
ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 62-83
DOI: 10.17586/0021-3454-2020-63-5-417-428

СИЛОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С АКТИВНЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ ВЫСШИХ ГАРМОНИК ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

А. С. Анучин¹, В. И. Кульманов¹, Р. Стжелецки², Г. Л. Демидова³

¹Национальный исследовательский университет „МЭИ“, 111250, Москва, Россия

²Институт электротехники в Варшаве, Гдыня, Польша

³Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия

E-mail: demidova@itmo.ru

Представлены два алгоритма активной фильтрации для силового преобразователя с активным подавлением высших гармоник. Первый алгоритм основан на дискретном преобразовании Фурье: посредством синтезированной системы управления инвертированные измеренные высшие гармоники напряжения поступают на вход инвертора. Второй метод управления основан на алгоритме с использованием принципов самообучения, что значительно снижает потребность в вычислительных ресурсах. Активная фильтрация напряжения в обеих системах обеспечивает требуемое качество выходного напряжения с коэффициентом гармонических искажений менее 5 % во всем диапазоне нагрузок. Приведены результаты моделирования и экспериментального исследования преобразователя с синусным фильтром на выходе, разработанного для систем электроснабжения летательных аппаратов.

Ключевые слова: системы электроснабжения летательных аппаратов, дискретное преобразование Фурье, фильтрация высших гармоник, силовые преобразователи, силовые фильтры, самообучающийся регулятор, коэффициент гармонических искажений

Введение. Структура традиционной системы электроснабжения летательных аппаратов — это последовательное соединение электромеханических устройств, подключенных к реактивному двигателю и представляющих собой преобразователь постоянной частоты вращения (ППЧВ) и синхронный генератор (СГ) (рис. 1, а). Реактивный двигатель летательного аппарата выполняет функцию первичного источника энергии и вращается с переменной скоростью, следуя режимам движения самолета. ППЧВ представляет собой устройство, имеющее входной и выходной валы, а также систему стабилизации частоты вращения выходного вала. Назначение ППЧВ заключается в механическом преобразовании переменной скорости на входе устройства в постоянную скорость на его выходе для обеспечения вращения вала синхронного генератора с фиксированной скоростью. Как правило, ППЧВ бывают либо гидравлическими, либо воздушными и являются наиболее сложным, дорогостоящими и ненадежным звеном в электромеханической цепи преобразования мощности. Цена ППЧВ составляет около 80 % от общей стоимости генерирующего оборудования, а время, затрачиваемое на его техническое обслуживание, занимает около 80 % от общего времени [1].

В связи с достижениями в области силовой электроники предлагается отказаться от применения ППЧВ в системе и подключить синхронный генератор непосредственно к валу реактивного двигателя и внедрить дополнительный силовой электронный компонент — преобразователь частоты (ПЧ) с синусным фильтром. Согласно такой схеме, переменное напряжение разной частоты, создаваемое синхронным генератором, преобразуется силовой электронной схемой в выходное переменное напряжение с постоянной частотой, необходимой для работы электрооборудования летательного аппарата. Такой подход позволяет значительно повысить надежность и эффективность преобразования механической энергии в электрическую. Предложенная схема показана на рис. 1, б.

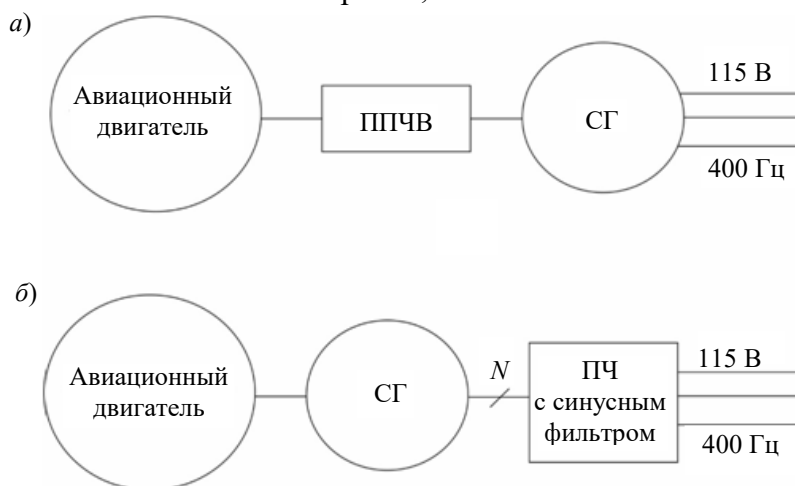


Рис. 1

Качество производимой преобразователем энергии должно соответствовать существующим стандартам*:

