

УДК 51-74.621

**А.И. Андриянов, М.В. Баранчиков**

## Управление нелинейными динамическими процессами трехфазных рекуперирующих преобразователей с пространственно-векторной модуляцией

Рассматривается система управления нелинейными динамическими процессами трехфазных рекуперирующих преобразователей, построенная на основе метода направления на цель, благодаря чему возможно обеспечить желаемый динамический режим без дополнительного параметрического синтеза. Это позволяет исключить противоречие между требованиями, предъявляемыми к частоте коммутации или параметрам переходного процесса в системе, и требованиями к желаемому динамическому режиму при изменении параметров внешних воздействий в широком диапазоне. Предложена система управления нелинейными динамическими процессами на основе метода направления на цель, позволяющая решить указанную проблему. При реализации рассматриваемой системы предполагается оценка координат неподвижных точек желаемого режима на основе измерений на реальном объекте управления с последующей цифровой обработкой полученных сигналов с целью выделения основных гармоник. Выполнено моделирование рассмотренной системы и показана эффективность предложенной системы управления нелинейными динамическими процессами. Предлагаемый подход может применяться в других системах преобразования электроэнергии с низкочастотными периодическими воздействиями с частотой сети в условиях низкочастотных искажений формы токов или напряжения в результате бифуркаций.

**Ключевые слова:** трехфазный рекуперирующий преобразователь, нелинейная динамика, бифуркация, система управления, метод направления на цель, желаемый динамический режим, низкочастотные периодические воздействия.

**DOI:** 10.21293/1818-0442-2022-25-4-125-133

Трехфазные рекуператоры электроэнергии применяются на технических объектах, где возможен возврат энергии при динамическом торможении двигателя или генерации. К таким объектам относятся лифтовое и крановое оборудование, центрифуги, электротранспорт и т.д. [1].

Такие устройства могут выпускаться как в виде отдельных блоков, подключаемых вместо тормозного резистора, так и быть встроенными в состав преобразователей частоты в виде активных выпрямителей на входе и работать в двунаправленном режиме. Также они могут выполняться в виде преобразователей для источников электроэнергии постоянного тока, подающих энергию в сеть переменного тока. Применение таких устройств позволяет во многих случаях экономить электроэнергию, обеспечивая при этом высокую электромагнитную совместимость с сетью.

Как известно, основной задачей при рекуперации является задача формирования трехфазного синусоидального тока, находящегося в противофазе со входным напряжением, что характерно для режима возврата энергии в сеть.

Трехфазные рекуперирующие преобразователи (ТРП) выполняются как системы автоматического управления, содержащие внешний контур напряжения звена постоянного тока и внутренние контуры фазных токов. При этом требуется обеспечить высокую синусоидальность тока, возвращаемого в сеть, с минимумом искажений.

Данные системы относятся к классу нелинейных динамических, и при определенном наборе параметров внешних воздействий возможны бифуркации и переход устройства в нежелательные дина-

ческие режимы, сопровождающиеся нелинейными колебаниями напряжения звена постоянного тока с большой амплитудой [3–5]. Это может существенно исказить синусоидальность сетевого тока. В реальных системах в широком диапазоне могут меняться входное напряжение, внешнее воздействие в виде тока звена постоянного тока, задание на напряжение звена постоянного тока, что требуется учитывать при построении систем управления.

Анализ сложных динамических режимов ТРП возможен лишь с применением нелинейных динамических моделей [3–5], которые учитывают динамические нелинейности систем рассматриваемого класса.

Проектирование регуляторов системы управления импульсными преобразователями электроэнергии, как правило, осуществляется на основе малосигнальных линейных динамических моделей с применением теории линейных систем автоматического управления [6–8], но это из-за ряда ограничений не всегда позволяет исключить возможность возникновения нежелательных динамических режимов в условиях меняющихся параметров внешних воздействий на систему [2].

Устранение нежелательных динамических режимов в импульсных преобразователях электроэнергии осуществляется с использованием двух подходов. Первый подход связан с дополнительным параметрическим синтезом, заключающимся в коррекции ранее рассчитанных параметров регулятора на основе малосигнальных моделей параметров регулятора или частоты коммутации ключей [3–5]. Второй подход связан со структурно-алгоритмическим синтезом [2, 9–11], когда строится система

управления, включающая в себя основную систему управления и систему управления нелинейными динамическими процессами (СУНДП), реализующую определенный алгоритм управления и позволяющую исключить нежелательные режимы без проведения дополнительного параметрического синтеза регулятора основной системы управления или повышения частоты коммутации ключей. Данный подход более сложный, но позволяет исключить недостатки параметрического синтеза, связанные со снижением быстродействия из-за коррекции параметров регуляторов или повышением динамических потерь из-за роста частоты коммутации.

Ранее одним из авторов был разработан ряд систем управления для преобразователей электроэнергии широкого класса, базирующихся на запаздывающей обратной связи и методе направления на цель [2]. Основной особенностью предложенных систем является внедрение дополнительной СУНДП, которая вводит корректирующие воздействия в замкнутые контуры основной системы управления. Это позволяет обеспечить желаемый динамический режим в широком диапазоне изменения параметров системы.

В [2] рассматривалась СУНДП для ТРП, базирующаяся на запаздывающей обратной связи, кото-

рая показала приемлемые результаты. В то же время метод направления на цель [2, 13], являющийся более эффективным с точки зрения устранения нежелательных режимов, но при этом более сложным с точки зрения технической реализации, для управления нелинейными динамическими процессами ТРП не применялся, что является актуальной задачей.

В данной работе рассмотрен трехфазный рекуператор электроэнергии, построенный на основе трехфазного мостового преобразователя с системой управления на основе пространственно-векторной модуляции [12] с функцией управления нелинейными динамическими процессами на основе метода направления на цель. Предложена СУНДП, позволяющая устранять нежелательные динамические режимы в широком диапазоне изменения параметров внешних воздействий.

**Описание системы**

Схема замещения ТРП с пропорционально-интегральным регулятором напряжения и пропорциональным регулятором тока представлена на рис. 1. Она является модификацией схемы, ранее рассмотренной в [2], где использовалась скалярная широтно-импульсная модуляция и СУНДП на основе запаздывающей обратной связи.

