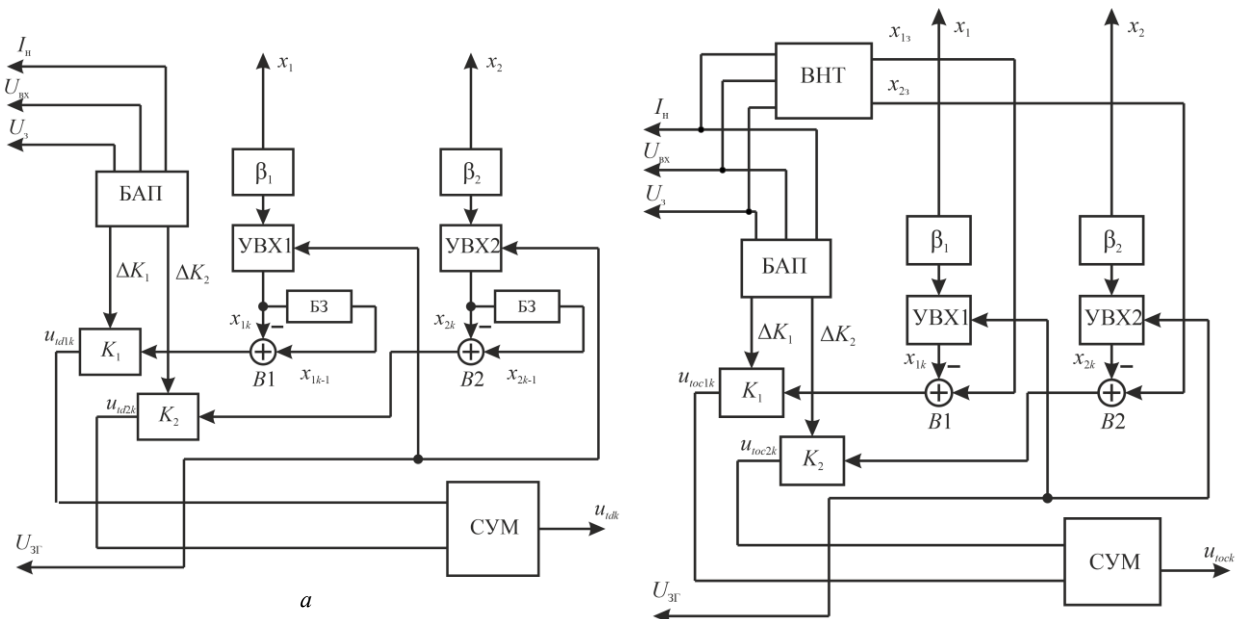


Рис. 2. Системы управления нелинейными динамическими процессами на основе: а – метода с запаздывающей обратной связью; б – метода направления на цель

Математическое описание САУ

Классическая система автоматического управления с обратной связью по среднему значению выходного напряжения непосредственных преобразователей, работающих в режиме прерывистых токов, описывается стробоскопическим отображением вида [13]

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k = \hat{\Psi}(\mathbf{X}_{k-1}) = & e^{A_3(1-z_{k2})a} e^{A_2(z_{k2}-z_{k1})a} e^{A_1 z_{k1}a} \mathbf{X}_{k-1} + \\ & + e^{A_3(1-z_{k2})a} e^{A_2(z_{k2}-z_{k1})a} (e^{A_3(z_{k1})a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB1} + \\ & + e^{A_3(1-z_{k2})a} \left[e^{A_2(z_{k2}-z_{k1})a} - \mathbf{E} \right] \mathbf{V}_{AB2} + \\ & + (e^{A_3(1-z_{k2})a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB3}, \end{aligned}$$

где $\mathbf{X} = [x_1, x_2]^T = [i_L, u_c]^T$; i_L – ток дросселя L ; u_c – напряжение на конденсаторе C ; z_{k1}, z_{k2} – моменты

коммутации в относительном времени на k -м тактовом интервале, где a – длительность тактового интервала; \mathbf{X}_{k-1} – вектор переменных состояния системы в начале k -го тактового интервала; A_j – матрица системы на j -м участке гладкости; $\mathbf{V}_{ABj} = A_j^{-1} \mathbf{B}_j$, где \mathbf{B}_j – матрица управления. Матрицы A_j и вектора \mathbf{B}_j зависят от параметров силовой части и приведены в [13].

На рис. 3 представлены процессы, протекающие на тактовом интервале [1, 3].