- способ включения: 3 линейных провода и 1 нейтральный провод;
- коэффициент гармонических искажений $K_{г.и} \leq 5\%$;
- амплитуда выходного напряжения: $1,31 \div 1,51$ В номинального напряжения;
- обеспечение заданных показателей качества при наличии в системе несбалансированной нелинейной нагрузки, такой как однофазный и трехфазный выпрямители.

Силовой преобразователь должен обладать максимальной удельной мощностью. Предложенная схема преобразователя частоты (рис. 2) обеспечивает трехфазный выход с нейтралью для питания электрических нагрузок бортового оборудования.

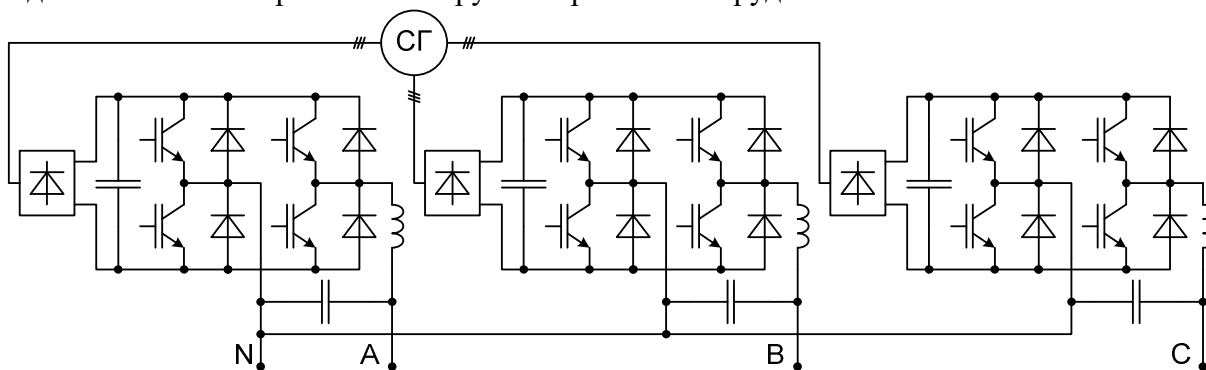


Рис. 2

Основные источники гармонических искажений в преобразователе частоты — мертвое время и нелинейное падение напряжения на синусоидальном фильтре (при нелинейной нагрузке). Стандартные методы компенсации мертвого времени [2, 3] в данном преобразователе

* ГОСТ Р 54073-2017. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии.

работают нестабильно из-за сильных пульсаций тока при прохождении через нуль, вызванных малой индуктивностью синусоидального фильтра.

Существующие способы управления преобразователем напряжения, описанные в работах [4—9], имеют существенные недостатки. Отсутствие нулевого провода в схемах преобразователей противоречит требованиям стандарта. Пространственная векторная ШИМ, рассмотренная в [4, 5], не применима для предложенной схемы преобразователя частоты. Синусоидальные фильтры с большой индуктивностью, приведенные в [4, 7] значительно увеличивают вес преобразователя. Предложенные в этих работах решения требуют использования мощных процессоров с тактовой частотой 1 ГГц, что приводит к значительным затратам вычислительных ресурсов центрального процессора управления (ЦПУ). При использовании микроконтроллера серии Motor Control (который имеет все необходимые периферийные устройства и является относительно дешевым) эти решения не могут быть реализованы. В работах [6—8] рассматривается производная напряжения обратной связи, что может вызвать нестабильность системы из-за помех в аналоговом сигнале.

