# ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

УДК 621.314.58

### Дмитрий Владиславович Коробков

Новосибирский государственный технический университет, старший преподаватель кафедры электроники и электротехники, ведущий инженер Института силовой электроники НГТУ, Россия, Новосибирск, e-mail: korobkov@corp.nstu.ru

# Методика и результаты анализа качества выходной энергии автономных систем электроснабжения переменного напряжения с модульными статическими преобразователями в установившемся режиме

### Авторское резюме

Состояние вопроса. Современные автономные системы электроснабжения переменного напряжения с высокочастотными модульными статическими преобразователями работают в условиях большого диапазона изменения параметров первичного источника электрической энергии и нагрузки с режимами прерывистых фазных токов модулей статических преобразователей. Автономные системы электроснабжения с высокочастотными модульными статическими преобразователями характеризуются сложным спектральным составом координат выходной энергии с доминированием канонических гармоник. В связи с этим задача разработки методов анализа качества генерируемой электрической энергии такого класса автономных систем электроснабжения в широком диапазоне возмущающих факторов при доминировании канонических гармоник в координатах выходной энергии является актуальной.

**Материалы и методы.** Для указанного класса автономных систем электроснабжения рациональным становится применение метода временной деформации для средних на интервале постоянства структуры статических преобразователей значений координат выходной энергии при синусоидальном законе модуляции.

Результаты. Процедура исследования влияния режимов работы автономных систем электроснабжения и способов коррекции закона модуляции на качество выходной энергии продемонстрирована на примере двух типов систем. В автономных системах электроснабжения с непосредственным преобразователем частоты и естественной коммутацией с многофазным магнитоэлектрическим генератором выявлены условия худшего значения коэффициента гармоник выходного тока. Показано влияние модификации закона управления путем смещения центра модуляции и введения отрицательной обратной связи по току на возможность уменьшения коэффициента на 50 %. В автономных системах электроснабжения с промежуточным звеном постоянного напряжения и модульным двухуровневым инвертором напряжения выявлены условия худшего значения коэффициентов гармоник внутренней ЭДС и выходного тока.

**Выводы.** Предложенная методика анализа установившегося режима работы автономных систем электроснабжения с высокочастотными модульными статическими преобразователями позволяет выявить условия худшего качества генерируемой электрической энергии и оценить влияние на него способов управления автономными системами электроснабжения в широком диапазоне изменения параметров систем с учетом наличия прерывистых токов.

Ключевые слова: автономная система электроснабжения, непосредственный преобразователь частоты, инвертор напряжения, режим прерывистых токов, спектральный состав, канонические гармоники, качество генерируемой электрической энергии, метод анализа, статический режим работы, коррекция закона модуляции

© Коробков Д.В., 2023

Вестник ИГЭУ, 2023, вып. 1, с. 11–24.

#### Dmitry Vladislavovich Korobkov

Novosibirsk State Technical University, Senior Lecturer of Electronics and Electrical Engineering Department, Leading Engineer of Power Electronics Institute of NSTU, Russia, Novosibirsk, e-mail: korobkov@corp.nstu.ru

# Methodology and results of analysis of output energy quality of autonomous AC power supply systems with modular static converters in steady-state mode

### Abstract

**Background.** Modern autonomous power supply systems (APSS) of alternating voltage with high-frequency modular static converters (SC) operate under conditions of a large range of changes of the parameters of the primary source of electrical energy and load with modes of intermittent phase currents of the SC modules. APSS with high-frequency modular SC are characterized by a complex spectral distribution of the output energy coordinates with the dominance of canonical harmonics. Thus, the task to develop methods for analyzing the quality of generated electric power of such type of APSS in a wide range of disturbing factors with the dominance of canonical harmonics in the coordinates of the output energy is relevant.

**Materials and methods.** For the specified type of APSS, it is reasonable to use the time deformation method for the average values of the coordinates of the output energy under the sinusoidal modulation law on the interval of constancy of the SC structure.

**Results.** The procedure to investigate the influence of APSS operating modes and methods of correction of the modulation law on the quality of output energy is demonstrated by the example of two types of systems. The authors have defined the conditions of the worst value of the harmonic coefficient of the output current in APSS with cycloconverter and multiphase permanent magnets synchronous generator. The authors have demonstrated the effect of modifying the control law by shifting the modulation center and introducing negative current feedback on the possibility to improve the coefficient by 50 %. The authors have defined the conditions of the worst value of the harmonic coefficients of the internal EMF and output current in APSS with an intermediate DC voltage link and a modular two-level voltage inverter.

**Conclusions.** The proposed method to analyze the steady-state operation of APSS with high-frequency modular SC makes it possible to identify the conditions of the worst quality of generated electrical energy and assess the impact of control methods of APSS in a wide range of system parameters, considering the presence of intermittent currents.

**Key words:** autonomous power supply system, cycloconverter, voltage inverter, intermittent current mode, spectral distribution, canonical harmonics, quality of generated electric energy, method of analysis, static operation mode, correction of modulation law

## DOI: 10.17588/2072-2672.2023.1.011-024

Введение. В автономных системах электроснабжения (АСЭ) типа «переменная скорость – постоянная частота» (ПСПЧ) выходное напряжение первичного источника переменного напряжения нестабильно в общем случае по уровню и частоте. Стабилизация параметров электрической энергии, питающей нагрузку, осуществляется статическими полупроводниковыми преобразователями (СП) с доминированием в современных АСЭ цифровых способов реализации законов и систем управления (СУ) СП АСЭ.

На рис. 1 приведена структурная схема АСЭ, в которой первичным источником электрической энергии является синхронный генератор (СГ) с возбуждением от постоянных магнитов (ПМ), также имеющий название магнитоэлектрического генератора (МЭГ). Низкочастотный выходной фильтр Ф необходим для снижения до требующегося уровня высокочастотных компонент электрической энергии, питающей нагрузку H.

Данные о параметрах входной и выходной энергии, состоянии структурных элементов и управляющие воздействия формируются на шинах Ш1...Ш3. Алгоритмы функционирования АСЭ реализуются системой управления.



Рис. 1. Структурная схема АСЭ с СП типа ПСПЧ:  $m_1$  – число фаз выходного напряжения СГ;  $f_1$  – частота первой гармоники СГ;  $m_2$  – число фаз выходного напряжения СП;  $f_2$  – частота первой гармоники СП

Подобные АСЭ нашли широкое применение в системах генерирования электрической энергии (СГЭЭ) с переменной частотой вращения вала СГ ветровых электростанций (ВЭС) с СП типа циклоконвертер [1–3], с инверторами напряжения (ИН) [4–8]; в СГЭЭ летательных аппаратов (ЛА) с ИН [9–11], с СП типа циклоконвертер [12–14]; в комбинированных СГЭЭ [15, 16], а в системах без СГ – в приводах различного назначения [17–20] и общепромышленных системах энергоснабжения [21, 22].

На рис. 2 приведена структурная схема модульной АСЭ с девятифазным СГ [2, 3]. Нейтрали  $N_{cr1}...N_{cr3}$  трех трехфазных систем 1...3 статора СГ объединены через реакторы  $L_1...L_3$ . СП выполнен по схеме реверсивного вентильного преобразователя (РВП), называемого также непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией (НПЧ с ЕК). Каждый из блоков А, В и С СП состоит из трех трехфазных мостовых модулей РВП (рис. 2,6, j = 1...3 по количеству трехфазных систем выходного напряжения девятифазного СГ), включенных параллельно по выходу. Согласование уровней напряжений и гальваническая развязка  $u_i$  (i = A...C) трех выходных фаз СП с напряжением  $u_{\rm BЫX}$  нагрузки при необходимости осуществляются силовым трансформатором *T*. Реакторы  $L_1...L_3$  в такой топологии являются уравнительными.



Рис. 2. АСЭ с НПЧ с ЕК: а – структурная схема АСЭ переменного напряжения с модульным СП; б – схема модуля РВП одной фазы НПЧ (*j* = 1...3, *i* = A...*C*): V1...V6 – прямой комплект; V1'...V6' – обратный комплект

Преимуществами приведенной структуры является простота, надежность, высокий КПД, большая перегрузочная способность, низкие эксплуатационные расходы, длительный срок службы, малая стоимость [1]. Многофазность СГ и модульность СП повышают качество фазного тока СГ, а следовательно, позволяют улучшить удельные характеристики СГ для применения в АСЭ с НПЧ. Возможно сохранение работоспособности АСЭ даже при отказе нескольких вентилей модулей РВП при реализации их селективного отключения предохранителем в анодной цепи. Высокие надежность и КПД АСЭ с НПЧ сохраняют актуальность применения таких систем.

На рис. 3 приведена структурная схема модульной АСЭ с промежуточным звеном постоянного напряжения [4–6, 9–11].