При рассмотрении этих процессов будем использовать относительное время z , которое связано с абсолютным временем выражением

$$z = \frac{(t - ka)}{a}.$$

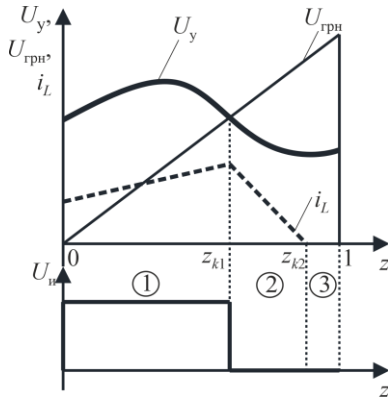


Рис. 3. К пояснению физических процессов на тактовом интервале непосредственного преобразователя напряжения I рода

В пределах k -го тактового интервала z изменяется от 0 до 1.

Структура силовой части на каждом участке внутри тактового интервала (см. рис. 3) определяется состоянием транзистора и диода.

1. Участок 1: $z_{k0} < z < z_{k1}$. Силовой ключ VT открыт, и ток дросселя L (i_L) нарастает по линейному закону. Диод VD закрыт.

2. Участок 2: $z_{k1} < z < z_{k2}$. Силовой ключ закрыт, и ток дросселя L , начиная с момента z_{k1} , снижается, передавая энергию в конденсатор C , через открывшийся диод VD .

3. Участок 3: $z_{k2} < z < z_{k3}$. Ток дросселя L падает до нуля, что ведет к закрытию диода VD , после чего конденсатор разряжается на нагрузку.

Моменты коммутации z_{k1} и z_{k2} могут быть рассчитаны на основе уравнений многообразий переключения [13]

$$\begin{aligned}\xi_{k1}(\mathbf{X}_{tk1}, z_{k1}) &= 0; \\ \xi_{k2}(\mathbf{X}_{tk2}, z_{k2}) &= 0,\end{aligned}$$

где переключющие функции определяются по выражению

$$\begin{aligned}\xi_{k1}(\mathbf{X}_{tk1}, z_{k1}) &= \alpha(U_3 - \beta c_1^T \mathbf{X}_{tk1}(z_{k1})) - U_{rmp,m} z_{k1}; \\ \xi_{k2}(z_{k2}, z_{k1}) &= c_2^T \mathbf{X}_{k2}(\mathbf{X}_{k1}, z_{k1}, z_{k2}),\end{aligned}$$

где \mathbf{X}_{ki} – значения вектора фазовых переменных в i -й точке коммутации внутри такта ($i = 1, 2$); $c_1 = [0; 1]$, $c_2 = [1; 0]$ – постоянные векторы, определяющие компоненту вектора переменных состояния, участвующую в выражениях.

Стробоскопическое отображение для САУ с СУНДП в составе имеет вид

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

где Δz_k – приращение коэффициента заполнения на k -ом тактовом интервале.

Указанное приращение может быть найдено на основе выражения

$$\Delta z_k = \frac{\alpha u_{ck}}{U_{rpn,m}},$$

где u_{ck} – корректирующее воздействие (см. рис. 1); $U_{rpn,m}$ – амплитуда пилообразного напряжения; n – размерность системы дифференциальных уравнений, описывающих САУ (в рассматриваемом случае $n = 2$).

Корректирующее воздействие вычисляется как

$$u_{ck} = \begin{cases} u_{idk}, & \text{при } s_k = 0; \\ u_{tock}, & \text{при } s_k = 1. \end{cases}$$

Функция переключения $\xi_{k1}(\mathbf{X}, z_k)$, определяющая первый момент коммутации силового ключа [13], имеет вид

$$\xi_{k1}(\mathbf{X}, z_{k1}) = \alpha(U_3 - \beta c_1^T \mathbf{X}_{tk1}(z_{k1}) + u_{ck}) - U_{rmp,m} z_{k1}.$$

Важной задачей при проектировании СУНДП является выбор таких коэффициентов K_{loci} и K_{di} , при которых желаемый динамический режим является устойчивым. Данная задача может быть решена с использованием методов оптимизации с ограничениями. Ранее автором для МНЦ и МЗОС в отдельности использовался метод Нелдера–Мида с ограничениями K_{imin} и K_{imax} , задаваемыми эмпирически [10].