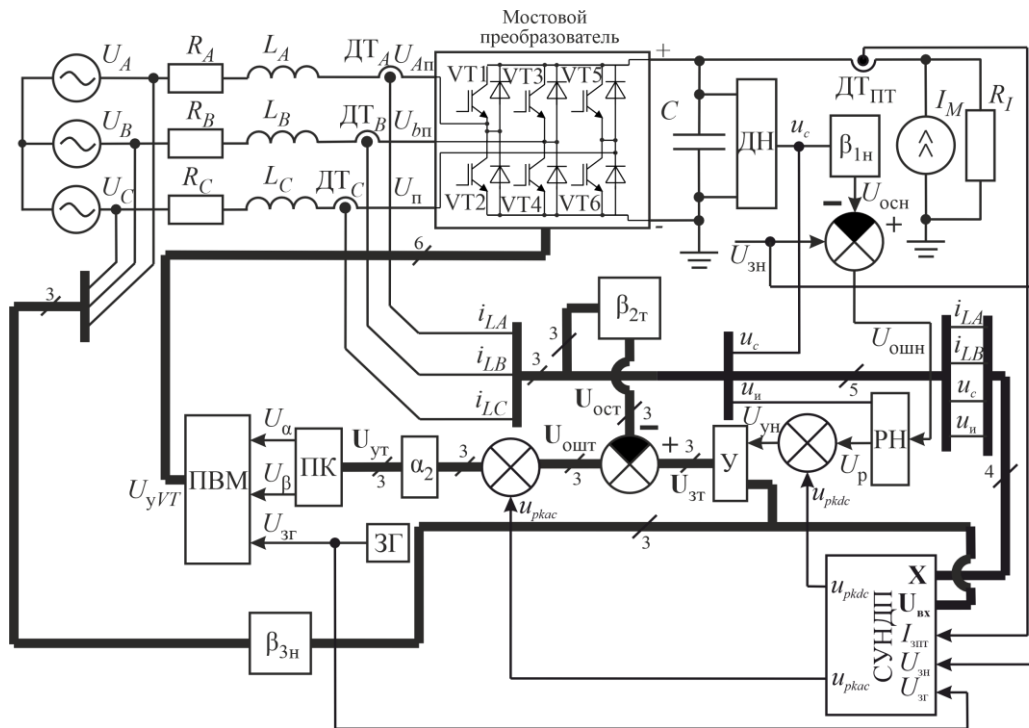


Рис. 1. Структурная схема трехфазного рекуперирющего преобразователя с системой управления на основе метода направления на цель

На рис. 1 используются обозначения:  $U_A, U_B, U_C$  – фазные напряжения питающей сети;  $L_A, L_B, L_C$  – дроссели фильтра;  $R_A, R_B, R_C$  – активные сопротивления дросселей фильтра;  $C$  – конденсатор фильтра;  $I_M$  – источник тока, имитирующий рекуперирующую нагрузку;  $R_I$  – внутреннее сопротивление источника тока  $I_M$ ;  $ДТ_A, ДТ_B, ДТ_C$  – датчики входного тока;  $ДТ_П$  – датчик тока звена постоянного тока;

$ДН$  – датчик напряжения звена постоянного тока с коэффициентом  $\beta_{1н}$ ; «мостовой преобразователь» – трехфазный мостовой преобразователь;  $\beta_{2т}$  – коэффициент обратной связи по сетевым токам;  $\beta_{3н}$  – коэффициент усиления датчиков входного напряжения;  $РН$  – регулятор напряжения;  $\alpha_2$  – коэффициент пропорционального регулятора тока;  $У$  – блок перемножения сигналов;  $ПК$  – преобразователь координат

нат  $A-B-C$  в координаты  $\alpha-\beta$ ; ЗГ – задающий генератор; ПВМ – пространственно-векторный модулятор; СУНДП – система управления нелинейными динамическими процессами;  $U_{осн}$  – сигнал обратной связи по напряжению;  $U_{ост} = [U_{остA}, U_{остB}, U_{остC}]$  – вектор сигналов обратной связи по току фаз  $A, B, C$ ;  $U_{оши}$  – сигнал ошибки по напряжению;  $U_{ошт} = [U_{оштA}, U_{оштB}, U_{оштC}]^T$  – вектор сигналов ошибки по токам фаз;  $U_{зн}$  – сигнал задания по напряжению;  $U_{зт} = [U_{зтA}, U_{зтB}, U_{зтC}]^T$  – вектор сигналов задания на ток фаз;  $U_{ун}$  – сигнал управления контура звена постоянного тока;  $U_{ут} = [U_{уA}, U_{уB}, U_{уC}]^T$  – вектор сигналов управления контуров сетевых токов;  $U_{зг}$  – напряжение задающего генератора;  $U_{уГТ}$  – сигналы управления транзисторами преобразователя;  $U_{вх}$  – вектор входных фазных напряжений;  $X$  – вектор фазовых переменных системы дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные процессы в системе  $X=(i_{LA}, i_{LB}, u_c, u_n)^T=(x_1, x_2, x_3, x_4)^T$ ;  $i_{LA}$  – сетевой ток фазы  $A$ ;  $i_{LB}$  – сетевой тока фазы  $B$ ;  $u_c$  – напряжение на конденсаторе звена постоянного тока;  $u_n$  – выходное напряжение интегратора в составе ПИ-регулятора напряжения;  $u_{pkdc}$  – корректирующее воздействие СУНДП, подаваемое в контур звена постоянного напряжения;  $u_{pkac}$  – корректирующее воздействие, подаваемое в контуры стабилизации сетевых токов.

Передаточная функция ПИ-регулятора напряжения имеет вид [2]

$$W(p) = \alpha_1 + \frac{1}{Tp + K},$$

где  $\alpha_1$  – коэффициент пропорциональной части ПИ-регулятора;  $T$  – постоянная времени интегратора ПИ-регулятора;  $K$  – коэффициент, учитывающий неидеальность реального ПИ-регулятора.

Рассматриваемая система управления (см. рис. 1) состоит из основной системы управления и СУНДП.

Основная система управления в составе рассматриваемой системы управления является известной двухконтурной системой с множителем, где внешний контур – это контур стабилизации напряжения звена постоянного тока, а внутренний контур – это контур стабилизации фазных сетевых токов. Рассмотрим принцип ее действия. Для начала считаем, что СУНДП дезактивирована и не подает корректирующие воздействия в контуры основной системы управления, т.е.  $u_{pkdc} = 0$  и  $u_{pkac} = 0$  (см. рис. 1), т.е. система управления работает как классическая – без управления нелинейными динамическими процессами.

