

---

---

# ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

---

---

УДК 621.314:681.511

А. И. Андриянов, Н. А. Краснов

## НЕЙРОСЕТЕВАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКОЙ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПониЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Предложен вариант построения нейросетевой системы управления непосредственным понижающим преобразователем постоянного напряжения на основе метода направления на цель. В такой системе обеспечиваются заданные нелинейные динамические свойства преобразовательного устройства.

*Ключевые слова:* импульсный преобразователь, нелинейная динамика, бифуркация, периодический режим, метод направления на цель.

**Постановка задачи.** Импульсные преобразователи напряжения нашли широкое применение в промышленности, поскольку обеспечивают приемлемые массогабаритные показатели и высокую удельную мощность [1]. Они представляют собой замкнутые системы автоматического управления со сложной динамикой [2]. В частности, при изменении того или иного параметра системы (например, входного напряжения) в результате бифуркации возможно возникновение колебаний выходного напряжения большой амплитуды, что может привести к выходу из строя силовой части преобразователя. Проектным динамическим режимом для таких систем является так называемый 1-цикл, когда частота колебаний выходного напряжения совпадает с частотой широтно-импульсной модуляции (ШИМ), а амплитуда колебаний достаточно мала.

Исключить опасные динамические режимы можно, правильно выбрав параметры системы управления. При оптимальных с точки зрения нелинейной динамики параметрах возможно неоптимальное быстродействие. Альтернативным методом обеспечения требуемых нелинейных динамических свойств преобразователей напряжения является так называемый структурный синтез, при котором данная задача решается путем формирования определенной структуры системы управления.

Существует достаточно много работ по управлению нелинейной динамикой дискретных систем или систем, сводимых к ним [3—5].

В работе [3] рассматривается возможность использования метода линеаризации отображения Пуанкаре для стабилизации неустойчивого проектного режима в непосредственном повышающем преобразователе напряжения. Линеаризация отображения Пуанкаре является эффективным подходом при управлении нелинейной динамикой, но в то же время требует достаточно серьезных вычислительных затрат для микроконтроллера системы управления.

Метод с запаздывающей обратной связью, или метод Пирагаса [4], предполагает использование обратной связи с задержкой, равной периоду стабилизируемого периодического

режима, для стабилизации неустойчивых периодических траекторий. К недостаткам этого метода можно отнести ограниченные возможности стабилизации проектного режима при изменении параметров системы в широком диапазоне.

В работе [5] рассматривается так называемый метод направления на цель (МНЦ), который можно рассматривать как модификацию метода Пирагаса. Сущность этого метода заключается в использовании заранее известной неподвижной точки отображения динамической системы. Это позволяет расширить возможности стабилизации проектного режима в широком диапазоне изменения параметров системы. МНЦ известен сравнительно недавно, и в работе [4] рассматривается лишь стабилизация в одномерных аналитических отображениях 1-цикла с заданными параметрами, а возможность использования метода в технических системах до сих пор не рассматривалась. Техническая реализация системы управления импульсным преобразователем напряжения на основе МНЦ сопряжена с определенными трудностями. Основной задачей настоящей работы является создание структуры системы управления непосредственным преобразователем постоянного напряжения на основе МНЦ при минимальных требованиях к быстродействию управляющего микроконтроллера, обеспечивающей проектный 1-цикл в заданном диапазоне изменения параметров системы.

**Система управления непосредственным понижающим преобразователем напряжения.** Метод направления на цель заключается в следующем. Пусть имеется некоторая дискретная система, описываемая функцией стробоскопического отображения вида

$$x_n = f(x_{n-1}), \quad (1)$$

где  $x_n$  — значение переменной на  $n$ -й итерации отображения.

Стабилизация неустойчивой неподвижной точки отображения (1)  $x^*$  может быть осуществлена путем введения стабилизирующего воздействия, при котором функция отображения нелинейной динамической системы принимает вид

$$x_n = f(x_{n-1}) + c(x^* - f(x_{n-1})),$$

где  $c$  — настраиваемый коэффициент.

Основная сложность МНЦ — необходимость предварительного расчета стабилизируемой неподвижной точки отображения, что в случае отображений более высоких порядков затруднительно и связано с большими вычислительными затратами.