Критерием оптимальности в данном случае является достижение целевого значения модуля старшего (максимального) мультипликатора ($\rho_{ст,цел}$) матрицы монодромии желаемого динамического режима, которое должно быть меньше единицы. Под мультипликаторами понимаются собственные числа матрицы монодромии. Матрица монодромии периодического режима рассчитывается по выражению [12]

$$\mathbf{M} = \frac{\partial \hat{\Psi}(\mathbf{X}_{k-1})}{\partial \mathbf{X}_{k-1}},$$

при этом производная находится в неподвижной точке желаемого периодического режима, которая для преобразователя I рода может быть рассчитана по выражениям в [14].

Моделирование системы

В данном разделе представлены результаты моделирования рассматриваемой системы при следующих параметрах: $L = 0,1$ Гн; $C = 1$ мкФ; $R = 10$ Ом; $R_n = 100$ Ом; $\alpha = 56$; $\beta = 0,01$; $U_3 = 5$ В; $U_{rpn,m} = 10$ В; $a = 0,0001$ с. Параметры СУНДП МЗОС: диапазоны поиска оптимальных коэффициентов $K_{imin} = -3$; $K_{imax} = 3$, целевое значение старшего мультипликатора $\rho_{ст,цел} = 0,3$; $\beta_1 = 0,08$; $\beta_2 = 0,03$. Параметры СУНДП МНЦА: $K_{imin} = -3$; $K_{imax} = 3$; $\rho_{ст,цел} = 0,7$; $\beta_1 = 0,08$; $\beta_2 = 0,01$.

Результаты моделирования представлены на рис. 4 в виде карт динамических режимов в пространстве параметров U_3 и α и временных диаграмм. На картах динамических режимов символами $\Pi_{i,j}$ отмечены области существования различных режимов, где символ i – кратность цикла, а символ

j – номер периодического режима с кратностью i на карте. Так, например, $\Pi_{1,1}$ – это область существования желаемого 1-цикла. Области $\Pi_{X,j}$ соответствуют хаотическим режимам функционирования преобразователя ($m \rightarrow \infty$) [15].

На рис. 4, а представлены результаты моделирования системы без применения СУНДП. Из рисунка видно, что области нежелательных режимов имеют значительную площадь, что повышает вероятность их появления при дрейфе входного напряжения $U_{вх}$ или изменения задающего воздействия U_3 .

На рис. 4, б представлены карты динамических режимов для рассматриваемой системы при работе некомбинированной СУНДП МЗОС. Очевидно, что

при применении МЗОС область желаемого режима существенно увеличилась, но при больших значениях задающего воздействия присутствуют области мультистабильности, в которых одновременно устойчивы как желаемый режим, так и нежелательные режимы, что приводит к возможности реализации нежелательных режимов в этих областях. Возможность возникновения таких областей, как упоминалось ранее, является характерной чертой МЗОС.

Результаты моделирования при применении некомбинированной СУНДП МНЦ представлены на рис. 4, в. Из рисунка видно, что применение МНЦ полностью устранило нежелательные режимы в выбранных диапазонах вариации параметров системы.