Сигнал обратной связи по напряжению  $U_{осн}$  вычитается из сигнала задания на напряжение звена постоянного тока, и сигнал ошибки  $U_{оши}$  поступает на вход регулятора напряжения РН. Выходной сигнал РН  $U_p$  поступает на вход множителя  $U$ , на другой вход которого поступают масштабированные с множителем  $\beta_{зн}$  сигналы фазных напряжений. Таким образом, временные зависимости компонентов вектора задания на сетевые токи  $U_{зт}$  по форме идентич-

ны фазным напряжениям, а амплитуда определяется  $U_p$ . Далее из вектора сигналов задания на ток  $U_{зт}$  вычитается вектор сигналов обратных связей по сетевым фазным токам  $U_{ост}$  и вектор сигналов ошибок по сетевым токам поступает на регуляторы тока с коэффициентами  $\alpha_2$  (см. рис. 1). Вектор сигналов управления  $U_{ут}$  поступает на преобразователь координат Кларка, который преобразует координаты  $A-B-C$  в координаты  $\alpha-\beta$ . Сигналы  $U_\alpha$  и  $U_\beta$  далее поступают на пространственно-векторный модулятор. Основной задачей модулятора является формирование заданного положения и длины результирующего вектора фазных напряжений преобразователя  $U_{Aп}, U_{Bп}, U_{Cп}$ , подаваемых в сеть через индуктивные фильтры  $L_A, L_B, L_C$ , что позволяет сформировать заданную форму сетевых токов. При этом стоит отметить, что для обеспечения гармонических колебаний тока в противофазе с входными напряжениями коэффициент  $\alpha_2$  должен быть отрицательным.

На рис. 2, а представлена векторная диаграмма, поясняющая принцип пространственно-векторной модуляции [12]. В данном случае будет рассматриваться односторонняя пространственно-векторная модуляция.

Как известно, с помощью мостового трехфазного преобразователя напряжения можно сформировать 6 ненулевых базовых векторов  $\bar{U}_1-\bar{U}_6$ , каждый из которых соответствует определенной комбинации включенных ключей (рис. 2). Также есть нулевые векторы, которым соответствуют комбинации 1, 3, 5 или 2, 4, 6 [12].

Для формирования произвольного положения результирующего вектора напряжения  $\bar{U}$  необходимо осуществить поочередное формирование базовых векторов, ограничивающих сектор, где должен располагаться результирующий вектор напряжения и одного из нулевых векторов. Так, на рис. 2, б представлены пояснения для сектора 1 (см. рис. 2, а).

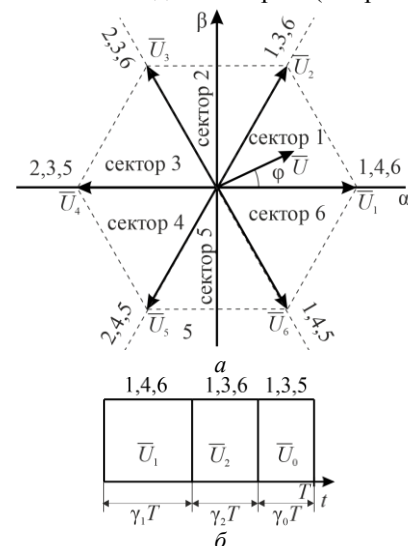


Рис. 2. К пояснению принципа формирования вектора выходного напряжения силовой части рекуперированного преобразователя: а – векторная диаграмма; б – алгоритм переключения ключей в секторе 1

Коэффициенты  $\gamma_i$ , определяющие длительности формирования различных векторов, рассчитываются по выражениям [12]:

$$\gamma_1 = \mu \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right);$$

$$\gamma_2 = \mu \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \varphi;$$

$$\gamma_0 = 1 - \gamma_1 - \gamma_2,$$

где  $\varphi$  – требуемый угол поворота результирующего вектора напряжения в пределах сектора,  $\mu$  – глубина модуляции, которая рассчитывается по выражению [12]

$$\mu = \frac{3 U_{\text{фн}}}{2 U_c},$$

где  $U_{\text{фн}}$  – выходное фазное напряжение трехфазного преобразователя,  $U_c$  – постоянное напряжение на конденсаторе.

Более подробное описание ПВМ представлено в [12].

**Система управления нелинейными динамическими процессами**

Функциональная схема СУНДП, предлагаемая в данной работе, представлена на рис. 3.

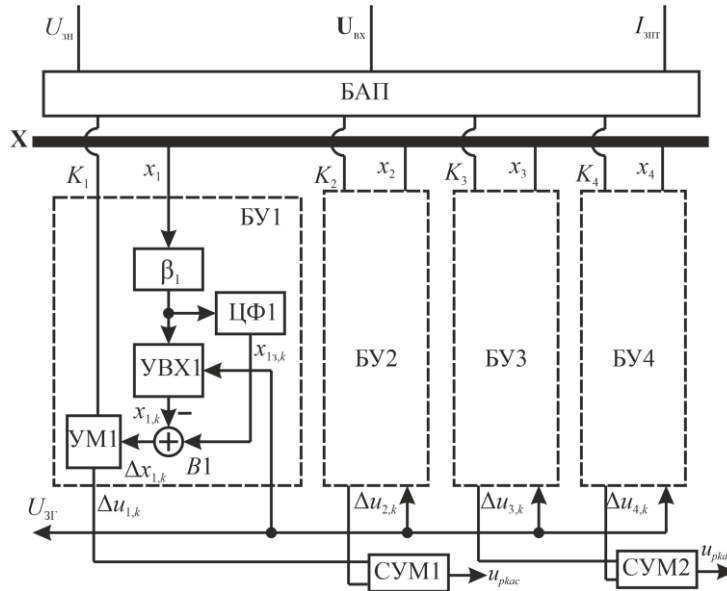


Рис. 3. СУНДП на основе метода направления на цель

Здесь приняты обозначения: БАП – блок адаптации параметров; БУ $i$  – блок управления по  $i$ -й фазовой переменной  $x_i$ ;  $\beta_i$  – масштабирующий усилитель  $i$ -й фазовой переменной с коэффициентом  $\beta_i$ ; УВХ $i$  – устройство выборки-хранения блока БУ $i$ ; ЦФ $i$  – цифровой фильтр фазовой переменной  $x_i$ ; УМ $i$  – множитель блока БУ $i$ ; В $i$  – вычитатель блока БУ $i$ ;  $x_{i,k}$  – значение  $i$ -й фазовой переменной в  $k$ -й дискретный момент времени;  $x_{i3,k}$  – задание на  $i$ -ю фазовую переменную  $x_i$  в  $k$ -й дискретный момент времени;  $\Delta u_{i,k}$  – корректирующее воздействие по  $i$ -й фазовой переменной; СУМ1, СУМ2 – сумматоры корректирующих воздействий  $\Delta u_{i,k}$ .