Функциональная схема системы управления (СУ) непосредственным понижающим преобразователем постоянного напряжения с использованием МНЦ представлена на рис. 1, здесь  $R$  — активное сопротивление дросселя,  $L$  — индуктивность дросселя,  $C$  — емкость конденсатора,  $R_n$  — сопротивление нагрузки,  $E_0$  — напряжение источника питания,  $\beta_1, \beta_2$  — масштабные коэффициенты цепей обратной связи,  $U_3$  — напряжение управления,  $U_n$  — импульс управления силовым ключом,  $U_y$  — управляющий сигнал,  $U_p$  — развертывающее пилообразное напряжение, ОСУ — основная система управления, ВСУ — вспомогательная система управления, ГРН — генератор развертывающего напряжения, ЗГ — задающий генератор, ИП — импульсный преобразователь, УВХ1, УВХ2 — устройство выборки-хранения, НС1, НС2 — нейронные сети, ВСН — вычислитель сопротивления нагрузки,  $K_1, K_2$  — коэффициенты пропорциональности,  $U_{\text{ош}}$  — ошибка ОСУ,  $U_{ck3}, I_{Lk3}$  — компоненты вектора задания на неподвижную точку 1-цикла,  $U_{ck}, I_{Lk}$  — компоненты вектора обратных связей по переменным состояния в стробоскопические моменты времени,  $\Delta U_{ck}, \Delta I_{Lk}$  — компоненты вектора отклонения текущей точки режима от заданной,  $\alpha$  — коэффициент усиления пропорционального регулятора. Основная подсистема управления обеспечивает стабилизацию среднего значения выходного напряжения без учета нелинейных динамических свойств, а вспомогательная обеспечивает стабилизацию проектного динамического режима (1-цикла).

Классическая система автоматического управления с обратной связью по среднему значению выходного напряжения непосредственного понижающего преобразователя описывается функцией стробоскопического отображения вида [2]:

$$\mathbf{X}_k = e^{Aa} \mathbf{X}_{k-1} + (e^{Aa} - e^{A(1-z_k)a}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{X}=[x_1, x_2]^T=[i_L, u_c]^T$ ;  $i_L$  — ток дросселя;  $u_c$  — напряжение на конденсаторе;  $z_k$  — коэффициент заполнения ШИМ на  $k$ -м тактовом интервале;  $\mathbf{X}_{k-1}$  — вектор переменных состояния системы в начале  $k$ -го тактового интервала. Матрица параметров системы  $\mathbf{A}$  и вектор вынуждающих воздействий  $\mathbf{B}$  представлены в работе [2].