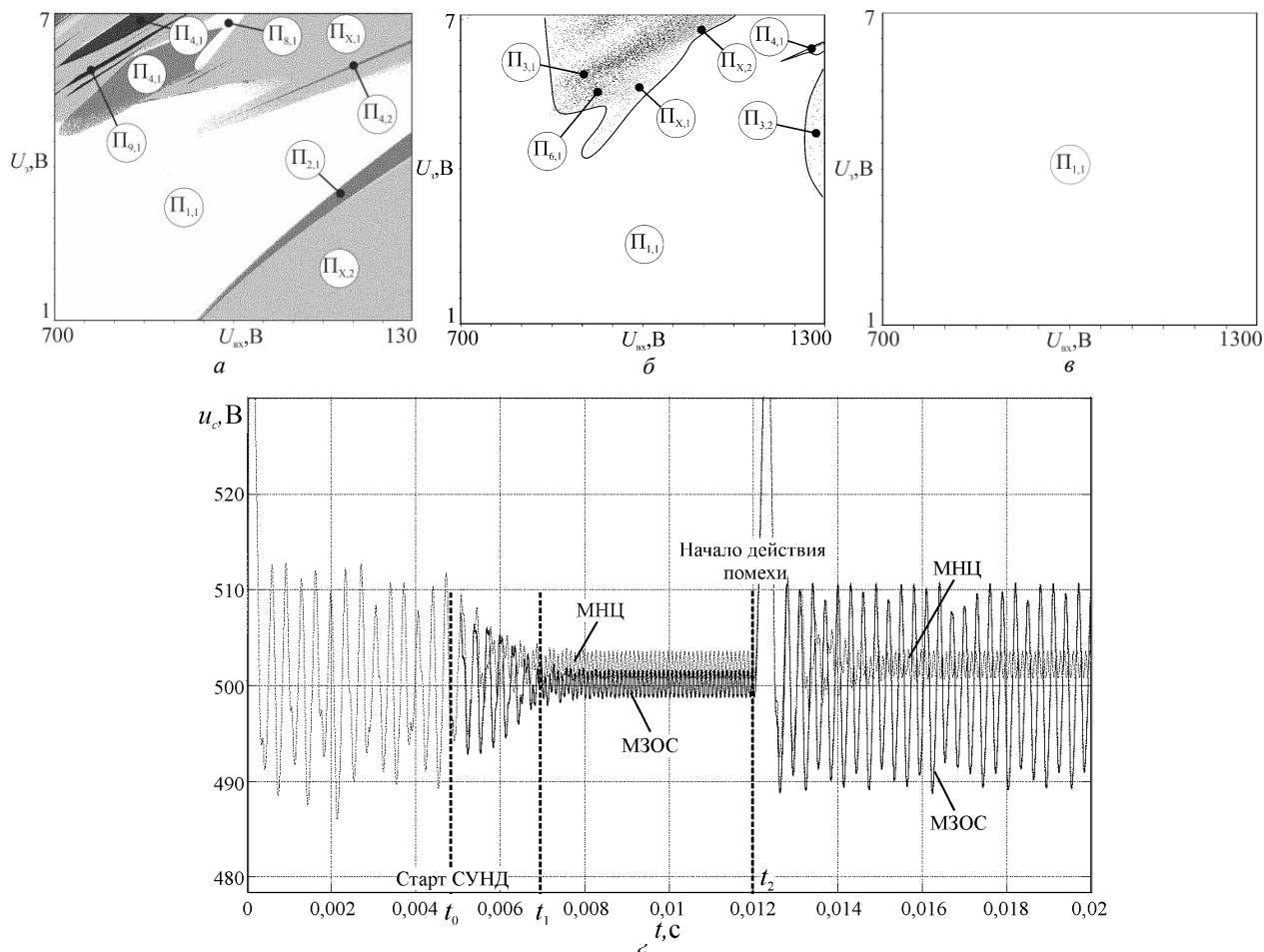


Рис. 4. К пояснению работы особенностей нелинейной динамики непосредственного преобразователя напряжения I рода: а – карта динамических режимов для системы без СУНДП; б – карта динамических режимов для системы СУНД МЗОС; в – карта динамических режимов для СУНДП МНЦ; г – временные диаграммы выходного напряжения преобразователя I рода при использовании МНЦ и МЗОС

Для демонстрации особенностей некомбинированных СУНДП МНЦ и МЗОС рассмотрим временные диаграммы, построенные при $a = 56$, $U_3 = 5,1$ В и представленные на рис. 4, г. Данные диаграммы соответствуют области мультистабильности (см. рис. 4, б). Как видно из рис. 4, в, при использовании МНЦ эта область мультистабильности отсутствует.

На рис. 4, г приведены временные диаграммы, СУНДП МЗОС и СУНДП МНЦ. До момента старта СУНДП в системе реализуется нежелательный ре-

жим и после старта СУНДП в системе устанавливается желаемый 1-цикл. При этом средние значения выходного напряжения несколько отличаются из-за внесения дополнительной ошибки при использовании МНЦ (данная особенность упоминалась ранее). В момент $t = 0,012$ с в систему вводится помеха, что приводит к отклонению системы от желаемого режима. При этом при использовании МНЦ в системе через некоторое время устанавливается желаемый режим, а при использовании МЗОС система перехо-

дит в нежелательный режим, что соответствует упомянутой ранее области мультистабильности (см. рис. 4, б).

На рис. 5 представлены временные диаграммы, позволяющие сравнить работу системы при использовании КСУНДП и некомбинированной СУНДП МНЦ. Как видно из рисунка, в момент t_0 стартует СУНДП МНЦ в составе КСУНДП, поскольку рабочая точка находится вдали от неподвижной точки

желаемого режима. В момент t_1 стартует СУНДП МЗОС в составе КСУНДП и в системе устанавливается желаемый режим. Из рисунка видно, что среднее значение при использовании КСУНДП меньше, чем при использовании некомбинированной СУНДП МНЦ, что говорит о том, что КСУНДП вносит минимальную статическую погрешность в основную систему управления.