Основной задачей СУНДП является стабилизация так называемых неподвижных точек отображения Пуанкаре. Как известно, для анализа нелинейных динамических систем с колебаниями используется метод точечных отображений.

Каждый тактовый интервал ПВМ описывается нелинейным дискретным отображением вида

$$\mathbf{X}_{p,k} = \Psi(\mathbf{X}_{p,k-1}),$$

где  $\mathbf{X}_{p,k-1} = (x_{1,p,k-1}, x_{2,p,k-1}, x_{3,p,k-1}, x_{4,p,k-1})^T$  и  $\mathbf{X}_k = (x_{1,p,k}, x_{2,p,k}, x_{3,p,k}, x_{4,p,k})^T$  – векторы переменных состояния в начале  $k$ -го и  $(k+1)$ -го тактового интервала соответственно с  $p$ -го периода входного напряжения.

В системах с низкочастотными периодическими воздействиями используется кратность квантования  $q = f_q/f_s$ , где  $f_q$  – частота квантования ПВМ,  $f_s$  – частота сетевого напряжения. Кратность квантования показывает, какое количество тактовых интервалов укладывается на периоде сетевого напряжения. Период сетевого напряжения с индексом  $p$  характеризуется  $q$  точками  $\mathbf{X}_{p,0}, \mathbf{X}_{p,1}, \dots, \mathbf{X}_{p,q-1}$  (отображением Пуанкаре), которые в установившемся периодическом режиме не меняют свои координаты. На рис. 4 представлена временная диаграмма фазовой переменной  $x_1 = i_{LA}$ , где в дискретные моменты времени черными кружками отмечены компоненты  $x_{1,p-1,k}$  векторов  $\mathbf{X}_{p-1,k}$ .

Стробоскопическое отображение для системы с низкочастотными периодическими воздействиями при целочисленной кратности квантования  $q$  имеет вид

$$\mathbf{X}_p = \Psi^{(q)}(\mathbf{X}_{p-1}) \equiv \underbrace{\Psi \circ \Psi \circ \Psi \circ \dots \circ \Psi}_{q \text{ раз}}, \quad (1)$$

где  $p$  – номер итерации отображения и при этом для цикла периода один (1-цикл):  $\mathbf{X}_p = \mathbf{X}_{p,0} = \mathbf{X}_{p+1} = \mathbf{X}_{p,q}$  (см. рис. 4).

Детализованное аналитическое описание стробоскопического отображения рассматриваемой

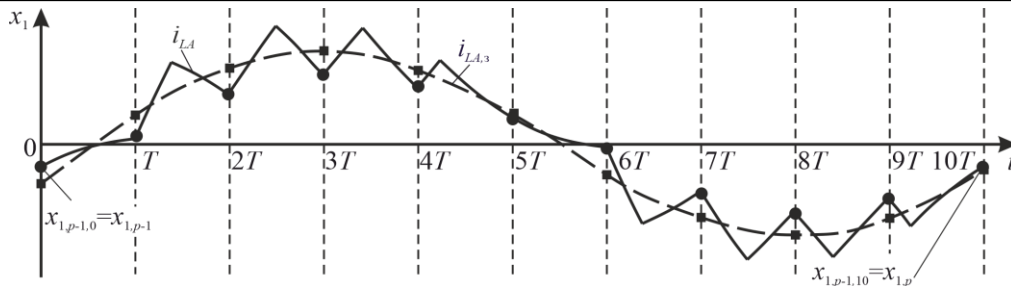


Рис. 4. К пояснению стробоскопического отображения

системы в целом аналогично выражению для систем со скалярной широтно-импульсной модуляцией [2] за исключением алгоритма расчета моментов коммутации на тактовом интервале. В данной статье оно подробно рассматриваться не будет из-за ограничения объема.

Рассмотрим понятие желаемого динамического режима. Под желаемым динамическим режимом ТРП будем понимать режим, в котором максимальный период электромагнитных процессов в ТРП равен периоду сетевого напряжения, т.е.  $\mathbf{X}_p = \mathbf{X}_{p-1} = \mathbf{X}^*$ , где  $p = 1, 2, 3, \dots$ , а  $\mathbf{X}^*$  – неподвижная точка желаемого режима. Данный режим называется однократным режимом или 1-циклом.

В нежелательных динамическим режимах, сопровождающихся существенным искажением синусоидальности входного тока, максимальный период процессов в ТРП в  $m$  раз больше ( $\mathbf{X}_p = \mathbf{X}_{p-m}$ ), чем период сетевого напряжения, где  $m$  – это так называемая кратность цикла. Данный режим называется  $m$ -циклом. Также могут возникать хаотические колебания. В областях параметров внешних воздействий, где реализуются нежелательные режимы, желаемый режим, как правило, существует, но является неустойчивым.

Для анализа устойчивости желаемого режима необходимо рассчитать так называемую матрицу монодромии, которая с учетом (1) определяется как [4, 5]

$$M = \frac{d\Psi^{(q)}(\mathbf{X}^*)}{d\mathbf{X}_{p-1}}. \tag{2}$$

Желаемый режим устойчив, когда все собственные значения матрицы монодромии  $M$  лежат в пределах единичного круга [5].

Основной задачей СУНДП является стабилизация желаемого динамического режима (1-цикла) в широком диапазоне изменения параметров внешних воздействий путем введения в начале каждого тактового интервала корректирующих воздействий в основной контур управления. Для этого, как видно из рис. 4, по каждой фазовой переменной рассчитывается невязка

$$\Delta x_{i,k} = x_{i,k} - x_{i3,k}, \tag{3}$$

где  $x_{i3,k}$  –  $i$ -я координата  $k$ -й неподвижной точки отображения Пуанкаре желаемого режима в  $k$ -й дискретный момент времени;  $x_{i,k}$  – текущее значение  $i$ -й координаты неподвижной точки отображения Пуанкаре в  $k$ -й дискретный момент времени.