Рис. 3. АСЭ с ИН: а – структурная схема АСЭ переменного напряжения с промежуточным звеном постоянного напряжения и модульным ИН; б – схема модуля двухуровневого трехфазного ИН (*j* = 1...*k*)

СГ и входной статический преобразователь СП<sub>вх</sub> образуют подсистему формирования постоянного напряжения U<sub>D</sub>. Модули 1...K (рис. 3,б) трехфазного двухуровневого инвертора напряжения (ИН), включенные параллельно через индуктивность L<sub>f</sub> и емкостной фильтр Ф на общую нагрузку, образуют подсистему формирования переменного напряжения. Нейтраль четырехпроводной нагрузки соединена со средней точкой N звена постоянного напряжения и через реактор L<sub>0</sub> с нейтралью N<sub>CF</sub> генератора. L<sub>0</sub> в такой АСЭ обеспечивает формирование контура протекания постоянной составляющей тока нейтрали нагрузки при наличии такой составляющей [11]. Выполнение подсистемы переменного напряжения модульной позволяет достигать лучших массогабаритных и энергетических показателей путем выбора и оптимизации параметров элементов, способов управления при более высоких частотах широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и сдвиге фаз опорных напряжений ШИМ каналов 1...К обратно пропорциональном их количеству К. Кроме того, повышается надежность системы за счет возможности селективного отключения аварийного модуля. Если СП<sub>вх</sub> выполнить по схеме управляемого вентильного (тиристорного) преобразователя (УВП), то делать его модульным не рационально. Системы с УВП просты в реализации, обладают хорошими удельными показателями и наделяют АСЭ дополнительной функцией защиты СП и нагрузки в случае отказа СГ или подсистемы формирования переменного напряжения. Тем не менее СП<sub>вх</sub> может быть выполнен модульным в случае

применения схем инверторов напряжения, управляемых как активный выпрямитель (AB). Основное достоинство АСЭ с AB – высокое качество фазных токов СГ, а следовательно, и улучшенные удельные показатели СГ.

Схемы на рис. 2 и 3 позволяют реализовать независимую работу выходных фаз СП при несимметрии нагрузки фаз. Трансформатор *T* в таком случае должен быть выполнен групповым.

Комплексная проблема исследования, разработки и оптимизации представленных АСЭ включает задачу анализа качества выходной энергии в широком диапазоне частот вращения вала СГ и изменения параметров элементов АСЭ и нагрузки.

В соответствии со спектральным методом, мгновенное значение У фазной координаты выходной энергии (внутренняя ЭДС, ток или напряжение) в установившемся режиме работы АСЭ с СП можно представить как сумму спектральных составляющих:

$$Y = Y_{(0)} + \Delta Y Y_{(1)} + \sum_{k=2}^{K1} Y_{(k)} + \sum_{k=j}^{\infty} Y \mathbf{1}_{(k)} + \sum_{k=l}^{K2} Y \mathbf{2}_{(k)} , \quad (1)$$

где  $Y_{(0)}$  – постоянная составляющая;  $Y_{(1)}$  – первая гармоника;  $Y_{(k)}$  – канонические гармоники;  $Y1_{(k)}$  – высокочастотные комбинационные гармоники;  $Y2_{(k)}$  – низкочастотные комбинационные гармоники (субгармоники);  $\Delta Y$  – амплитудная модуляция.

Улучшение качества выходной энергии АСЭ состоит в устранении составляющих, отличных от  $Y_{(1)}$ , и стабилизации  $Y_{(1)}$  в статических и динамических режимах.

В АСЭ с НПЧ с ЕК доминирующая причина появления составляющих, отличных от  $Y_1$ , даже при работе на линейную нагрузку связана с несинхронностью частот  $f_1$  и  $f_2$  [23–27]. Кроме того, при синусоидальном законе управления наблюдается появление  $Y_{(k)}$  [27, 28].

На современном этапе применения АСЭ с НПЧ с ЕК улучшение качества выходной электроэнергии достигается повышением кратности частот f1/f2 и эквивалентной пульсности схем (задача снижения  $Y_{(0)}$ ,  $Y_{2_{(k)}}$ ,  $\Delta Y$ ), выбором параметров и типа выходного фильтра Ф (задача снижения Y1(k), а также соответствующим построением системы управления (влияет на все составляющие и динамические свойства) и применением активных фильтров (рационально применять для снижения Y2<sub>(k)</sub> и  $\Delta$  Y). Ряд перечисленных мер в полной мере реализован в системах с многофазными СГ и модульными СП, подобных приведенной на рис. 2, где внимание сосредоточивается на способах снижения У(к) [27, 30]. В системах с СГ выходной фильтр Ф выполняется емкостным [25].

В АСЭ с ИН устранение субгармонических составляющих и амплитудной модуляции У возможно при целой величине кратности частот ШИМ *f*<sub>шим</sub> и *f*<sub>2</sub> при условии малого уровня пульсаций постоянного напряжения *U*<sub>D</sub>. Появление канонических гармоник даже при работе на линейную нагрузку обусловлено наличием режимов прерывистых фазных токов ИН [29].

В АСЭ с ИН улучшение качества выходной энергии достигается повышением частоты ШИМ, выбором параметров и типа Ф, модульностью (задача снижения Y1<sub>(k)</sub>), величиной емкости звена постоянного напряжения ИН (задача снижения Y<sub>(0)</sub>, Y2<sub>(k)</sub>,  $\Delta$  Y), а также соответствующим построением системы управления (влияет на все составляющие и динамические свойства).

Для устранения  $Y_{(0)}$  по причине наличия технологических разбросов элементов СП и несимметрии управляющих воздействий в представленных АСЭ, а также небаланса постоянных напряжений конденсаторов звена постоянного напряжения в АСЭ с ИН вводят отрицательную обратную связь по  $Y_{(0)}$  [3, 30, 35, 36].

Выбор эффективного и рационального перечня мер улучшения качества выходной энергии АСЭ с СП требует разработки методов анализа свойств схем СП, определяющих решение поставленной задачи.

**Методы исследования.** Спектральный состав Y, в соответствии с выражением (1), как функция параметров системы и способа управления позволяет осуществить необходимый анализ установившегося режима работы. Информация о Y<sub>(1)</sub> необходима для методов синтеза законов управления в динамических режимах.

Методология получения Y, в соответствии с выражением (1), зависит от типа СП.

Анализ установившегося режима работы АСЭ с СП предполагает получение спектрального состава внутренней ЭДС методом переключающих функций [26–30, 32].

АСЭ с НПЧ с ЕК. По причине неполной управляемости вентилей РВП для учета влияния фазных сопротивлений первичного источника необходимы информация о мгновенном значении токов вентилей и процедура расчета углов коммутации [23, 26, 27].

На рис. 4 приведен пример диаграмм мгновенных значений выходных токов  $i_{M1}...i_{M3}$  трех модулей РВП одной фазы, суммарного тока СП  $i_{C\Pi} = i_{M1} + i_{M2} + i_{M3}$  и первой гармоники  $i_{C\Pi(1)}$  НПЧ с ЕК системы (рис. 2) при параллельной работе с промышленной сетью, синусоидальном законе модуляции и раздельном управлении комплектами РВП.

Наличие фазового сдвига трех трехфазных систем девятифазного СГ и модульности НПЧ приводит к существенному снижению компонент  $Y_{(0)}$ ,  $Y1_{(k)}$ ,  $Y2_{(k)}$  и  $\Delta Y$  в  $i_{СП}$ , несмотря на наличие режима прерывистых токов и заметную долю  $Y1_{(k)}$  в  $i_{M1}...i_{M3}$ . В  $i_{СП}$  доминируют канонические гармоники. В связи с этим в контексте поставленной задачи рационально проводить необходимый анализ по сумме  $Y_{(1)} + Y_{(k)}$ .



Рис. 4. Диаграммы токов элементов одной фазы  $\mathsf{H}\Pi\mathsf{H}\mathsf{c}\mathsf{E}\mathsf{K}$ 

Экспериментальные исследования показали, что энергетические характеристики АСЭ (см. рис. 2) соответствуют девятифазной эквивалентной мостовой схеме с уравнительным реактором и аналогичны характеристикам АСЭ на базе трех трехфазных мостовых НПЧ [3].

При величине входных индуктивностей *L<sub>f</sub>* модулей РВП, обеспечивающей независимость работы НПЧ *А...С* трех выходных фаз, рассмотрение подобной системы возможно с высокой степенью точности на основе анализа качества выходной энергии одного модуля [27].

Анализ электромагнитных процессов в системе СГ-УВП показал, что в трехфазной мостовой схеме ( $m_1 = 3$ , пульсность p = 2) имеют место три режима постоянства структуры (рис. 5) с периодом  $1/(f_1m_1p) = 2\pi/(3\cdot 2) = \pi/3$ , различающиеся количеством и длительностью интервалов проводящего состояния вентилей [30].



Рис. 5. Диаграммы токов вентилей в различных режимах ( $\upsilon = 2\pi f_1 t$ ): а – режим 1 (РПТ),  $\lambda \le \pi/3$ ; б – режим 2 (РНТ),  $\gamma \le \pi/3$ ; в – режим 3 (РНТ),  $\gamma = \pi/3$ 

В режиме 1 прерывистых токов (РПТ) длительность проводящего состояния вентилей составляет  $\lambda \le 2\pi/(m_1p) = \pi/3$  (рис. 5,а). В режиме 2 непрерывных токов (РНТ) появляется угол коммутации  $\gamma \le 2\pi/(m_1p) = \pi/3$  (рис. 5,б). В режиме 3 непрерывных токов (РНТ)  $\gamma = 2\pi/(m_1p) = \pi/3$ , причем УВП становится неуправляемым.

Ниже приводятся выражения в относительных величинах в базисе и допущениях по [27], которые получены с применением метода временной деформации углов управления  $\alpha$ , длительностей проводящего состояния вентилей  $\lambda$  и углов коммутации  $\gamma$  в выражениях для среднего на периоде  $1/(f_1m_1p)$  значения выходного (выпрямленного) тока УВП:

– в режиме 1 (рис. 5,а) прерывистых токов (РПТ) при одновременной работе двух вентилей по одному из анодной и катодной групп с  $\lambda \le 2\pi/(m_1p) = \pi/3$ 

$$i_{\rm M}(9) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi(1-X_{\rm S})} \Big[ \cos\{\alpha(9) - \pi/6\} - \cos\{\lambda(9) + \alpha(9) - \pi/6\} - (2) - \alpha(9) \sin\{\alpha(9) - \pi/6\} - \lambda^2(9)/(2n)u(9) \Big],$$

где  $\lambda(9)$  следует вычислять решением уравнения  $\sin{\lambda(9) + \alpha(9) - \pi/6} - \sin{\alpha(9) - \pi/6} =$  $= \lambda(9)/n \cdot u(9)$ (3)

относительно  $\lambda$ .