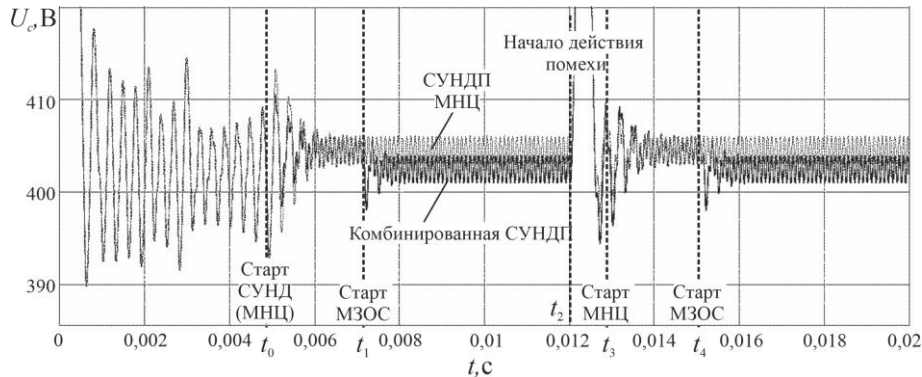


Рис. 5. Временные диаграммы выходного напряжения преобразователя I рода при использовании СУНДП МНЦ и КСУНДП

Введение помех в систему в момент t_2 приводит к кратковременному переходу системы в нежелательный режим и активации в момент t_3 блока СУНДП МНЦ в составе КСУНДП.

В момент t_4 рабочая точка системы приближается на заданное расстояние к желаемой и в работу вступает блок СУНДП МЗОС в составе КСУНДП, и система переходит в желаемый режим в отличие от случая использования некомбинированной СУНДП МЗОС (см. рис. 4, з). При этом статическая ошибка по сравнению с некомбинированной СУНДП МНЦ отсутствует.

Карта динамических режимов КСУНДП полностью соответствует некомбинированной СУНДП МНЦ (см. рис. 4, в), при этом устраняется статическая ошибка, свойственная МНЦ.

Заключение

По результатам исследований можно сделать следующие выводы:

1. Предложена комбинированная система управления нелинейными динамическими процессами, позволяющая использовать достоинства некомбинированных СУНДП МЗОС и СУНДП МНЦ.

2. Предложенная КСУНДП позволяет достичь эффективности некомбинированной СУНДП МНЦ, но при этом обеспечивать статическую точность установки среднего значения выходного напряжения, как и некомбинированная СУНДП МЗОС.

3. Проведено математическое моделирование и выполнен сравнительный анализ результатов для комбинированных и некомбинированных систем и показана эффективность предлагаемой КСУНДП.

Результаты, представленные в работе, получены впервые и могут быть использованы при построении микропроцессорных систем управления не только

преобразователей I рода, но и преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсной модуляцией широкого класса.

Литература

1. Severns R.P. Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits / R.P. Severns, G.E. Bloom. – New York: Van Nostrand Reinhold Co, 1985. – 334 p.
2. Михальченко С.Г. Подход к построению адаптивного алгоритма экстремального регулирования мощности в системе солнечной энергетики / С.Г. Михальченко, В.А. Русскин, С.М. Семенов, И.П. Орлянский, Halasz Sandor // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 3. – С. 102–112.
3. Михальченко С.Г. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / С.Г. Михальченко, А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.
4. Bueno R.S. Application of the OGY method to the control of chaotic DC-DC converters: theory and experiments / R.S. Bueno, J.L.R. Marrero // 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Emerging Technologies for the 21-st Century. Proceedings. – Geneva, Switzerland: Presses Polytech. Univ. Romandes, 2000. – Vol. 2. – P. 369–372.
5. Dragan F. Controlling a chaotic behavior of a current mode-controlled boost converter using Ott-Grebogi-Yorke Method // 2006 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics 2006 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics. – Cluj-Napoca: IEEE, 2006. – Vol. 1. – P. 118–121.
6. Dragan F. Controlling chaos in a current mode controlled Boost Converter using Ott-Grebogi-Yorke and Derivate methods // Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Automation & Information. – Stevens Point, Wisconsin: World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS), 2006. – Vol. 1. – P. 118–121.
7. Abbasi A. The TDFC method for control unstable chaotic behaviour in boost converter / A. Abbasi, M. Rostami,

S.H. Fathi, J. Abdollahi, H.R. Abbasi // 2010 International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE). – Kuala-Lumpur, Malaysia: IEEE, 2010. – P. 110–114.