Невязки  $\Delta x_{i,k}$  умножаются с помощью умножителей УМ $i$  на коэффициенты  $K_i$ , вычисляемые блоком адаптации параметров (БАП). Коэффициенты  $K_i$  вычисляются таким образом, чтобы желаемый режим стал устойчивым, т.е. все собственные значения матрицы монодромии (2) стали меньше единицы. Для поиска оптимальных коэффициентов при каждом наборе параметров внешних воздействий применялся метод Нелдера–Мида по аналогии с [2]. Предварительный расчет оптимальных коэффициентов выполняется на этапе проектирования с использованием персональной ЭВМ в заданном диапазоне изменения внешних воздействий системы (см. входы БАП на рис. 3): входного фазного напряжения  $U_{вх}$ , тока звена постоянного тока  $I_M$ , задания на напряжение звена постоянного тока  $U_{зн}$ , а полученные результаты в форме таблицы загружаются в микроконтроллер, который реализует логику работы БАП.

Таким образом, каждый блок БУ $i$  выдает корректирующее воздействие

$$\Delta u_{i,k} = K_i \Delta x_{i,k}.$$

Как видно из рис. 1, СУНДП формирует два корректирующих воздействия:  $u_{pkdc}$  подается в контур стабилизации напряжения звена постоянного тока, так что

$$U_{ун} = U_p + u_{pkdc},$$

а  $u_{pkac}$  подается в контуры стабилизации сетевых токов, так что

$$\mathbf{U}_{ут} = \alpha_2 \begin{bmatrix} U_{ошA} + u_{pkac} \\ U_{ошB} + u_{pkac} \\ U_{ошC} + u_{pkac} \end{bmatrix}.$$

При этом, как следует из рис. 3:

$$u_{pkdc} = \Delta u_{3,k} + \Delta u_{4,k};$$

$$u_{pkac} = \Delta u_{1,k} + \Delta u_{2,k}.$$

Очевидно, что при работе в желаемом режиме невязки  $\Delta x_{i,k} = 0$  и корректирующие воздействия в контуры управления не подаются.

Характерной чертой метода направления на цель является необходимость предварительной оценки координат неподвижных точек отображения Пуанкаре желаемого режима  $x_{i3,k}$ .

Оценку координат неподвижных точек желаемого режима предлагается проводить приближенно с помощью изменений в реальном времени на объекте управления с последующей цифровой обработкой полученных данных. Для этого физические ве-



личины, являющиеся фазовыми переменными математической модели силовой части устройства ( $i_{LA}$ ,  $i_{LB}$ ,  $u_c$ ,  $u_n$ ) [2], подаются на цифровые фильтры ЦФ $i$ , каждый из которых ориентирован на решение специфической задачи.

При этом принимаем следующие допущения:

- амплитуда высокочастотных (с частотой ПВМ) пульсаций переменных состояния невелика;
- амплитуду пульсаций выходного сигнала интегратора в составе ПИ-регулятора считаем незначительной и учитываем только постоянную составляющую, так что цифровая обработка  $u_n$  не требуется.

При цифровой обработке напряжения на конденсаторе  $u_c$  будем выделять его среднее значение (постоянную составляющую) и гармонику с частотой 300 Гц (определяется пульсностью мостовой трехфазной схемы  $p = 6$ ).

Для выделения среднего значения  $u_c$  использовался фильтр нижних частот с конечной импульсной характеристикой 8-го порядка, передаточная функция которого имеет вид

$$W_{03}(z) = b_0 \cdot \prod_{k=1}^L \frac{1 + b_{1k}z^{-1} + b_{2k}z^{-2}}{1 + a_{1k}z^{-1} + a_{2k}z^{-2}},$$

где  $L$  – количество секций фильтра. При 8-м порядке  $L = 4$ . Коэффициенты фильтра, при которых проводилось моделирование, следующие  $b_0 = 1,391 \cdot 10^{-17}$ ;  $b_{11} = 2$ ;  $b_{21} = 1$ ;  $a_{11} = -1,99$ ;  $a_{21} = 0,99$ ;  $b_{12} = 2$ ;  $b_{22} = 1$ ;  $a_{12} = -1,98$ ;  $a_{22} = 0,98$ ;  $b_{13} = 2$ ;  $b_{23} = 1$ ;  $a_{13} = -1,97$ ;  $a_{23} = 0,97$ ;  $b_{14} = 2$ ;  $b_{24} = 1$ ;  $a_{14} = -1,97$ ;  $a_{24} = 0,97$ .

Для выделения гармоники  $u_c$  с частотой 300 Гц использовался алгоритм Герцеля [14], который позволяет рассчитать амплитуду и фазу заданной гармоники с последующим переходом во временную область.

При обработке фазовых переменных  $i_{LA}$  и  $i_{LB}$  выделялась гармоника с частотой напряжения сети (50 Гц) также с применением алгоритма Герцеля.

Таким образом, на выходе блоков ЦФ $i$  формируются кривые  $i_{LA,3}(t)$ ,  $i_{LB,3}(t)$ ,  $u_{c,3}(t)$ ,  $u_{n,3}(t)$  (причем  $u_{n,3}(t) = u_n(t)$ ). Одна из них ( $i_{LA,3}(t)$ ) представлена на рис. 4.

Координаты  $q$  неподвижных точек желаемого 1-цикла определяются как  $i_{LA,3}(kT)$ ,  $i_{LB,3}(kT)$ ,  $u_{c,3}(kT)$ ,  $u_{n,3}(kT)$ , где  $k = 0, 1, \dots, q - 1$  (см. на рис. 4 на примере  $i_{LA,3}(kT)$  отмечены черными квадратами).

#### Моделирование рекуперирующего преобразователя

При моделировании использовалась как математическая модель в форме стробоскопического отображения [2] после соответствующей модификации, так и среда Simulink. При моделировании были использованы следующие параметры: частота сетевого напряжения  $\omega_c = 314$  рад/с ( $f_c = 50$  Гц), кратность квантования  $q = 80$ , параметры дросселей фильтров:  $R_A = R_B = R_C = 2$  Ом;  $L_A = L_B = L_C = 20$  мГн; емкость конденсатора звена постоянного тока  $C = 56$  мкФ;  $R_T = 1$  МОм;  $\beta_{1n} = 0,01$ ;  $\alpha_1 = 0,1$ ;  $K = 0,0001$ ;  $T = 0,01$ ;  $\beta_{2T} = 0,3$ ;  $\beta_{3n} = 0,003$ ;  $\alpha_T = 0,9$ ;  $U_{3n} = 8$  В.