Режим 1 имеет место при

$$\alpha(\vartheta) \ge \arccos\left[\pi/(3n)u(\vartheta)\right]; \tag{4}$$

– в режиме 2 (рис. 5,б) непрерывных токов (PHT) с интервалом коммутации  $\gamma < 2\pi/(m_1p) = \pi/3$  при одновременной работе трех вентилей комплекта РВП

$$\begin{split} \dot{I}_{\rm M}(\vartheta) &= \frac{3}{\pi} \frac{-1}{1 - X_{\rm S}} \left\{ \gamma(\vartheta) \left[ \cos \left\{ \gamma(\vartheta) + \alpha(\vartheta) - \frac{\pi}{6} \right\} - \cos \left\{ \alpha(\vartheta) + \frac{\pi}{6} \right\} \right] - \sin \left\{ \gamma(\vartheta) + \alpha(\vartheta) - \frac{\pi}{2} \right\} + \sin \left\{ \alpha(\vartheta) - \frac{\pi}{2} \right\} - \frac{\sqrt{3}}{2} \left[ \cos \left\{ \gamma(\vartheta) + \alpha(\vartheta) - \frac{\pi}{6} \right\} - \cos \left\{ \alpha(\vartheta) + \frac{\pi}{6} \right\} - \frac{\left\{ \frac{\pi}{3} - \gamma(\vartheta) \right\}^2}{2n} u(\vartheta) \right] - \left\{ \frac{\pi}{3} - \gamma(\vartheta) \right\} \left[ I_{21}(\vartheta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left\{ \gamma(\vartheta) + \alpha(\vartheta) - \frac{\pi}{6} \right\} \right] \right\}, \end{split}$$
right the transformation of transformation of the transformation of transformation

$$-\cos\left\{\gamma(9) + \alpha(9) + \frac{\pi}{6}\right\} - \frac{\gamma(\upsilon)}{\sqrt{3n}}u(9);$$
(6)

$$\lambda(9) = \pi/3 + \gamma(9); \tag{7}$$

γ(θ) следует вычислять решением уравнения

$$\cos\left[\frac{\gamma(\vartheta) - \pi/3}{2} + \alpha(\vartheta) + \frac{\pi}{6}\right] \left[2\sin\frac{\gamma(\vartheta)}{2} - \sqrt{3}\sin\frac{\gamma(\vartheta) - \pi/3}{2}\right] = \frac{\pi + \gamma(\vartheta)}{2\sqrt{3}n}u(\vartheta)$$
(8)

относительно у.

– в режиме 3 непрерывных токов с интервалом коммутации  $\gamma = 2\pi/(m_1p) = \pi/3$  при одновременной работе трех вентилей

$$i_{\rm M}(9) = 3/[\pi(1-X_{\rm S})] \sqrt{1-\{2\pi/(3\sqrt{3}n) \ u(9)\}^2}.$$
 (10)

Режим 3 имеет место при  $\alpha(9)$  менее значения, полученного по выражению (9).

На рис. 6 приведен пример расчетов диаграмм модуляции среднего на интервале постоянства структуры СП значения *i*<sub>м</sub> при синусоидальной модуляции углов управления

$$\alpha(\vartheta) = \pi/2 \left[ 1 - M \sin(\vartheta) \right] + \Delta \alpha(\vartheta, n, M), \qquad (11)$$

глубине модуляции M = 0,7 (динамический диапазон  $M = [0\div 1]$  соответствует  $\alpha = [\pi/2\div 0]$ ), разных фазовых сдвигах  $\varphi$  между первыми гармониками  $i_{M(1)}$  тока  $i_M$  и  $u_{(1)}$  выходного напряжения модуля РВП [31] без коррекции модуляции  $\Delta \alpha(9, n, M) = 0.$ 

В выражениях (2)–(11): n – относительная величина частоты вращения вала (выходного напряжения) СГ;  $X_S$  – относительная величина взаимной индуктивности фаз СГ;  $\vartheta = 2\pi f_2 t$ ; индексы i = 1...3 и j = A...C (см. рис. 2,б) не указаны.



Рис. 6. Диаграммы  $i_{M}$ ,  $i_{M(1)}$  и  $U_{(1)}$ : а –  $\phi$  < 0; б –  $\phi$  = 0; в –  $\phi$  > 0

Диаграммы (рис. 6) показывают характер изменения среднего значения выпрямленного тока УВП при синусоидальной модуляции α с частотой *f*<sub>2</sub> в составе РВП и демонстрируют на качественном уровне возможность осуществления расчетов *i*<sub>M</sub> и *i*<sub>CП</sub> с помощью такой математической модели модульной АСЭ с НПЧ с многофазным СГ в целях анализа, разработки и выбора средств улучшения качества выходной энергии АСЭ с НПЧ (рис. 2).

Если с помощью приведенных формул (2)–(11) рассчитать мгновенное значение *i*<sub>M</sub> на периоде 1/*f*<sub>2</sub> и применить к полученному массиву мгновенных значений *i*<sub>M</sub> процедуру быстрого преобразования Фурье [31, 32, 33], то можно получить информацию о канонических гармониках координат выходной энергии системы без расчета внутренней ЭДС НПЧ.

АСЭ с ИН. Наличие нулевой паузы (мертвого времени) в импульсах управления ключами одной стойки модуля ИН (рис. 3,б), которая необходима для недопущения сквозных токов, приводит к появлению режимов прерывистых фазных токов и канонических гармоник во внутренней ЭДС [29].

На рис. 7 приведен пример диаграмм мгновенных значений фазных токов подсистемы формирования переменного напряжения СП (рис. 3,а), состоящего из двух каналов ИН, то есть при K = 2 (рис. 3,б), включенных параллельно на общую нагрузку при синусоидальном законе управления, введении фазового сдвига опорных напряжений ШИМ двух каналов на 180 эл. гр. и высоком качестве  $U_{D}$ .



Рис. 7. Диаграммы токов одной фазы двухмодульного СП на периоде 1/ $f_2$ : области I и II – РПТ;  $i_{M1}$  и  $i_{M2}$  – мгновенные значения токов одноименных фаз двух модулей ИН;  $i_{C\Pi} = i_{M1} + i_{M2}$  – суммарный фазный ток СП;  $i_{C\Pi(1)}$  – первая гармоника фазного тока СП

Наличие фазового сдвига опорных напряжений ШИМ каналов приводит к существенному снижению  $Y1_{(k)}$  в  $i_{C\Pi}$ , несмотря на наличие режима прерывистых токов (рис. 7, области I и II) и заметную долю  $Y1_{(k)}$  в  $i_{M1}$  и  $i_{M2}$ . В  $i_{C\Pi}$  доминируют канонические гармоники. В связи с этим в контексте поставленной задачи рационально проводить необходимый анализ по сумме ( $Y_{(1)} + Y_{(k)}$ ).

На рис. 8 приведены диаграммы мгновенных значений фазной внутренней ЭДС *е*<sub>м</sub>, тока *i*<sub>м</sub> и напряжения *u*<sub>м</sub> одного модуля ИН в различных режимах на интервале формирования импульсов управления *F*<sup>-</sup> нижнего четного ключа отрицательного значения ЭДС и *F*<sup>+</sup> верхнего нечетного ключа (рис. 3,б) положительного значения ЭДС с введением нулевой паузы  $\upsilon_d$ .



Рис. 8. Диаграммы фазных внутренней ЭДС и тока модуля ИН в различных режимах: а – РНТ1; б – РПТ1; в – РПТ2; г – РНТ2; υ =  $2\pi f_{\text{шим}}t$ ,  $f_{\text{шим}}$  – частота опорного напряжения ШИМ; индексы j = 1...K и A...C не указаны

В режиме 1 непрерывных токов (рис. 8,а, РНТ1) і<sub>м</sub> имеет знакопеременный непрерывный характер, а ем – форму двуполярного меандра с моментами изменения знака. совпадающими с моментами спада F<sup>-</sup> и F<sup>+</sup>. В режиме 1 прерывистых токов (рис. 8,6, РПТ1) *і*м меняет знак до момента спада  $F^-$ , а на время  $\upsilon_d - \lambda 1 i_M = 0$ , а  $e_M = u_M$ . В режиме 2 прерывистых токов (рис. 8,в, РПТ2) і<sub>м</sub> имеет однополярный характер на интервале  $\upsilon_d$ ; также имеется время  $\upsilon_d - \lambda 2$ , когда  $i_M = 0$ , а  $e_M = u_M$  с задержкой переднего фронта ем на λ2. В режиме 2 непрерывных токов (рис. 8,г, РНТ2) і<sub>м</sub> имеет однополярный характер, а ем имеет форму двуполярного меандра с передним фронтом, совпадающим с передним фронтом F+.