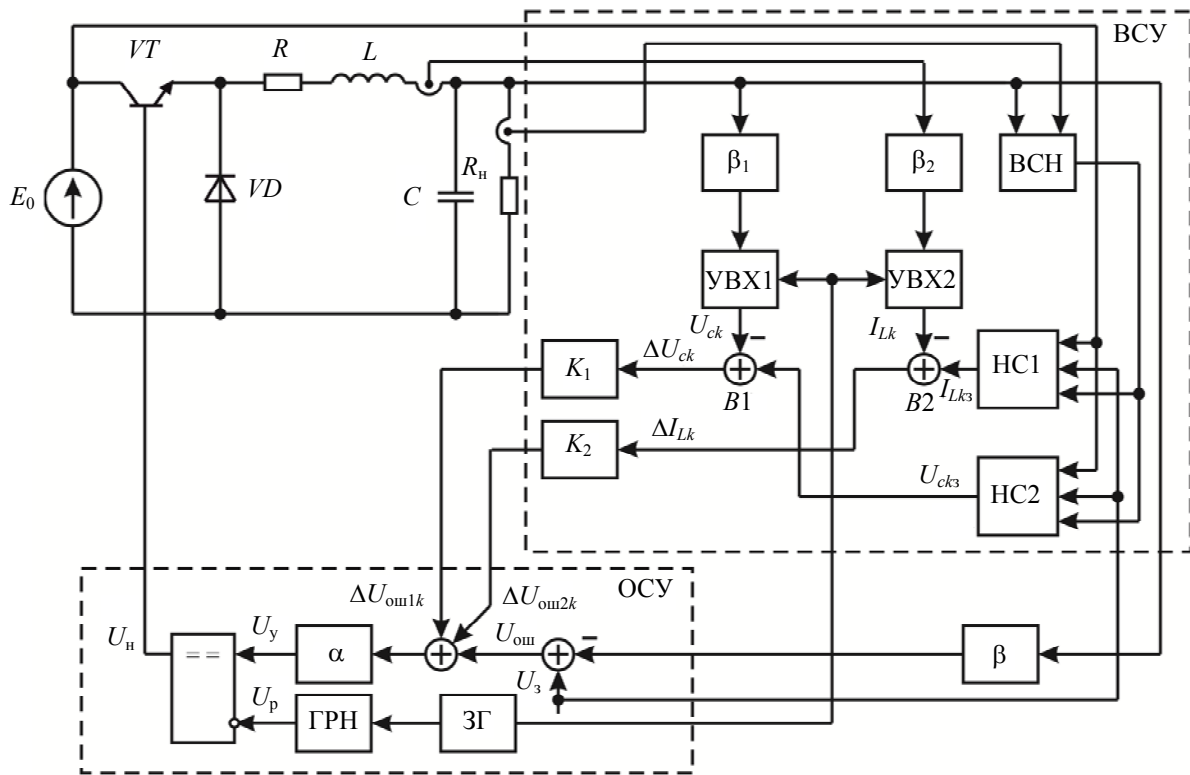


Рис. 1

При использовании МНЦ введем дополнительные управляющие воздействия  $\Delta U_{ом1k}$  и  $\Delta U_{ом2k}$  (см. рис. 1), которые определяются по выражениям

$$\Delta U_{ом1k} = K_1 (U_{ck3} - U_{ck}); \quad \Delta U_{ом2k} = K_2 (I_{Lk3} - I_{Lk}).$$

Тогда выражение для функции стробоскопического отображения СУ на основе МНЦ примет вид

$$\mathbf{X}_k = e^{Aa} \mathbf{X}_{k-1} + (e^{Aa} - e^{A(1-(z_k+\Delta z_k))a}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}, \quad (3)$$

где  $\Delta z_k$  — приращение коэффициента заполнения:

$$\Delta z_k = \frac{\alpha (\Delta U_{ом1k} + \Delta U_{ом2k})}{U_{pm}}, \quad (4)$$

где  $U_{pm}$  — амплитуда развертывающего напряжения на выходе ГРН.

При реализации рассматриваемого алгоритма управления наиболее важной задачей является расчет неподвижной точки стробоскопического отображения (2), который может быть выполнен с использованием метода уравнений периодов или метода неподвижной точки [2].

Однако в этом случае микроконтроллер СУ реализует один из численных методов решения систем нелинейных трансцендентных уравнений, что требует серьезных вычислительных ресурсов. Для упрощения указанной задачи авторы предлагают использовать две нейронные сети, каждая из которых рассчитывает свой компонент вектора неподвижной точки 1-цикла отображения (2)  $X^*=[U_{ck3}, I_{Lk3}]^T$ .

Как известно, нейронная сеть типа „многослойный персептрон“ представляет собой универсальный аппроксиматор, позволяющий реализовывать сложные регрессионные модели нелинейных систем. В качестве входных переменных нейронных сетей (факторов регрессии) в данном случае выступают параметры, которые при работе системы могут варьироваться в широких пределах. Как видно из рис. 1, к факторам, используемым в рассматриваемых регрессионных моделях, относятся задающее напряжение  $U_3$ , входное напряжение  $E_0$  и сопротивление нагрузки  $R_n$ , которое рассчитывается с использованием сигналов датчика тока нагрузки и датчика выходного напряжения. Указанный подход позволяет существенно сократить время расчета неподвижной точки, а достигаемая точность аппроксимации приемлема для практического применения.

В рассматриваемой системе управления двухслойные персептроны реализовывали регрессионную модель вида  $X^*=\mathbf{F}(\mathbf{P})=[f_1(U_3, E_0, R_n), f_2(U_3, E_0, R_n)]$ , где  $f_1$  и  $f_2$  — нелинейные трехпараметрические функции — компоненты векторной функции  $\mathbf{F}$ , реализуемые НС1 и НС2 соответственно,  $\mathbf{P}=[U_3, E_0, R_n]^T$  — вектор факторов регрессии. Формирование обучающей выборки для нейронной сети осуществлялось с использованием метода уравнений периодов, а обучение сети проводилось с использованием алгоритма Левенберга—Маквардта [6].

Обратная связь по переменным состояния в стробоскопические моменты времени в предлагаемой системе (см. рис. 1) осуществляется с использованием УВХ1 и УВХ2. Под стробоскопическими моментами времени понимаются моменты, соответствующие началу тактовых интервалов ШИМ. Как видно из рис. 1, запоминание напряжения на выходном конденсаторе  $C$  и тока дросселя  $L$  происходит в начале каждого тактового интервала при подаче на УВХ стробирующего импульса от ЗГ, который работает синхронно с ГРН. С помощью двух вычитателей (В1 и В2) рассчитывается отклонение текущего положения точки отображения (3) от заданного с последующим масштабированием с коэффициентами  $K_1$  и  $K_2$  соответствующих компонентов вектора рассогласования  $\Delta X=[\Delta U_{ck}, \Delta I_{Lk}]^T$ . Вычисленные приращения  $\Delta U_{om1k}$  и  $\Delta U_{om2k}$  суммируются с напряжением ошибки ОСУ  $U_{om}$ , вызывая на каждом тактовом интервале стабилизирующее заданный режим приращение коэффициента заполнения  $\Delta z_k$  (выражение (4)). При установлении в системе проектного 1-цикла  $\Delta U_{om1k}=\Delta U_{om2k}=0$ ,  $\Delta z_k=0$ .