Результаты моделирования представлены на рис. 5.

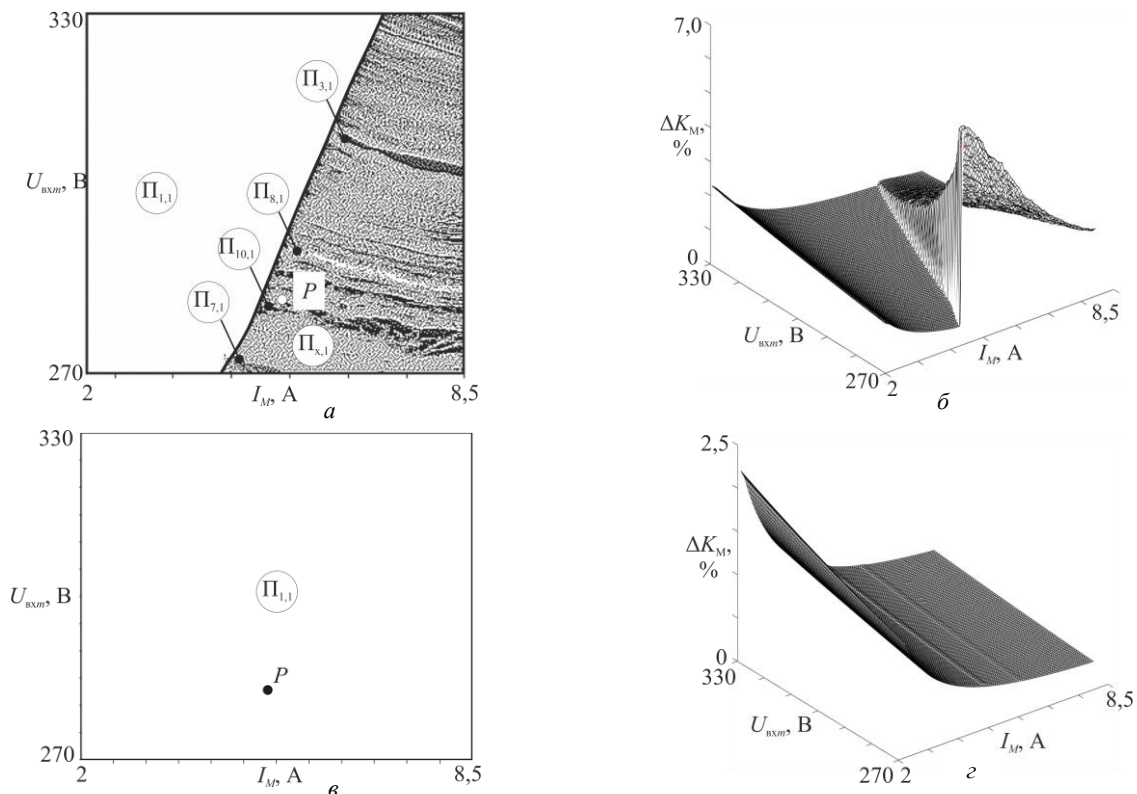


Рис. 5. Двухпараметрические диаграммы: а – карта динамических режимов без использования СУНДП; б – диаграмма абсолютного отклонения коэффициента мощности без использования СУНДП; в – карта динамических режимов с использованием СУНДП, г – диаграмма абсолютного отклонения коэффициента мощности с использованием СУНДП

На картах динамических режимов символами  $\Pi_{i,j}$  отмечены области существования различных динамических режимов ( $i$  – кратность цикла в данной области,  $j$  – номер области с кратностью цикла  $i$  на карте). В областях  $\Pi_{\infty,j}$  наблюдаются нежелательные хаотические или квазипериодические режимы.

Абсолютное отклонение коэффициента мощности от 100% рассчитывается как

$$K_M = 100 - |K_n \cos(\varphi)|,$$

где  $K_n$  – коэффициент искажения,  $\varphi$  – угол сдвига между фазным напряжением и первой гармоникой выходного тока, при этом

$$K_n = \frac{I_{\phi 1}}{I_{\phi}} 100\%,$$

где  $I_{\phi 1}$  – действующее значение первой гармоники фазного тока,  $I_{\phi}$  – действующее значение фазного тока.

Сопоставление карты динамических режимов (см. рис. 5, а) и диаграммы абсолютного отклонения коэффициента мощности (см. рис. 5, б) показало,

что в области нежелательных динамических режимов коэффициент мощности заметно меньше 100%, что говорит об ухудшении качества сетевого тока при рекуперации. Без применения СУНДП максимальное абсолютное отклонение коэффициента мощности составило 7% при  $I_M = 5$  А и  $U_{\text{вых } m} = 270$  В.

Применение СУНДП полностью устранило нежелательные динамические режимы (см. рис. 5, в), и на всей площади карты наблюдается желаемый 1-цикл. Анализ рис. 5, г показал снижение абсолютного отклонения коэффициента мощности, которое составило не более 2% при  $I_M = 2$  А и  $U_{\text{вых } m} = 330$  В.

На рис. 6 приведены временные диаграммы, построенные при  $I_M = 5,5$  А и  $U_{\text{вых } m} = 280$  В (точка Р на рис. 5). В момент времени  $t_c = 0,26$  с произошла активация СУНДП. Из рисунка видно, что применение СУНДП на основе метода направления на цель обеспечило переход системы в желаемый динамический режим, характеризующийся синусоидальной формой сетевого тока ТРП. Длительность переходного процесса составила порядка  $t_{\text{пн}} = 0,26$  с.