Ниже приведены выражения в относительных величинах в базисе и допущениях по [29], которые получены с применением методов переключающих функций с учетом влияния РПТ:

 мгновенное значение внутренней ЭДС е<sub>м</sub> модуля ИН

$$e_{M}(9) = e_{M,PHT2}(9) + F1(9) + F2(9);$$
 (12)

– внутренняя фазная ЭДС ИН в РНТ2 (рис. 7 и рис. 8, г, пример диаграмм на интервале  $t_1-t_2$ )

$$e_{\text{M.PHT2}}(9) = \frac{a_0(9)}{2} + \sum_{k=j}^{\infty} E1_{\text{M.PHT2}(k)}(9), \quad (13)$$

где *E*1<sub>м.PHT2(*k*)</sub>(9) – комбинационные гармоники;

$$a_{0}(9) = U_{D2} \left[ 1 - F_{3}(9) + \frac{9_{d}}{\pi} \right] + U_{D1} \left[ 1 + F_{3}(9) - \frac{9_{d}}{\pi} \right];$$
(14)

 переключающая функция (ΠΦ) *F*2(9) учета длительности λ2(9) проводящего состояния обратного диода ключа стойки ИН на интервале 𝔄<sub>d</sub> в РПТ2 (например, рис. 7 и рис. 8,в, область I вблизи перехода тока через ноль)

$$F2(9) = \frac{F2_0(9)}{2} + \sum_{k=j}^{\infty} F21_{(k)}(9), \qquad (15)$$

где  $F21_{(k)}(9)$  – комбинационные гармоники F2;

$$FZ_{0}(9) = [9_{d} - \lambda Z(9)][U_{M}(9) - U_{D2}]/\pi;$$
(16)

$$\lambda 2(9) = \frac{2\pi U_{D1} [P3(9)+1) - [U_{D1} - U_M(9)] g_d}{U_{D1} + u_M(9)} - 2\pi.$$
(17)

Если

$$F_{3}(\vartheta) = 2 \frac{U_{D1} - u_{M}(\vartheta)}{U_{D1} - U_{D2}} + \frac{\vartheta_{d}}{\pi} - 1,$$
(18)

то  $\lambda 2 = \vartheta_{d}$ . Если *F*3( $\vartheta$ ) больше значения правой части выражения (18), то имеет место PHT2. Если *F*3( $\vartheta$ ) меньше – имеет место PПT2. В PHT2  $\lambda 2 = \vartheta_{di}$ 

– ПФ *F*1(9) учета длительности λ1(9) проводящего состояния обратного диода ключа стойки модуля ИН на интервале 9<sub>d</sub> в РПТ1 (например, рис. 7 и рис. 8,6, область II вблизи перехода тока через ноль)

$$F1(9) = \frac{F1_0(9)}{2} + \sum_{k=j}^{\infty} F11_{(k)}(9),$$
(19)

где *F*11<sub>(k)</sub>(9) – комбинационные гармоники *F*1;

$$F1_{0}(9) = \lambda 1(9) [U_{D1} - u_{M}(9)] / \pi;$$
(20)

$$\lambda 1(9) = \frac{\left[U_{D1} - u_{M}(9)\right] \vartheta_{d} - 2\pi \left[F_{3}(9)U_{D1} - u_{M}(9)\right]}{U_{D1} - u_{M}(9)}.$$
 (21)  
Если

$$F_{3}(9) = 2 \frac{U_{D2} - u_{M}(9)}{U_{D2} - U_{D1}} - \frac{U_{D1} - u_{M}(9)}{U_{D2} - U_{D1}} \frac{9}{\pi} - 1, \quad (22)$$

то  $\lambda 1 = \vartheta_{d}$ . РПТ1 имеет место, если *F*<sub>3</sub>( $\vartheta$ ) больше значения правой части выражения (22). Если *F*<sub>3</sub>( $\vartheta$ ) меньше значения правой части выражения (22), то имеет место РНТ1 (рис. 8,а). В РПТ2 и РНТ2  $\lambda 1 = 0$ . В РНТ1  $\lambda 1 = \vartheta_{d}$ . В РПТ1 и РНТ1  $\lambda 2 = 0$ .

Выражения для комбинационных гармоник  $E1_{M.PHT2(k)}$  ЭДС и  $F11_{(k)}$  и  $F21_{(k)}$  ПФ не приведены, поскольку анализ ведется с учетом доминирования канонических гармоник, т. е. по сумме ( $Y_{(1)} + Y_{(k)}$ ).

На рис. 9 приведен пример диаграмм модуляции среднего на интервале постоянства структуры СП значения *е*<sub>м</sub> при различных значениях сдвига *ф* между функцией

$$F_{3}(\vartheta) = M \sin(\vartheta) + \Delta F_{3}(\vartheta)$$
(23)

и первой гармоникой напряжения  $u_{M(1)}$  модуля ИН [29] без коррекции закона модуляции  $\Delta F_{3}(\vartheta) = 0$ :

$$e_{M0}(9) = \{a_0(9) + F1_0(9) + F2_0(9)\}/2.$$
(24)

В выражениях (12)–(24):  $\vartheta = 2\pi f_2 t$ ,  $f_2 - ча$  $стота первой гармоники <math>e_M$ ;  $F_3(\vartheta) - задающий$  $синусоидальную модуляцию сигнал; <math>\vartheta_d$  – нулевая пауза импульсов управления одной стойки ИН; индексы *i*=1...*k* и *A*...*C* (см. рис. 3,б) не указаны.



Рис. 9. Диаграммы  $e_{M0}(9)$ , *F*<sub>3</sub>(9) и *U*<sub>M(1)</sub> одной фазы модуля ИН на периоде 1/*f*<sub>2</sub>: а –  $\varphi$  < 0; б –  $\varphi$  = 0; в –  $\varphi$  > 0

Диаграммы показывают характер изменения среднего на такте 1/*f*<sub>шим</sub> ШИМ значения *e*<sub>M</sub> при синусоидальной модуляции задающей функции *F*<sub>3</sub> с частотой *f*<sub>2</sub> и демонстрируют на качественном уровне возможность осуществления расчетов с помощью такой математической модели для анализа, разработки и выбора средств улучшения качества выходной энергии модульной АСЭ с ИН (рис. 3).

Применение процедуры быстрого преобразования Фурье [31, 32, 34] к рассчитанному с помощью приведенных выражений мгновенному значению  $e_{M0}(\vartheta)$  на периоде  $1/f_2$  позволяет получить информацию о канонических гармониках координат выходной энергии системы.

Приведенные выражения двух типов АСЭ с СП могут быть использованы для последующего уточняющего расчета методом переключающих функций или имитационного моделирования Y<sub>(0)</sub>, Y1<sub>(k)</sub>, Y2<sub>(k)</sub> и ΔY указанных АСЭ при комплексной оценке выбранных средств улучшения качества выходной энергии.

При цифровой реализации законов управления АСЭ с СП измерение и вычисление управляемых координат в подавляющем большинстве случаев осуществляется один раз за такт постоянства структуры СП: один раз в период 1/( $f_2m_1p$ ) в АСЭ с НПЧ и один раз в период 1/( $f_{\rm LIMM}$  ШИМ в АСЭ с ИН. Такая дискретизация по времени функционирует как низкочастотный фильтр составляющих Y1<sub>(k)</sub>. В связи с этим в контексте представленной задачи логично применение предложенного аппарата анализа качества выходной энергии АСЭ с СП при разработке способов управления с цифровой реализацией СУ. Результаты исследования. АСЭ с НПЧ. На рис. 10–12 приведены некоторые результаты расчетов, осуществленные по предложенной методике с использованием выражений (2)–(11) при амплитуде первой гармоники выходного напряжения фазы РВП U<sub>(1)</sub> = 0,5.



Рис. 10. Синусоидальный закон модуляции при  $\Delta \alpha(\vartheta, n, M) = 0$ ,  $n_1 = 1, 21$ ,  $n_2 = 1, 5$ ,  $n_3 = 2$ : а – графики  $k_{ri} = f(n, M)$ ; б – диаграммы полуволны  $i_M(\vartheta)$  при  $\varphi < 0$ ; в – диаграммы полуволны  $i_M(\vartheta)$  при  $\varphi = 0$ ; г – диаграммы полуволны  $i_M(\vartheta)$  при  $\varphi > 0$ 

При  $\Delta \alpha(\vartheta, n, M) = 0$  коэффициент гармоник  $k_{ri}$  тока  $i_M$ , вычисленный по  $Y_{(k)}$  компонентам, имеет высокое значение со снижением до диапазонов 25–30 % при росте  $n \in M = [0,5-0,9]$  (рис. 10).

Зона излома регулировочной характеристики первой гармоники  $I_{M(1)} = f(M,n)$  тока  $i_M$ (рис. 11,а) смещается от значений M = [0,5-0,55]при низких n к значениям M = [0,3-0,35] при бо́льших n.



Рис. 11. Синусоидальный закон модуляции при  $\Delta \alpha(9, n, M) = 0$ ,  $n_1 = 1, 21$ ,  $n_2 = 1, 5$ ,  $n_3 = 2$ : а – графики  $I_{M(1)} = f(n, M)$ ; б – графики  $I_{M(3)} = f(n, M)$ ; в – графики  $I_{M(k)} = f(n, M)$  при  $\varphi = 0$ ; г – графики  $I_{M(k)} = f(n, M)$  при  $\varphi \neq 0$ 

Амплитуды нечетных канонических гармоник  $I_{M(3...11)}$  выше при  $\varphi \neq 0$  (рис. 11,6–г). Зона локальных экстремумов  $I_{M(5...11)} = f(M,n)$  при  $\varphi = 0$  уже (рис. 11,в), чем при  $\varphi \neq 0$  (рис. 11,г) и смещается в область меньших M при увеличении n.

Исследование влияния на  $k_{ri}$  способа коррекции закона модуляции в виде изменяемого смещения центра модуляции  $\Delta \alpha(\vartheta, n, M) = \Delta \alpha$  (рис. 12,а,б) показывает, что на каждом значении  $l_{M(1)}$  существует максимальная оптимальная величина  $\Delta \alpha_{ontr}$ , при которой  $k_{ri}$  имеет минимальное значение  $k_{rimin}$ .