Предлагаемая структура системы управления может быть реализована различными цифровыми сигнальными микроконтроллерами или недорогими программируемыми логическими интегральными микросхемами. При использовании последних существенно упрощается расчет задания на неподвижную точку 1-цикла с использованием нейронных сетей.

**Исследование нелинейной динамики понижающего преобразователя напряжения на основе СУ с МНЦ.** Рассмотрим результаты моделирования замкнутой системы автоматического управления на основе МНЦ с понижающим преобразователем напряжения в среде MatLab Simulink. Моделирование осуществлялось при следующих параметрах системы:  $L=0,1$  Гн;  $C=1$  мкФ;  $R=10$  Ом;  $R_n=100$  Ом;  $\alpha=60$ ;  $\beta=0,01$ ;  $U_3=5$  В;  $U_{om}=10$  В;  $a=0,0001$  с;  $K_1=-0,9$ ;  $K_2=-0,9$ ;  $\beta_1=0,01$ ;  $\beta_2=0,1$ .

Результаты моделирования представлены на рис. 2 в виде карт динамических режимов, которые отражают особенности разбиения пространства параметров системы на области устойчивости различных режимов. Здесь символами  $\Pi_{i,j}$  отмечены области устойчивости различных динамических режимов ( $i$  —  $m$ -цикл, характерный для данной области [2],  $j$  — номер области на карте динамических режимов). Например, область  $\Pi_{1,1}$  представляет собой первую

область устойчивости основного (проектного) режима (1-цикла);  $\Pi_X$  соответствуют областям параметров системы, в которых существуют хаотические режимы работы преобразователя ( $m \rightarrow \infty$ ) [2].

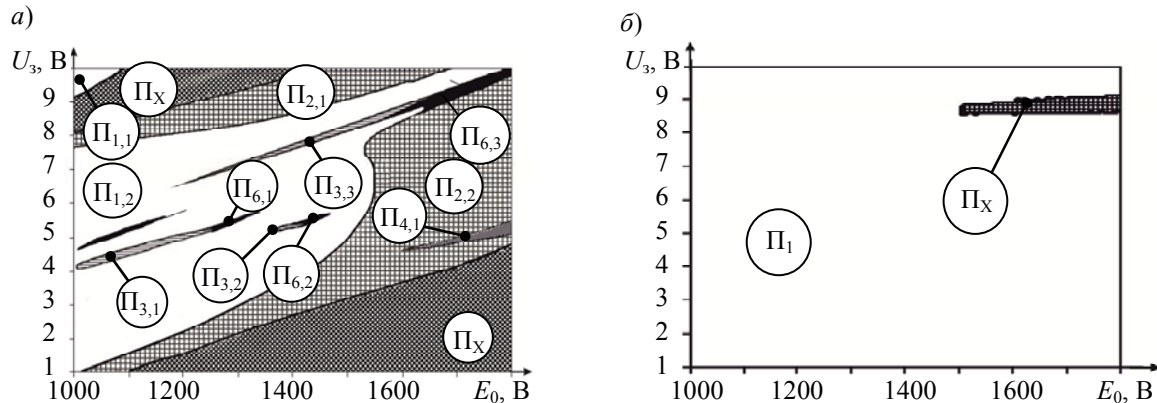


Рис. 2

При построении карт динамических режимов (см. рис. 2) авторы выбрали достаточно большой коэффициент усиления регулятора  $\alpha=60$ , что позволяет оценить возможности рассматриваемой СУ при работе системы в сложных условиях. Как видно из рис. 2, а, область 1-цикла системы без управления нелинейной динамикой является неодносвязной и ее площадь относительно мала. На рис. 2, б представлена карта динамических режимов, построенная для системы автоматического управления на основе МНЦ. Анализ рис. 2, б показывает, что область 1-цикла ( $\Pi_1$ ) существенно увеличилась по сравнению с областью 1-цикла на рис. 2, а. В частности, при  $E_0 < 1500$  В во всем диапазоне изменения напряжения задания в системе присутствует устойчивый 1-цикл. При  $E_0 > 1500$  В и при  $U_3 > 8$  В на карте появляются области хаотических колебаний, площадь которых относительно невелика. Таким образом, можно сделать вывод, что использование МНЦ позволило существенно улучшить нелинейные динамические свойства системы, при этом коэффициент усиления пропорционального регулятора остался неизменным, что позволяет в данном случае сохранить заданную статическую ошибку  $U_{\text{ош}}$ .