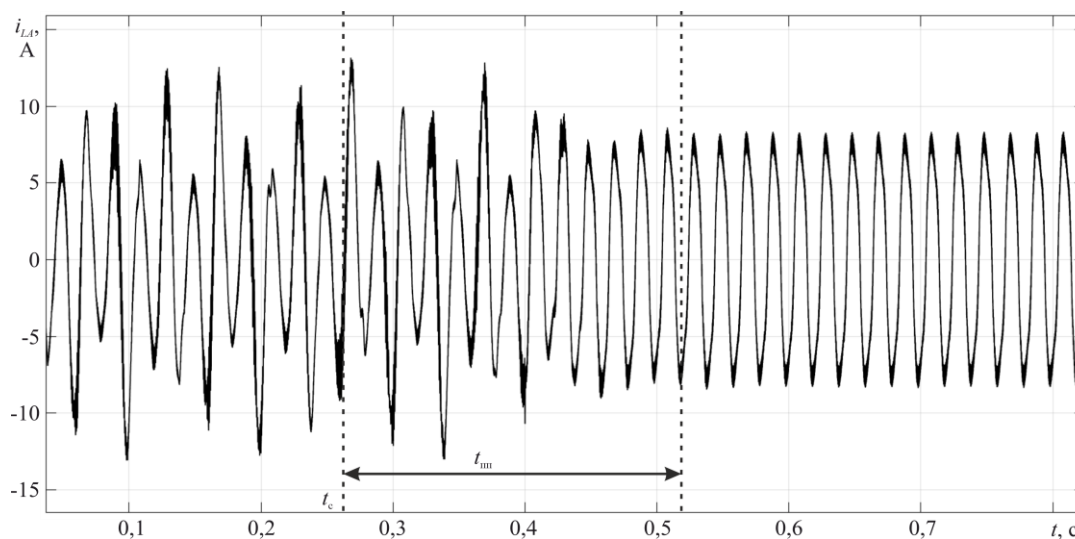


Рис. 6. Временные диаграммы тока дросселя  $i_{LA}$  при запуске СУНДП

### Заключение

В данной работе рассмотрены вопросы построения системы управления трехфазным рекуперирующим преобразователем с учетом динамических нелинейностей. На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Разработана система управления трехфазным рекуперирующим преобразователем напряжения на основе пространственно-векторной модуляции с функцией управления на основе направления на цель.

2. Предлагаемая система управления учитывает возможность возникновения нежелательных динамических режимов при изменении параметров внешних воздействий в широком диапазоне.

3. Выполнено математическое моделирование электромагнитных процессов в устройстве с использованием нелинейной динамической модели и построены двухпараметрические диаграммы.

4. Применение метода направления на цель позволило полностью устранить нежелательные динамические режимы в выбранных диапазонах параметров внешних воздействий и тем самым повысить коэффициент мощности, а следовательно, качество сетевого тока и напряжения звена постоянного тока. При этом стоит заметить, что быстродействие СУНДП на основе метода направления на цель несколько хуже, чем СУНДП на основе запаздывающей обратной связи [2], но при этом эффективность устранения нежелательных режимов в широком диапазоне изменения параметров внешних воздействий выше.

5. Полученные результаты после адаптации в перспективе могут быть распространены на устройства с другой структурой основной системы управления ТРП.

6. Предлагаемая система управления может быть реализована на современных цифровых про-

граммируемых микросхемах с функцией цифровой обработки сигналов.

За рамками данной работы остались вопросы обеспечения заданного быстродействия системы управления, построенной на основе метода направления на цель в условиях ступенчато меняющихся параметров внешних воздействий. Это может являться предметом исследования для отдельной статьи. Очевидно, что введение СУНДП снижает быстродействие системы в целом, но при этом стоит заметить, что устранение нежелательных динамических режимов с использованием стандартного подхода (дополнительный параметрический синтез регуляторов основной системы управления) также приводит к снижению быстродействия. В этой ситуации важно обеспечить, чтобы система управления с СУНДП была более эффективной с точки зрения быстродействия, чем обычная система управления, скорректированная с использованием стандартного подхода. На данный момент обнадеживающие результаты были получены одним из авторов для базовых преобразователей постоянного напряжения, которые в будущем требуется распространить и на рассматриваемый в данной работе класс систем.

А.И. Андрияновым разработана система управления рекуперирующим преобразователем напряжения, формирование алгоритмов расчета периодических режимов и анализа локальной устойчивости, разработано программное обеспечение, проведены расчет динамических режимов системы, анализ динамических режимов работы системы.

М.В. Баранчиковым реализованы адаптация математической модели трехфазного рекуперирующего преобразователя и анализ работы цифровых фильтров.

#### Литература

1. Kolar J.W. The essence of three-phase PFC rectifier systems. Part I / J.W. Kolar, T. Friedli // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28, No. 1. – P. 176–198.
2. Андриянов А.И. Развитие теории управления нелинейными динамическими процессами импульсных систем электропитания: дис. ... -ра техн. наук. – Чебоксары, 2022. – 515 с.
3. Banerjee S. Nonlinear Phenomena in Power Electronics: Bifurcations, Chaos, Control and Applications / S. Banerjee, G.C. Verghese. – N.Y.: Wiley-IEEE Press, 2001. – 472 p.
4. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.
5. Жусубалиев Ж.Т. Бифуркации и хаос в релейных и широтно-импульсных системах автоматического управления / Ж.Т. Жусубалиев, Ю.В. Колоколов. – М.: Машиностроение-1, 2001. – 120 с.
6. Low-Frequency Hopf Bifurcation and Its Effects on Stability Margin in Three-Phase PFC Power Supplies Connected to Non Ideal Power Grid / M. Huang, C.K. Tse, S.C. Wong, X. Ruan, C. Wan // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – Dec. 2013. – Vol. 60, No. 12. – P. 3328–3340.
7. Interacting Bifurcation Phenomenon in Three-Phase Voltage Source Converter Connected to Non-ideal Power Grid /

M. Huang, C.K. Tse, S.C. Wong, X. Ruan, C. Wan // Industrial Electronics Society – 39th Annual Conference of the IEEE. – Nov. 2013. – P. 8373–8378.

8. Jian S. Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems—A Review // IEEE Transactions on Power Electronics. – Nov. 2009. – Vol. 24, No. 11. – P. 2545–2554.
9. Naihong H. Study on chaotic control of SPWM inverter and Its optimization / H. Naihong, Z. Yufei, C. Junning // Journal of Information & Computational Science. – 2012. – No. 2. – P. 497–504.
10. Fast-scale instability phenomena and chaotic control of voltage control single-phase full-bridge inverter via varying load resistance / F.-H. Hsieh, P.-L. Chang, Y.-S. Chen, H.-K. Wang, J.-C. Hwang // 2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. – Xian, China: IEEE, 2009. – P. 3422–3427.
11. Control of fast scale bifurcations in Power-Factor correction converters / D. Giaouris, S. Banerjee, B. Zahawi, V. Pickert // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2007. – Vol. 54, No. 9. – P. 805–809.
12. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: учеб. пособие. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006. – 95 с.
13. Andriyanov A.I. A comparative analysis of efficiency of nonlinear dynamics control methods for a buck converter // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2017. – No. 177(1): 012001. DOI: 10.1088/1757-899X/177/1/012001.
14. Goertzel G. An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series // The American Mathematical Monthly. – 1958. – Vol. 65, No. 1. – P. 34–35.