8. Batlle C. Time-delay stabilization of the buck converter / C. Batlle, D. de M. Apljicada // Control of Oscillations and Chaos, 1997. Proceedings, 1997 1-st International Conference. – St. Petersburg: IEEE, 1997. – Vol. 3. – P. 590–593.

9. Control of chaos in a DC-DC boost converter / A.N. Natsheh, N.B. Janson, J.G. Kettleborough // 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008). – Cambridge, UK: IEEE, 2008. – P. 317–322.

10. Андриянов А.И. Применение адаптивного метода с запаздывающей обратной связью для управления транзисторными преобразователями постоянного напряжения // Вестник МЭИ. – 2015. – № 5. – С. 111–117.

11. Андриянов А.И. Нейросетевая система управления нелинейной динамикой непосредственного понижающего преобразователя напряжения / А.И. Андриянов, Н.А. Краснов // Изв. высш. учеб. завед. Приборостроение. – 2013. – Т. 56, № 12. – С. 33–38.

12. Андриянов А.И. Система управления нелинейной динамикой импульсного преобразователя напряжения со стабилизацией предельного тока / А.И. Андриянов, Н.А. Краснов // Мехатроника. Автоматизация. Управление. – 2015. – Т. 16, № 2. – С. 123–127.

13. Андриянов А.И. Алгоритмы для бифуркационного анализа обобщенной модели преобразователей постоянного напряжения / А.И. Андриянов, Н.М. Булохов // Справочник. Инженерный журнал. – 2013. – № 10. – С. 30–39.

14. Andriyanov A.I. Calculation of fixed points of desired dynamic modes for DC-to-DC converters // 2018 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – Moscow: IEEE, 2018. – P. 1–5.

15. Андриянов А.И. Исследование нелинейной динамики импульсных преобразователей напряжения. – Брянск: БГТУ, 2016. – 187 с.

16. Кобзев А.В. Метод коммутационно-разрывных и модуляционных функций при анализе процессов в преобразователях частоты / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, Д.С. Муликов // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 3. – С. 203–209.

Андриянов Алексей Иванович

Канд. техн. наук, доцент каф. электронных, радиоэлектронных и электротехнических систем (ЭРЭиЭС) Брянского государственного технического университета (БГТУ)

50-лет Октября, бул., д. 7, г. Брянск, Россия, 241035

ORCID: 0000-0002-4083-040X

Тел.: +7 (483-2) 56-36-02

Эл. почта: mail@ahaos.ru

Andriyanov A.I.

Nonlinear dynamic processes control system for a DC converter of the first kind

In the paper a composite nonlinear dynamic processes control system for DC switching converters of the first kind is being considered. The proposed control system is based on two methods: time-delayed feedback method and target-oriented control.

The advantage of the composite control system is the absence of the weak points specific to the two mentioned methods utilized on a standalone basis, such as possibility of occurrence of multistability domains, which is characteristic of time-delayed feedback method, and addition of static error when using the target-oriented control.

The mathematical simulation of a closed-loop composite automatic control system for manipulating nonlinear dynamic processes has been implemented. The simulation results have proved the efficiency of the control system under consideration. The proposed solution can be realized with the use of a great variety of existing microcontrollers.

Keywords: pulse-width converter, nonlinear dynamics, control system, time-delayed feedback method, target-oriented control, composite control system, desired mode.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-73-80

References

1. Severns R.P., Bloom G.E. Modern DC-to-DC switch-mode power converter circuits. New York, Van Nostrand Reinhold Co, 1985. 334 p.

2. Mikhhalchenko S.G., Russkin V.A., Semenov S.M., Orlyanskiy I.P., Sándor Halász *Podhod k postroeniyu adaptivnogo algoritma ekstremalnogo regulirovaniya moshchnosti v sisteme solnechnoj energetiki* [Construction of adaptive algorithm of power extreme control in solar energy system]. *Izvestiya Tomskogo Polytechnicheskogo Universiteta. Inzhiniring geoursurov* [Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering], 2018, vol. 329, no. 3, pp. 102–112 (in Russ.).