**Заключение.** В работе предложена структура нейросетевой системы управления нелинейной динамикой непосредственного понижающего преобразователя на основе метода направления на цель. Использование разработанной системы управления позволит отказаться от параметрического синтеза при обеспечении заданных нелинейных динамических свойств системы и достичь требуемых показателей быстродействия и точности стабилизации выходного напряжения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Северис Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1988. 294 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. Dragan F. Controlling a chaotic behavior of a Current Mode Controlled Boost Converter Using Ott-Grebogy-Yorke Method // IEEE Intern. Conf. on Automation, Quality and Testing. 2006. Vol. 1. P. 156—172.
4. Batlle C., Fossas E., Olivar G. Stabilization of periodic orbits of the buck converter by time-delayed feedback // Intern. J. of Circuit Theory and Applications. 1999. Vol. 27, N 3. P. 617—631.
5. Franco D., Liz E. A two-parameter method for chaos control and targeting in one-dimensional maps // Intern. J. of Bifurcation and Chaos. 2011. Vol. 23, N 1. P. 1—11.
6. Бодянский Е. В. Искусственные нейронные сети: архитектуры, обучение, применения. Харьков: Телетех, 2001. 369 с.

*Сведения об авторах*

- Алексей Иванович Андриянов** — канд. техн. наук, доцент; Брянский государственный технический университет, кафедра электронных, радиоэлектронных и электротехнических систем; E-mail: ahaos@mail.ru
- Никита Александрович Краснов** — аспирант; Брянский государственный технический университет, кафедра электронных, радиоэлектронных и электротехнических систем; E-mail: nike\_borzoy@mail.ru

Рекомендована кафедрой  
электронных, радиоэлектронных и  
электротехнических систем

Поступила в редакцию  
15.05.13 г.

УДК 681.5.01:681.537

А. А. АБДУЛЛИН, Н. А. ПОЛЯКОВ

## СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ТРЕХФАЗНОГО АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрен метод синтеза системы фазовой автоподстройки частоты с использованием формализма пространства состояний. Трехфазный активный выпрямитель напряжения с синтезированной системой фазовой автоподстройки частоты позволяет осуществить компенсацию реактивной составляющей мощности и скорректировать форму тока в фазах питающей сети.

**Ключевые слова:** активный выпрямитель напряжения, фазовая автоподстройка частоты, регулятор состояния, наблюдатель пониженной размерности.

**Введение.** Активный выпрямитель напряжения (АВН) представляет собой автономный инвертор напряжения, выполненный на силовых ключах с обратными диодами, обращенный на сторону сети переменного тока, а также обеспечивающий двунаправленный обмен энергии между питающей сетью и потребителем [1]. Наиболее распространенными способами управления АВН являются синусоидальная широтно-импульсная модуляция и векторное управление с преобразованием координат. Для достижения энергетической эффективности преобразователями на основе трехфазных АВН на их систему управления возлагается ряд задач, решение которых связано с необходимостью нахождения фазы или фазовой синхронизации. Одной из таких задач является коррекция коэффициента мощности путем формирования сигнала задания синусоидальной формы, синфазного с напряжением в фазе питающей сети для контура тока системы управления АВН. С этой целью в информационной подсистеме преобразователя необходимо обеспечивать фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ) для синхронизации с фазой и частотой первой гармоники фазового напряжения [2]. С учетом неидеального характера питающей сети критерием для выбора полосы пропускания на выходе ФАПЧ в системе управления АВН должно быть соответствие требованиям ГОСТ гармонического состава сигнала задания для тока.

Построение системы ФАПЧ не является принципиально новой задачей. Такие системы используются в системах передачи данных для обеспечения синхронной работы приемной и передающей аппаратуры. Однако синтез ФАПЧ осуществляется с использованием передаточных функций [3]. Особенностью предлагаемой методики построения системы ФАПЧ является применение метода пространства состояний. Это позволяет в максимальной степени использовать математические пакеты прикладных программ (MATLAB, MathCad и др.), обеспечивая высокую эффективность процедуры проектирования.