#### Андриянов Алексей Иванович

Д-р техн. наук, доцент каф. электронных, радиоэлектронных и электротехнических систем (ЭРЭиЭС)  
Брянского государственного технического ун-та (БГТУ)  
50 лет Октября бул., 7, г. Брянск, Россия, 241035  
ORCID: 0000-0002-4083-040X  
Тел.: +7 (483-2) 56-36-02  
Эл. почта: mail@ahaos.ru

#### Баранчиков Максим Викторович

Аспирант каф. ЭРЭиЭС БГТУ  
50 лет Октября бул., 7, г. Брянск, Россия, 241035  
Тел.: +7-952-960-27-40  
Эл. почта: mbaranchikov@mail.ru

Andriyanov A.I., Baranchikov M.V.

#### Control of nonlinear dynamic processes of three-phase regenerative converters with space-vector modulation

A control system for nonlinear dynamic processes of three-phase regenerative converters is considered. The system is built on the basis of the target-oriented control and allows to provide the desired dynamic mode without additional parametric synthesis. It eliminates the contradiction between the requirements for the switching frequency or the parameters of the transient process in the system and the requirements for the desired dynamic mode when the system parameters change over a wide range. A control system for nonlinear dynamic processes based on the method of directing to the purpose is proposed, that allows solving the specified problem. When implementing the system under consideration, it is assumed to



evaluate the coordinates of fixed points of the desired mode based on measurements on a real control object with subsequent digital processing of the received signals in order to isolate the main harmonics. The simulation of the considered system and the efficiency of the proposed control system for nonlinear dynamic processes are performed. The proposed approach can be applied in other power conversion systems with low-frequency periodic impacts in conditions of low-frequency distortion of the shape of currents or voltage as a result of bifurcations.

**Keywords:** three-phase regenerative converter, nonlinear dynamics, bifurcation, control system, target oriented control, desired dynamic mode, low-frequency periodic effects.

**DOI:** 10.21293/1818-0442-2022-25-4-125-133

### References

1. Kolar J. W., Friedli T. The essence of three-phase PFC rectifier systems. Part I. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 1, pp. 176–198.
2. Andriyanov A.I. *Razvitie teorii upravleniya nelineynimi dinamicheskimi processami impulsnih sistem elektropitaniya* [Development of the theory of control of nonlinear dynamic processes of pulsed power supply systems]. Cheboksary, 2022, 515 p. (in Russ.).
3. Banerjee S. *Nonlinear Phenomena in Power Electronics: Bifurcations, Chaos, Control, and Applications*. New York, Wiley-IEEE Press, 2001, 472 p.
4. Kobzev A.V. *Nelineynaya dinamika poluprovodnikovih preobrazovateley*. [Nonlinear dynamics of semiconductor converters]. Tomsk, TUSUR University, 2007, 224 p. (in Russ.).
5. Zhusubaliyev Zh. T. *Bifurkaciya i haos v releynih i shirotno-impulsnih sistemah avtomaticheskogo upravleniya*. [Bifurcations and chaos in relay and pulse-width automatic control systems]. Moscow, Mechanical engineering-1, 2001, 120 p. (in Russ.).
6. Huang M., Tse C.K., Wong S.C., Ruan X., Wan C. Low-Frequency Hopf Bifurcation and Its Effects on Stability Margin in Three-Phase PFC Power Supplies Connected to Non-Ideal Power Grid. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Dec. 2013, vol. 60, no. 12, pp. 3328–3340.
7. Huang M., Tse C.K., Wong S.C., Ruan X., Wan C. Interacting Bifurcation Phenomenon in Three-Phase Voltage Source Converter Connected to Non-ideal Power Grid. *Industrial Electronics Society – 39th Annual Conference of the IEEE*, Nov. 2013, pp. 8373–8378.

8. Jian S. Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems-A Review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nov. 2009, vol. 24, no. 11, pp. 2545–2554.

9. Naihong H, Yufei Z., Juning C. Study on chaotic control of SPWM inverter and Its optimization. *Journal of Information & Computational Science*, 2012, no. 2, pp. 497–504.

10. Hsieh F.-H., Chang P.-L., Chen Y.-S., Wang H.-K., Hwang J.-C. Fast-scale instability phenomena and chaotic control of voltage control single-phase full-bridge inverter via varying load resistance. *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Xian, China: IEEE, 2009, pp. 3422–3427.

11. Giaouris D., Banerjee S., Zahawi B., Pickert V. Control of fast scale bifurcations in Power-Factor correction converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2007, vol. 54, no. 9, pp. 805–809.

12. Usolcev A.A. *Chastotnoe upravlenie asinhronnimi dvigatelyami*. [Frequency control of asynchronous motors]. St. Petersburg State University ITMO, 2006, 95 p. (in Russ.).

13. Andriyanov, A.I. A comparative analysis of efficiency of nonlinear dynamics control methods for a buck converter. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, Institute of Physics Publishing, 2017, 177(1): 012001. DOI: 10.1088/1757-899X/177/1/012001.

14. Goertzel G. An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series. *The American Mathematical Monthly*, 1958, vol. 65, no. 1, pp. 34–35

---

### Alexey I. Andriyanov

Doctor of Science in Engineering, Associate Professor  
Department of Electronics, Radioelectronic  
and Electrotechnical Systems,  
Bryansk State Technical University  
7, 50 let Oktyabrya blvd., Bryansk, Russia, 241035  
ORCID: 0000-0002-4083-040X  
Phone: +7 (483-2) 56-36-02  
Email: mail@ahaos.ru

### Maksim V. Baranchikov

Postgraduate student, Department of Electronics,  
Radioelectronic and Electrotechnical Systems,  
Bryansk State Technical University  
7, 50 let Oktyabrya blvd., Bryansk, Russia, 241035  
Phone: +7-952-960-27-40  
Email: mbaranchikov@mail.ru