Рис. 12. Графики  $k_{ri} = f(\Delta \alpha, I_{M(1)}, k_i)$  при синусоидальном законе модуляции,  $\Delta \alpha \neq 0$ ,  $\varphi = 0$ : а –  $n_1 = 1,21$ ; б –  $k_{ri} = \min$ ,  $n_1 = 1,21$ ,  $n_2 = 1,3$ ,  $n_3 = 1,5$ ,  $n_4 = 1,7$ ,  $n_5 = 2$ ; в – точки 1...6 графиков (б) при  $n_1$  и  $k_i = 0,1...3$ ; г – точки 1...7 графиков (б) при  $n_5$  и  $k_i = 0,1...3$ 

При частоте вблизи и более значений  $n_4 \approx 1.7$  (рис. 12,6) в области величин  $I_{M(1)} = (0,07\div0,2)$  наблюдается увеличение  $k_{ri}$  по сравнению с  $n < n_4$ . При указанном способе формирования  $\Delta\alpha(\vartheta,n,M)$  возможно улучшение  $k_{ri}$  в 2–5 раз и более до значений менее 20 % при малых n в области  $I_{M(1)} < 0.2$  с уменьшением до значений менее 10 % с ростом n в области  $I_{M(1)} < 0.7$ .

В современных АСЭ с СП наличие многоконтурных систем автоматического регулирования (САР) является обязательным. Причем в таких САР всегда присутствует внутренний контур тока по *i*<sub>cn</sub>(9).

Дополнительная к описанному способу формирования Δα(9,*n*,*M*) коррекция закона управления в виде отрицательной обратной связи (ООС) по мгновенному значению *i*<sub>cn</sub>(9)

$$\Delta \alpha(\vartheta, n, M) = \Delta \alpha_{\text{ont}} - k_{\text{oci}} i_{\text{cn}}(\vartheta), \qquad (25)$$

где  $k_{oci}$  — коэффициент усиления ООС, показывает возможность улучшения  $k_{ri}$  еще в 1,3–2 раза (рис. 12,6–г, точки 1...7 графиков  $k_{rimin}$  при

 $\Delta \alpha_{onrr}$ ). Следует отметить, что не во всем диапазоне  $I_{M(1)}$  при фиксированной n коэффициент  $k_{ri}$  одинаково чувствителен к  $k_{oci}$  (рис. 12,в,г). Так, при малых значения n (рис. 12,6, при  $n = n_1$ ) в диапазоне  $I_{M(1)} < 0,4$  (точки 1...5) наихудший результат соответствует точке 1 малых токов с усилением влияния  $k_{oci}$  от точки 2 к точке 5. При увеличении n (рис.12,6,г,  $n = n_5$ ) в зоне малых токов  $I_{M(1)} < 0,1$  (точки 1 и 2) с наилучшим  $k_{rimin}$  влияние  $k_{oci}$  минимально. В точке 3 этой кривой влияние максимально, в точке 4 опять ослабляется, а к точкам 5 и 6 вновь усиливается. То есть максимум  $k_{rimin}$  точки 3 при  $\Delta \alpha_{onrr}$  с ростом  $k_{oci}$  смещается в диапазон токов точки 4 анализируемой кривой.

АСЭ с ИН. На рис. 13–17 приведены некоторые результаты расчетов, осуществленные по предложенной методике с использованием выражений (12)–(23) при синусоидальной модуляции по (24) с  $\Delta F_3(\vartheta) = 0$  и амплитуде первой гармоники выходного напряжения модуля ИН  $U_{\rm M(1)} = 0,5$ .

Исследование влияния величины  $\vartheta_d$  и фазового сдвига  $\varphi$  на коэффициент гармоник  $k_{re}$  внутренней ЭДС  $e_M(\vartheta)$  модуля ИН, вычисленный по  $Y_{(k)}$  компонентам (рис. 13) при  $\Delta F_3(\vartheta) = 0$ , показывает существенное отличие характеристик  $k_{re} = f(M, \vartheta_d, \varphi)$  при  $\varphi = 0$  (рис. 13,а) и  $\varphi \neq 0$  (рис. 13,б). Так, при  $\varphi = 0$  с увеличением  $M k_{re}$  растет и существует экстремум  $k_{remax}$ . При  $\varphi \neq 0$  с увеличением  $M k_{re}$  монотонно снижается. При  $\varphi = 0$  в области  $k_{remax}$  значения  $k_{re}$  выше, чем значения  $k_{re}$  при  $\varphi \neq 0$  при том же диапазоне M и одинаковых  $\vartheta_d$ . Существует диапазон малых M, при котором  $k_{re}$  при  $\varphi \neq 0$  выше, чем при  $\varphi = 0$ . Общим у этих характеристик является увеличение  $k_{re}$  с ростом  $\vartheta_d$ .



Рис. 13. Синусоидальный закон модуляции: а –  $k_{re} = f(M, \vartheta_d)$  при  $\varphi = 0$ ; б –  $k_{re} = f(M, \vartheta_d)$  при  $\varphi \neq 0$ ; в – диаграммы полуволны  $e_{M0}(\vartheta)$  при  $\varphi < 0$  при различных M; г – диаграммы полуволны  $e_{M0}(\vartheta)$  при  $\varphi = 0$  при различных M; д – диаграммы полуволны  $e_{M0}(\vartheta)$  при  $\varphi > 0$  при различных M

С ростом  $\varphi$  и  $\vartheta_d$  появляется излом регулировочной характеристики (РХ)  $I_{M(1)} = f(M, \vartheta_d, \varphi)$  (рис. 14). Причем до M в диапазоне излома наклон РХ меньше при бо́льших  $\varphi$  (рис. 14,б).



Рис. 14. Синусоидальный закон модуляции при  $\varphi_1 < \varphi_2 < \varphi_3 < \varphi_4$ : а –  $I_{M(1)} = f(M, \varphi, \vartheta_d)$ ; б –  $I_{M(1)} = f(M, \varphi, \vartheta_d)$  в диапазоне M = [0,5;0,65]

При  $\vartheta_d \neq 0$  в характеристике  $I_{M(3)} = f(M, \varphi)$ (рис. 15,а) имеется минимум, который смещается вправо при увеличении  $\varphi$ . Характеристики  $I_{M(k)} = f(M, \varphi)$  при k > 3 (рис. 15,а, k = 5 и рис. 15,б, k = 7) имеют несколько локальных экстремумов со сложной зависимостью диапазонов M роста и уменьшения  $I_{M(k)}$  при изменении  $\varphi$ . Так, например,  $I_{M(5).min}$  (рис. 15,а, кривая *min*) при M > 0,6 смещается вправо с ростом  $\varphi$ . Значения  $I_{M(5)}$  на спадающем участке  $I_{M(5)} = f(M, \varphi)$  до этой точки выше при бо́льших  $\varphi$ . Значения  $I_{M(5)}$  на возрастающем участке  $I_{M(5)} = f(M, \varphi)$  после этой точки выше при ме́ньших  $\varphi$ . Аналогичная картина имеет место и с  $I_{M(7)} = f(M, \varphi)$  при M > 0,7 (рис. 15,6, кривая *min*).



Рис. 15. Синусоидальный закон модуляции  $\varphi_1 < \varphi_2 < \varphi_3 < \varphi_4$  при  $\vartheta_{d5}$ : а –  $I_{M(k)} = f(M, \varphi)$ , k = 3 и k = 5; б –  $I_{M(7)} = f(M, \varphi)$ 

При изменении  $\varphi$  от 0 до  $\pm \pi/10$  локальный экстремум зависимости  $k_{\rm re} = f(I_{\rm M(1)}, \varphi)$  вблизи  $I_{\rm M(1)} = 0,4$  (рис. 16,а, кривая *max*) снижается и при  $|\varphi| \ge \pi/10$  отсутствует, а  $k_{\rm re} = f(I_{\rm M(1)}, \varphi)$  становится монотонно убывающей.

Зависимость  $k_{ri} = f(I_{M(1)}, \varphi)$ , вычисленная по  $Y_{(k)}$  компонентам (рис. 16,б), монотонно убывающая, кроме диапазона малых  $\varphi$  и  $I_{M(1)} < 0,05$ , в котором с ростом  $I_{M(1)}$  увеличивается и  $k_{ri}$ . В окрестности значений  $\varphi = \pm \pi/10$  при  $I_{M(1)} > 0,3$  и  $\varphi$  = const наблюдается ослабление зависимости  $k_{ri}$  от  $I_{M(1)}$  вплоть до значений  $I_{M(1)} = [0,8\div0,9]$ .



Рис. 16. Синусоидальный закон модуляции при  $\vartheta_{d5}$  и  $M = [0,5\div1]$ : а –  $k_{re} = f(I_{M(1)}, \varphi)$ ; б –  $k_{ri} = f(I_{M(1)}, \varphi)$ 

На рис. 17 приведены некоторые результаты исследования влияния на  $k_{re}$  и  $k_{ri}$  ООС по мгновенному значению тока  $i_{cn}(\vartheta)$  вида

$$\Delta F_{3}(\vartheta) = -k_{\text{oc}i} i_{\text{cn}}(\vartheta). \tag{26}$$



Рис. 17. Синусоидальный закон модуляции при  $9_{d5}$  и M = [0,5÷1]: a –  $k_{re} = f(h_{M(1)}, \varphi, k_{oci}); 6 - k_{ri} = f(h_{M(1)}, \varphi, k_{oci})$ 

При  $\varphi = 0$  в области токов  $I_{M(1)} > 0,1$ (рис. 17,а) улучшение  $k_{re}$  достигает 40 %, а  $k_{ri}$ (рис. 17,б) – 30–50 %. При  $\varphi \neq 0$  влияние  $k_{oci}$  на  $k_{re}$  слабее при бо́льших значения  $I_{M(1)}$ : улучшение  $k_{re}$  достигает 35 % в области малых токов со снижением 25–30 % при увеличении  $I_{M(1)}$ . Причем улучшение  $k_{ri}$  при  $\varphi \neq 0$  достигает 50 % во всем диапазоне токов.