3. Kobzev A.V., Mikhhalchenko G.Ya., Andriyanov A.I., Mikhhalchenko S.G. *Nelineinaya dinamika polyprovodnikovuch preobrazovateley* [Nonlinear dynamics of solid-state converters]. Tomsk, TUSUR, 2007. 224 p. (in Russ.).

4. Bueno R.S., Marrero J.L.R. Application of the OGY method to the control of chaotic DC-DC converters: theory and experiments. *2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Emerging Technologies for the 21st Century. Proceedings*. Geneva, Switzerland, Presses Polytech. Univ. Romandes, 2000, vol. 2, pp. 369–372.

5. Dragan F. Controlling a chaotic behavior of a current mode-controlled boost converter using Ott-Grebogi-Yorke Method. *2006 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics*. Cluj-Napoca, IEEE, 2006, vol. 1, pp. 118–121.

6. Dragan, F. Controlling chaos in a current mode-controlled Boost Converter using Ott-Grebogi-Yorke and Derivate methods. *Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Automation & Information*, Stevens Point, Wisconsin, World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS), 2006. pp. 62–65.

7. Abbasi A., Rostami M., Fathi S.H., Abdollahi J., Abbasi H.R. The TDFC method for control unstable chaotic behaviour in boost converter. *2010 International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics*. Kuala Lumpur, Malaysia, IEEE, 2010, pp. 110–114.

8. Batlle C., Apljicada M. Time-delay stabilization of the buck converter. *Control of Oscillations and Chaos, 1997 1st International Conference*. St.Petersburg, IEEE, 1997, vol. 3, pp. 590–593.

9. Natsheh A.N., Janson N.B., Kettleborough J.G. Control of chaos in a DC-DC boost converter. *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008)*. Cambridge, UK, IEEE, 2008, pp. 317–322.

10. Andriyanov A.I. [Application of adaptive time delayed feedback control for transistor power converters]. *Vestnik MEI*, 2015, no. 5, pp. 111–117 (in Russ.).

11. Andriyanov A.I., Krasnov N.A. [Neural network control system of nonlinear dynamics of buck converter]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Priborostroenie* [Journal of Instrument Engineering], 2013, vol. 56, no. 12, pp. 33–38 (in Russ.).
12. Andriyanov A.I., Krasnov N.A. [Control system nonlinear dynamics switching dc/dc converters voltage with stabilization current limit]. *Mekhatronika. Avtomatizatsiya. Upravlenie*, 2015, vol. 16, no. 2, pp. 123–127 (in Russ.).
13. Andriyanov A.I., Bulokhov N.M. *Algoritmy dlya bifurkacionnogo analiza obobshchennoj modeli preobrazovatelej postoyannogo napryazheniya* [The algorithms for bifurcation analyze the generalized model of dc/dc converters]. *Spravochnik. Inzhenernyi zhurnal* [Handbook. An Engineering journal], 2013, no. 10, pp. 30–39 (in Russ.).
14. Andriyanov A.I. Calculation of fixed points of desired dynamic modes for DC-to-DC converters. *2018 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, Moscow, IEEE, 2018, pp. 1–5.
15. Andriyanov, A.I. *Issledovanie nelineinoy dinamiki impulsnykh preobrazovateley napryazheniya* [Investigate of nonlinear dynamics of pulse-width converters]. Bryansk, BSTU, 2016, 187 p. (in Russ.).
16. Kobzev A.V., Mikhachenko G.Ya., Mikhachenko S.G., Mulikov D.S. *Metod kommutacionno-razryvnykh i modulyacionnykh funktsij pri analize processov v preobrazovatelyah chastoty* [Method of switching-discontinuous and modulation functions in the analysis of processes in frequency converters]. *Doklady Tomskogo Gosudarstvennogo Universiteta Sistem Upravleniya i Radioelektroniki* [Proceedings of TUSUR University], 2017, vol. 20, no. 3, pp. 203–209 (in Russ.).

Alexey I. Andriyanov

Candidate of Engineering Sciences, Assistant Professor,
Department of Electronics, Radioelectronics
and Electroengineering Systems,
Bryansk State Technical University
7, 50-let Oktyabrya bul., Bryansk, Russia, 241035
ORCID: 0000-0002-4083-040X
Phone: +7 (483-2) 56-36-02
Email: mail@ahaos.ru