Выводы. Предложенная методика анализа качества выходной энергии модульных автономных систем энергоснабжения (АСЭ) с высокочастотными статическими преобразователями (СП) учитывает наличие режимов прерывистых токов, условия их существования в широком диапазоне изменения параметров систем и доминирование канонических гармоник в спектральном составе выходных фазных токов СП.

Применение метода временной деформации к среднему за период постоянства структуры СП значению анализируемой координаты выходной энергии при синусоидальном законе модуляции с частотой основной гармоники выходной энергии продемонстрировано некоторыми результатами исследований АСЭ с непосредственным преобразователем частоты (НПЧ) и многофазным магнитоэлектрическим генератором, а также АСЭ с СП с промежуточным звеном постоянного напряжения и модульным выходным двухуровневым инвертором напряжения. Коэффициент гармоник *k*<sub>ri</sub> выходного фазного тока *i*<sub>cn</sub> в АСЭ с НПЧ имеет очень высокие значения со снижением в диапазон до 25–30 % при увеличении частоты напряжения *f*<sub>1</sub> генератора и глубины модуляции *M*.

Исследование влияния смещения центра синусоидальной модуляции на  $k_{ri}$  выявило наличие оптимальной величины смещения  $\Delta \alpha_{ont}$  для каждой пары ( $I_{M(1)}$ ,  $f_1$ ) значений амплитуды первой гармоники  $I_{M(1)}$  модуля СП и  $f_1$ . При  $\Delta \alpha_{ont}$   $k_{ri}$  минимален. При малых  $f_1$  и M возможно снижение  $k_{ri}$  до значений в 20 % и до значений в 10 % при повышении  $f_1$ . При  $\Delta \alpha_{ont}$  дополнительная коррекция закона модуляции в виде отрицательной обратной связи (ООС) по  $i_{cn}$  позволяет улучшить  $k_{ri}$  еще в 1,3–2 раза. При этом не во всем диапазоне токов  $k_{ri}$  одинаково чувствителен к коэффициенту усиления  $k_{oci}$  ООС.

Зависимость коэффициента гармоник  $k_{re}$ внутренней ЭДС модуля ИН от глубины модуляции M синусоидальной ШИМ в отсутствии фазового сдвига  $\varphi$  между первой гармоникой тока  $I_{M(1)}$ и напряжения  $u_{M(1)}$  модуля имеет максимум  $k_{re.max}$ . При  $\varphi \neq 0$   $k_{re}$  монотонно спадает с ростом M. В окрестности значений M при  $k_{re.max}$  величина  $k_{re}$  больше при  $\varphi = 0$ , чем в том же диапазоне Mпри  $\varphi \neq 0$ . С ростом величины мертвого времени  $\vartheta_d$  увеличивается и  $k_{re}$  при любых  $\varphi$ .

Исследование влияния на  $k_{\rm re}$  и  $k_{\rm ri}$  коррекции закона модуляции в виде ООС по  $i_{\rm cn}$  показало возможность улучшения  $k_{\rm re}$  до 40 %, а  $k_{\rm ri}$  до 50 % при  $\varphi$  = 0. При  $\varphi \neq$  0 влияние ООС на  $k_{\rm re}$  слабее при бо́льших значениях  $i_{\rm cn}$ . Улучшение  $k_{\rm ri}$  при  $\varphi \neq$  0 достигает 50 % во всем диапазоне токов.

### Список литературы

1. Разработки в области электрооборудования ветроэнергетических установок с переменной скоростью вращения ветроколеса: тез. докл. науч.практ. конф. «Ветроэнергетика, малая гидроэнергетика и другие нетрадиционные виды электроэнергетики» / Н.Н. Лаптев, В.А. Цишевский, М.М. Юхнин и др. – Новосибирск, 1994. – С. 43–45.

2. Система генерирования типа «синхронный генератор с РЗМ – преобразователь частоты» для ветроэнергетической установки мощностью 1000 кВт «Радуга-1» / Г.В. Грабовецкий, С.А. Харитонов, В.Ф. Лучкин и др. // Труды III Междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-96 (АРЕІЕ-96). Т. 8. Силовая электроника. – Новосибирск, 1996. – С. 29–32.

3. Результаты испытаний системы генерирования переменного тока типа «синхронный генератор – преобразователь частоты» для ветроэнергетической установки мощностью 1000 кВ: труды III Междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-96 (АРЕІЕ-96). В 11 т. Т. 8. Силовая электроника / М.В. Мартинович, С.А. Харитонов, С.В. Брованов и др. – Новосибирск, 1996. – С. 33–35.

4. Усачев А.П., Гордейчик А.В., Рохлин А.М. IJBT-инвертор для ветроэлектрической станции // Труды IV Междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП–98. В 16 т. Т. 7. Силовая электроника. – Новосибирск, 1998. – С. 69–71.

5. Харитонов С.А., Коробков Д.В. Праллельная работа инвертора на IJBT модулях с промышленной сетью // Труды IV Междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП–98 (АРЕІЕ-98). В 16 т. Т. 7. Силовая электроника. – Новосибирск, 1998. – С. 72–73.

6. Стенников А.А., Коробков Д.В., Харитонов С.А. Режим генерирования ветроэнергетической установки на базе инверторов напряжения: сб. тр. Х Междунар. конф.-семинара по микро/нанотехнологиям и электронным приборам (EDM 2009). – Алтай: Эрлагол, 2009. – С. 424–427.

7. **Reza Abedi M., Kwang Y. Lee.** Smart energy storage system for integration of PMSG-based wind power plant // 2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting: IEEE, 2015. – P. 1–5. DOI: 10.1109/PESGM.2015.7286428.

8. A Distributed Energy Storage System Integrated in PMSG System for Mitigating Wind Farm Fluctuations and Providing Inertial Response Yang Hu Bin, Nian Heng, Jun, et al. 11 International Conference on Energy, Electrical 4th and Power Engineering (CEEPE): IEEE, 2021. -P. 512-516. DOI: 10.1109/CEEPE51765.2021.9475691.

9. Система генерирования электрической энергии типа «переменная скорость – постоянная частота» на базе синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов и инверторов напряжения / Н.И. Бородин, Д.В. Коробков, С.А. Харитонов и др. // Электротехника. – 2008. – № 6. – С. 27–32.

10. **Variable** frequency generation system for aircraft / S. Kharitonov, D. Makarov, G. Zinoviev, et al. // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – USA: IEEE, 2014. – P. 917–922.

11. Пат. 2513113 Российская Федерация МПК Н02Ј 3/26. Система генерирования электрической энергии трехфазного переменного тока с инвертором напряжения / С.А. Харитонов, Д.В. Коробков, В.В. Машинский и др.; опубл. 27.12.2013, Бюл. № 36.

12. Sarakhanova R.Yu., Kharitonov S.A. Cycleconverter Based on Six-phase Zero Circuit with High Input Power Factor // 14th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – Novosibirsk: IEEE, 2013. – P. 341–344. DOI: 10.1109/EDM.2013.6642010.

13. Sarakhanova R.Y., Kharitonov S.A., Dubkov I.S. Vector control of cycloconverter with increased input power factor // 15th International Conference of Young Specialists on Micro/ Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014). – Altai, Erlagol: IEEE, 2014. – P. 429–432. DOI: 10.1109/EDM.2014.6882564.

14. Sarakhanova R.Y., Kharitonov S.A. Cycloconverter based on bridge circuit for power supply systems of autonomous objects // 16th International Specialists Young Conference of on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2016). Altai, Erlagol: IEEE, 2015. P. 472-476. DOI: 10.1109/EDM.2015.7184587.

15. **Sarakhanova R.Y., Zharkov M.A.** Method of higher harmonic components compensation in the output voltage spectrum of the starter-generator system of the aircraft // International Ural conference on electrical power engineering (UralCon 2020). – Chelyabinsk: IEEE, 2020. – P. 258–263. DOI: 10.1109/UralCon49858.2020.9216302.

16. **The Adaptive** Starter-Generator System for Aircraft / R.Yu. Sarakhanova, S.A. Kharitonov,

M.A. Zharkov, D.A. Shtein // XVIII International Scientific Technical Conference Alternating Current Electric Drives (ACED). – Ekaterinburg: IEEE, 2021. DOI: 10.1109/ACED50605.2021.9462314.

17. Antunes Hélio M.A., Pires I.A., Silva S.M. Evaluation of Series and Parallel Hybrid Filters Applied to Hot Strip Mills With Cycloconverters // IEEE Transactions on Industry Applications (Nov.–Dec. 2019, Vol. 55, Issue 6): IEEE, 2019. – P. 6643–6651. DOI: 10.1109/TIA.2019.2932966.

18. Muhammad Abdul Goffar Khan, Md. Abdul Malek, Md. Mahmudul Hasan. Experimental Analysis of Modified Single Phase Cycloconverter // 3rd International Conference on Electrical, Computer & Telecommunication Engineering (ICECTE). – Rajshahi, Bangladesh: IEEE, 2019. – P. 113–116. DOI: 10.1109/ICECTE48615.2019.9303558.

19. Md. Shihab Uddin, Shuvra Prokash Biswas, Md. Kamal Hosain. A Single Phase to Single Phase Step-Down Cycloconverter for Variable Speed Drive Applications // IEEE Region 10 Symposium (TENSYMP). – Dhaka, Bangladesh: IEEE, 2020 – P. 258–263. DOI:10.1109/TENSYMP50017.2020.9230912.

20. **Modular** Multilevel Converter and Cycloconverter Based Machine Drive Systems / Deng Fujin, Hou Jiehua, Jiang Pengyuan, et al. // The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – Singapore: IEEE, 2020. – P. 5296 – 5301. DOI: 10.1109/IECON43393.2020.9255226.

21. **Ibtissam Bessadet, Hamza Tedjini.** The Performances of Hybrid Filter in Elimination of AC-AC Converters Harmonics Pollution // 6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC). – Rabat, Morocco: IEEE, 2018. DOI: 10.1109/IRSEC.2018.8702849.

22. **Researching** on Multiple "Phase Hopping" AC-AC Frequency Conversion Circuit / Zhengwang Xu, Ruizhang Zhang, Guozhuang Jiang, et al. // IEEE Access (Vol. 8): IEEE, 2020. – P. 167105–167112. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3022716.

23. Заболев **Р.Я.** Вентильные преобразователи частоты с непосредственной связью и естественной коммутацией: дис. ... канд. техн. наук. – Новосибирск, 1973. – 173 с.

24. Грабовецкий Г.В., Заболев Р.Я., Петров Э.Л. К вопросу расчета гармонического состава выходного напряжения НПЧ при наличии коммутационных процессов // Межвуз. сб. науч. тр. «Преобразовательная техника». – Новосибирск: Изд-во НЭТИ, 1976. – С. 3–11.

25. **Иванцов В.В.** Разработка источника трехфазного напряжения стабильной частоты для питания электрооборудования автономного объекта: дис. ... канд. техн. наук. – Новосибирск, 1983. – 251 с.

26. Грабовецкий Г.В., Куклин О.Г., Харитонов С.А. Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электромеханических систем: учеб. пособие для 4–5 курсов РЭФ (специальность 2004) дневного обучения. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – 318 с.

27. **Харитонов С.А.** Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с.

28. Коробков Д.В. Анализ статического режима работы СГЭЭ типа «МЭГ–НПЧ с ЕК» для ВЭУ с переменной частотой вращения вала ветротурбины при параллельной работе с промышленной сетью // Технічна електродинаміка.

Тематический выпуск. Силова електроніка та енергоефективність. Ч. 3. – Киів, 2004. – С. 62–67.

29. Коробков Д.В., Харитонов С.А. Методика анализа внутренней ЭДС инвертора напряжения методом переключающих функций // Науч. вестник НГТУ. – 2010. – № 2. – С. 129–144.

30. Грабовецкий Г.В., Коробков Д.В., Харитонов С.А. Особенности работы инвертора напряжения в системе генерирования электрической энергии летательного аппарата // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2012. – № 1(18). – С. 69–79.

31. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике. – М.: Астрель, 2010. – 703 с.

32. Кирьянов Д.В. Mathcad 15/Mathcad Prime 1.0. – СПб.: БХВ-Петербург, 2012. – 432 с.

33. Свидетельство 2020667836 о государственной регистрации программы для ЭВМ Российская Федерация. Расчет среднего скользящего выходного тока непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией / Д.В. Коробков; опубл. 29.12.2020.

34. Свидетельство 2020613965 о государственной регистрации программы для ЭВМ Российская Федерация. Расчет мгновенного значения и спектральный анализ внутренней ЭДС однофазного инвертора напряжения с учетом режимов прерывистых токов / Д.В. Коробков; опубл. 25.03.2020.

35. **Харитонов С.А., Лучкин В.Ф.** Вопросы параллельной работы системы генерирования ветроэнергетической установки с промышленной сетью: тез. докл. науч. конф. с междунар. участием «Проблемы электротехники». – Новисибирск, 1993. – С. 60–62.

36. Харитонов С.А., Коробков Д.В. Праллельная работа инвертора на IJBT модулях с промышленной сетью // Труды IV Междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП–98 (APEIE-98). В 16 т. Т. 7. Силовая электроника. – Новосибирск, 1998. – С. 72–73.

### References

1. Laptev, N.N., Tsishevskiy, V.A., Yukhnin, M.M., Grabovetskiy, G.V., Kharitonov, S.A., Ivantsov, V.V., Cherevatskiy, L.M., Novosel'tsev, M.S., Geraskin, A.G. Razrabotki oblasti elektrooborudovaniya v vetroenergeticheskikh ustanovok s peremennoy skorost'yu vrashcheniya vetrokolesa [Developments in the field of electrical equipment of wind turbines with variable speed of rotation of wind wheel]. Tezisv nauchno-prakticheskoy dokladov konferentsii «Vetroenergetika, malaya gidroenergetika i drugie netraditsionnye vidy elektroenergetiki» [Abstracts of scientific-practical conference "Wind energy, small hydropower and other alternative types of electric power industry"]. Novosibirsk, 1994, pp. 43-45.

2. Grabovetskiy, G.V., Kharitonov, S.A., Luchkin, V.F., Preobrazhenskiy, E.B., Borodin, N.I., Laptev, N.N., Yukhnin, M.M. Sistema generirovaniya tipa «sinkhronnyy generator s RZM - preobrazovatel' dlya chastoty» vetroenergeticheskoy ustanovki moshchnost'yu 1000kVt «Raduga-1» [System of "synchronous generator with REM generation of frequency converter" type for a wind power plant with "Raduga-1"]. capacity of 1000 kW Trudv III Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Aktual'nye problemy elektronnogo priborostroeniya» APEP-96 (APEIE-96). T. 8. Silovaya elektronika

[Proceedings of the III International scientific -technical conference "Current issues of electronic instrumentation" APEP-96 (APEIE-96). V. 8. Power electronics]. Novosibirsk, 1996, pp. 29–32.

3. Martinovich, M.V., Kharitonov, S.A., Brovanov, S.V., Filatov, A.V., Akimov, G.V., Korobkov, D.V. Rezul'taty ispytaniy sistemy generirovaniya peremennogo toka tipa «sinkhronnyy generator - preobrazovatel' dlya vetroenergeticheskoy chastoty» ustanovki moshchnost'yu 1000 kV [Test results of alternating current generation system of "synchronous generator frequency converter" type for wind power plant with a capacity of 1000 kV]. Trudy III Mezhdunarodnoy «Aktual'nve nauchno-tekhnicheskoy konferentsii problemy elektronnogo priborostroeniya» APEP-96 (APEIE-96). V 11 t., t. 8. Silovaya elektronika [Proceedings of the III International scientific-technical conference "Current issues of electronic instrumentation" APEP-96 (APEIE-96). In 11 vol., vol. 8. Power electronics]. Novosibirsk, 1996, pp. 33-35.

4. Usachev, A.P., Gordeychik, A.V., Rokhlin, A.M. IJBT-invertor dlya vetroelektricheskoy stantsii [IJBT inverter for wind power plant]. *Trudy IV Mezhdunarodnoy konferentsii «Aktual'nye problemy elektronnogo priborostroeniya» APEP–98. V 16 t., t. 7. Silovaya elektronika* [Proceedings of the IV International conference "Current issues of electronic instrumentation" APEP-98. In 16 vol., vol. 7. Power electronics]. Novosibirsk, 1998, pp. 69–71.

5. Kharitonov, S.A., Korobkov, D.V. Prallel'naya rabota invertora na IJBT modulyakh s promyshlennoy set'yu [Parallel operation of inverter on IJBT modules with industrial network]. *Trudy IV Mezhdunarodnoy konferentsii «Aktual'nye problemy elektronnogo priborostroeniya» APEP–98 (APEIE-98). V 16 t., t. 7. Silovaya elektronika* [Proceedings of the IV International conference "Current issues of electronic instrumentation" APEP-98. In 16 vol., vol. 7. Power electronics]. Novosibirsk, 1998, pp. 72–73.

6. Stennikov, A.A., Korobkov, D.V., Kharitonov, S.A. Rezhim generirovaniya vetroenergeticheskoy ustanovki na baze invertorov napryazheniya [Generation mode of wind power plant based on voltage inverters]. *Sbornik trudov X Mezhdunarodnoy konferentsii-seminara po mikro/nanotekhnologiyam i elektronnym priboram (EDM* 2009) [Proceedings of the X International conference on micro/nanotechnologies and electronic devices (EDM 2009)]. Altay, Erlagol, 2009, pp. 424–427.

7. Reza Abedi M., Kwang Y. Lee. Smart energy storage system for integration of PMSG-based wind power plant. 2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting: IEEE, 2015, pp. 1–5. DOI: 10.1109/PESGM.2015.7286428.

8. Bin Hu, Heng Nian, Jun Yang, Yunyang Xu, Hao Tong, Libin Yang. A Distributed Energy Storage System Integrated in PMSG System for Mitigating Wind Farm Fluctuations and Providing Inertial Response. 4th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE): IEEE, 2021, pp. 512–516. DOI: 10.1109/CEEPE51765.2021.9475691.

9. Borodin, N.I., Korobkov, D.V., Kharitonov, S.A., Livshits, E.Ya., Yukhnin, M.M., Maslov, M.A., Levin, A.V. Sistema generirovaniya elektricheskoy energii tipa «peremennaya skorost' – postoyannaya chastota» na baze sinkhronnogo generatora s vozbuzhdeniem ot postoyannykh magnitov i invertorov napryazheniya [System of generating electrical energy of "variable speed – constant frequency" type based on a synchronous generator with excitation of permanent magnets and voltage inverters]. *Elektrotekhnika*, 2008, no. 6, pp. 27–32.

10. Kharitonov, S., Makarov, D., Zinoviev, G., Korobkov, D., Sidorov, A. Variable frequency generation system for aircraft. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). USA: IEEE, 2014, pp. 917–922.

11. Kharitonov, S.A., Korobkov, D.V., Mashinskiy, V.V., Zavertan, S.N., Bachurin, P.A., Geyst, A.V., Makarov, D.V., Vorob'eva, S.V. *Sistema generirovaniya elektricheskoy energii trekhfaznogo peremennogo toka s invertorom napryazheniya* [Three-phase alternating current power generation system with voltage inverter]. Patent RF, no. 2513113, 2013.

12. Sarakhanova, R.Yu., Kharitonov, S.A. Cycleconverter Based on Six-phase Zero Circuit with High Input Power Factor. 14th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. Novosibirsk: IEEE, 2013, pp. 341–344. DOI: 10.1109/EDM.2013.6642010.

13. Sarakhanova, R.Yu., Kharitonov, S.A., Dubkov, I.S. Vector control of cycloconverter with increased input power factor. The 15 international conference of young specialists on micro/ nanotechnologies and electron devices (EDM 2014). Altai, Erlagol: IEEE, 2014, pp. 429–432. DOI: 10.1109/EDM.2014.6882564.

14. Sarakhanova, R.Yu., Kharitonov, S.A. Cycloconverter based on bridge circuit for power supply systems of autonomous objects. The 16 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2016). Altai, Erlagol: IEEE, 2015, pp. 472–476. DOI: 10.1109/EDM.2015.7184587.

15. Sarakhanova, R.Yu., Zharkov, M.A. Method of higher harmonic components compensation in the output voltage spectrum of the starter-generator system of the aircraft. International Ural conference on electrical power engineering (UralCon 2020). Chelyabinsk: IEEE, 2020, pp. 258–263. DOI: 10.1109/UralCon49858.2020.9216302.

16. Sarakhanova, R.Yu., Kharitonov, S.A., Zharkov, M.A., Shtein, D.A. The Adaptive Starter-Generator System for Aircraft. XVIII International Scientific Technical Conference Alternating Current Electric Drives (ACED). Ekaterinburg, Russia: IEEE, 2021. DOI: 10.1109/ACED50605.2021.9462314.

17. Antunes, Hélio M.A., Pires, I.A., Silva, S.M. Evaluation of Series and Parallel Hybrid Filters Applied to Hot Strip Mills With Cycloconverters. IEEE Transactions on Industry Applications (vol. 55, issue 6, Nov.–Dec. 2019). IEEE, 2019, pp. 6643–6651. DOI: 10.1109/TIA.2019.2932966.

18. Muhammad Abdul Goffar Khan, Md. Abdul Malek, Md. Mahmudul Hasan. Experimental Analysis of Modified Single Phase Cycloconverter. 3rd International Conference on Electrical, Computer & Telecommunication Engineering (ICECTE). Rajshahi, Bangladesh: IEEE, 2019, pp. 113–116. DOI: 10.1109/ICECTE48615.2019.9303558.

19. Md. Shihab Uddin, Shuvra Prokash Biswas, Md. Kamal Hosain. A Single Phase to Single Phase Step-Down Cycloconverter for Variable Speed Drive Applications. IEEE Region 10 Symposium (TENSYMP). Dhaka, Bangladesh: IEEE, 2020, pp. 258–263. DOI:10.1109/TENSYMP50017.2020.9230912.

20. Fujin Deng, Jiehua Hou, Pengyuan Jiang, Hanlu Zhang, Kangshun Zhu, Yihua Hu. Modular Multilevel Converter and Cycloconverter Based Machine Drive Systems. The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Singapore: IEEE, 2020, pp. 5296 – 5301. DOI: 10.1109/IECON43393.2020.9255226.

21. Ibtissam Bessadet, Hamza Tedjini. The Performances of Hybrid Filter in Elimination of AC-AC Converters Harmonics Pollution. 6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC). Rabat, Morocco: IEEE, 2018. DOI: 10.1109/IRSEC.2018.8702849.

22. Zhengwang, Xu, Ruizhang, Zhang, Guozhuang, Jiang, Kun, Ke, Zhuoxin, Liu. Researching on Multiple "Phase Hopping" AC-AC Frequency Conversion Circuit. IEEE Access (Vol. 8). IEEE, 2020, pp. 167105–167112. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3022716.

23. Zabolev, R.Ya. Ventil'nye preobrazovateli chastoty s neposredstvennoy svyaz'yu i estestvennoy kommutatsiey. Diss. ... kand. tekhn. nauk [Valve frequency converters with direct connection and natural communication. Cand. tech. sci. diss.]. Novosibirsk, 1973. 173 p.

24. Grabovetskiy, G.V., Zabolev, R.Ya., Petrov, E.L. K voprosu rascheta garmonicheskogo sostava vykhodnogo napryazheniya NPCh pri nalichii kommutatsionnykh protsessov [On calculating harmonic composition of utput voltage of LUF in the presence of switching processes]. *Mezhvuzovskiy sbornik nauchnykh trudov «Preobrazovateľnaya tekhnika»* [Interuniversity scientific proceedings "Converter equipment"]. Novosibirsk: Izdateľstvo NETI, 1976, pp. 3–11.

25. Ivantsov, V.V. Razrabotka istochnika trekhfaznogo napryazheniya stabil'noy chastoty dlya pitaniya elektrooborudovaniya avtonomnogo ob"ekta. Diss. ... kand. tekhn. nauk [Development of three-phase voltage source of stable frequency to power electrical equipment of autonomous facility. Cand. tech. sci. diss.] Novosibirsk, 1983. 251 p.

O.G., 26. Grabovetskiy, G.V., Kuklin, Kharitonov, S.A. Neposredstvennye preobrazovateli estestvennoy kommutatsiey chastoty S dlya elektromekhanicheskikh sistem [Direct frequency converters with natural communication for electromechanical systems]. Novosibirsk: Izdatel'stvo NGTU, 2009. 318 p.

27. Kharitonov, S.A. *Elektromagnitnye protsessy* v sistemakh generirovaniya elektricheskoy energii dlya avtonomnykh ob"ektov [Electromagnetic processes in electrical energy generation systems for autonomous objects]. Novosibirsk: Izdatel'stvo NGTU, 2011. 536 p.

28. Korobkov, D.V. Analiz staticheskogo rezhima raboty SGEE tipa «MEG–NPCh s EK» dlya VEU s peremennoy chastotoy vrashcheniya vala vetroturbiny pri parallel'noy rabote s promyshlennoy set'yu [Analysis of static mode of operation of generation system of electric power of "MEG-LUF with EK" type for a wind turbine with variable speed of wind turbine shaft in parallel operation with industrial network]. *Tekhnichna elektrodinamika. Tematicheskiy vypusk. Silova*  elektronika ta energoefektivnist', Kiiv, 2004, part 3, pp. 62–67.

29. Korobkov, D.V., Kharitonov, S.A. Metodika analiza vnutrenney EDS invertora napryazheniya metodom pereklyuchayushchikh funktsiy [Technique to analyze internal EMF of voltage inverter using the method of switching functions]. *Nauchnyy vestnik NGTU*, 2010, no. 2, pp. 129–144.

30. Grabovetskiy, G.V., Korobkov, D.V., Kharitonov, S.A. Osobennosti raboty invertora napryazheniya v sisteme generirovaniya elektricheskoy energii letatel'nogo apparata [Specific performance features of voltage inverter in electric power generation system of aircraft]. *Doklady Akademii nauk vysshey shkoly Rossiyskoy Federatsii*, 2012, no. 1(18), pp. 69–79.

31. Vygodskiy, M.Ya. *Spravochnik po vysshey matematike* [Handbook of higher mathematics]. Moscow: Astrel', 2010. 703 p.

32. Kir'yanov, D.V. *Mathcad 15/Mathcad Prime* 1.0. Saint-Petersburg: BKhV-Peterburg, 2012. 432 p.

33. Korobkov, D.V. Raschet srednego skol'zyavykhodnogo toka neposredstvennogo shchego preobrazovatelya chastoty s estestvennoy kommutatsiey [Calculation of average sliding output current direct with of frequency converter natural RF 2020667836 commutation]. Svidetel'stvo gosudarstvennoy registratsii programmy dlya EVM, 2020.

34. Korobkov, D.V. Raschet manovennogo znacheniya i spektral'nyy analiz vnutrenney EDS odnofaznogo invertora napryazheniya s uchetom rezhimov preryvistykh tokov [Calculation of instantaneous value and spectral analysis of internal EMF of single-phase voltage inverter taking into account modes of intermittent currents]. Svidetel'stvo RF 2020613965 gosudarstvennoy registratsii 0 programmy dlya EVM, 2020.

35. Kharitonov, S.A., Luchkin, V.F. Voprosy parallel'noy raboty sistemy generirovaniya vetroenergeticheskoy ustanovki s promyshlennoy set'yu [Issues of parallel operation of generation system of wind power plant with industrial network]. *Tezisy dokladov nauchnoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem «Problemy elektrotekhniki»* [Proceedings of scientific conference with international participants "Issues of electrical engineering science"]. Novisibirsk, 1993, pp. 60–62.

36. Kharitonov, S.A., Korobkov, D.V. Prallel'naya rabota invertora na IJBT modulyakh s promyshlennoy set'yu [Parallel operation of inverter on IJBT modules with industrial network]. *Trudy IV Mezhdunarodnoy konferentsii «Aktual'nye problemy elektronnogo priborostroeniya» APEP–98 (APEIE-98). V 16 t., t. 7. Silovaya elektronika* [Proceedings of the IV International conference "Current issues of electronic instrumentation" APEP-98. In 16 vol., vol. 7. Power electronics]. Novosibirsk, 1998, pp. 72–73.