Для решения указанных проблем была разработана система управления с коррекцией высших гармоник на основе цифрового преобразования Фурье.

В связи с тем, что управление напряжением каждой фазы преобразователя осуществляется независимо от других фаз, целесообразно при имитационном моделировании рассматривать работу только одной фазы (рис. 3), при этом полученные физические процессы характеризуют работу других фаз.

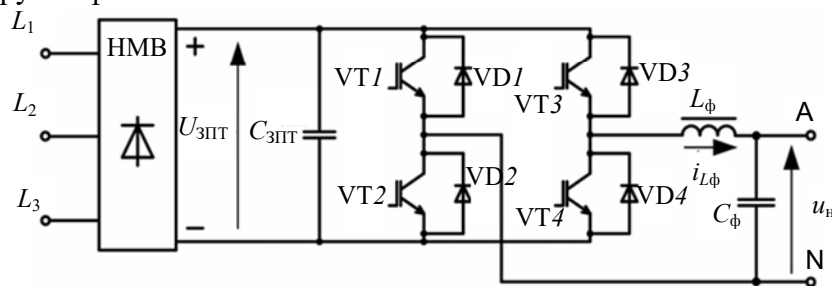


Рис. 3

Многофазный синхронный генератор с переменной скоростью вращения, приводимый в движение реактивным авиационным двигателем, подключен к преобразователю частоты. Каждая фаза преобразователя состоит из трехфазного неуправляемого мостового выпрямителя (HMB), который питает конденсатор фильтра звена постоянного тока ($C_{зпт}$) и однофазный инвертор на основе IGBT-транзисторов (VT1—VT4), преобразующий постоянное напряжение в синусоидальное с амплитудой 115 В и частотой 400 Гц, пульсации ШИМ фильтруются выходным синусным фильтром. Наличие пульсаций ШИМ высших гармоник в связи с мертвым временем и нелинейной нагрузкой инвертора существенно искажает выходное напряжение. Для удовлетворения требований к качеству напряжения выходное напряжение инвертора следует фильтровать с помощью как аппаратных, так и программных средств. Синусный фильтр с частотой среза около 1/4 несущей частоты используется для подавления пульсаций ШИМ, возникающих при коммутации. Программный алгоритм измеряет напряжение предыдущего периода основной частоты и изменяет закон управления, устраняя высшие гармоники в выходном напряжении посредством синусного фильтра.

Модель преобразователя частоты. Моделирование проводилось в среде Simulink MatLab. Модель преобразователя состоит из двух основных частей: силовой части и блока системы управления. Здесь рассматривается модель силовой схемы, состоящая из генератора переменного тока с амплитудой 190 В и частотой 1500 Гц и преобразователя частоты (рис. 4, а). Для измерения сигналов обратной связи системы управления в схему включены датчики тока и напряжения.

Частота ШИМ инвертора составляет 25,6 кГц, что в 64 раза выше основной частоты системы электропитания летательного аппарата — 400 Гц. Кратность очень важна в алгоритмах коррекции высших гармоник.

В модели учитываются пульсации выпрямленного напряжения реального преобразователя частоты. Измеренное напряжение звена постоянного тока ($U_{ЗПТ}$) используется системой управления в качестве обратной связи для алгоритма компенсации пульсаций: когда скважность рассчитана, ее значение делится на значение измеренного напряжения $U_{ЗПТ}$ (см. рис. 4, а). Работа АЦП микроконтроллера имитируется блоком экстраполятора нулевого порядка. Данные, полученные от датчиков тока (AI1) и напряжения (PVI), поступают на микроконтроллер с частотой выборки, равной периоду ШИМ. Значение заданного напряжения инвертора вычисляется программными средствами системы управления в блоке S-function, а скважность рассчитывается с использованием математических элементов библиотеки Simulink. Генератор ШИМ (PWM generator) преобразует числовые значения скважности в широтно-импульсные сигналы с добавлением мертвого времени. Широтно-импульсные сигналы поступают на управляющие входы IGBT-ключей инвертора, как показано на рис. 4, б).

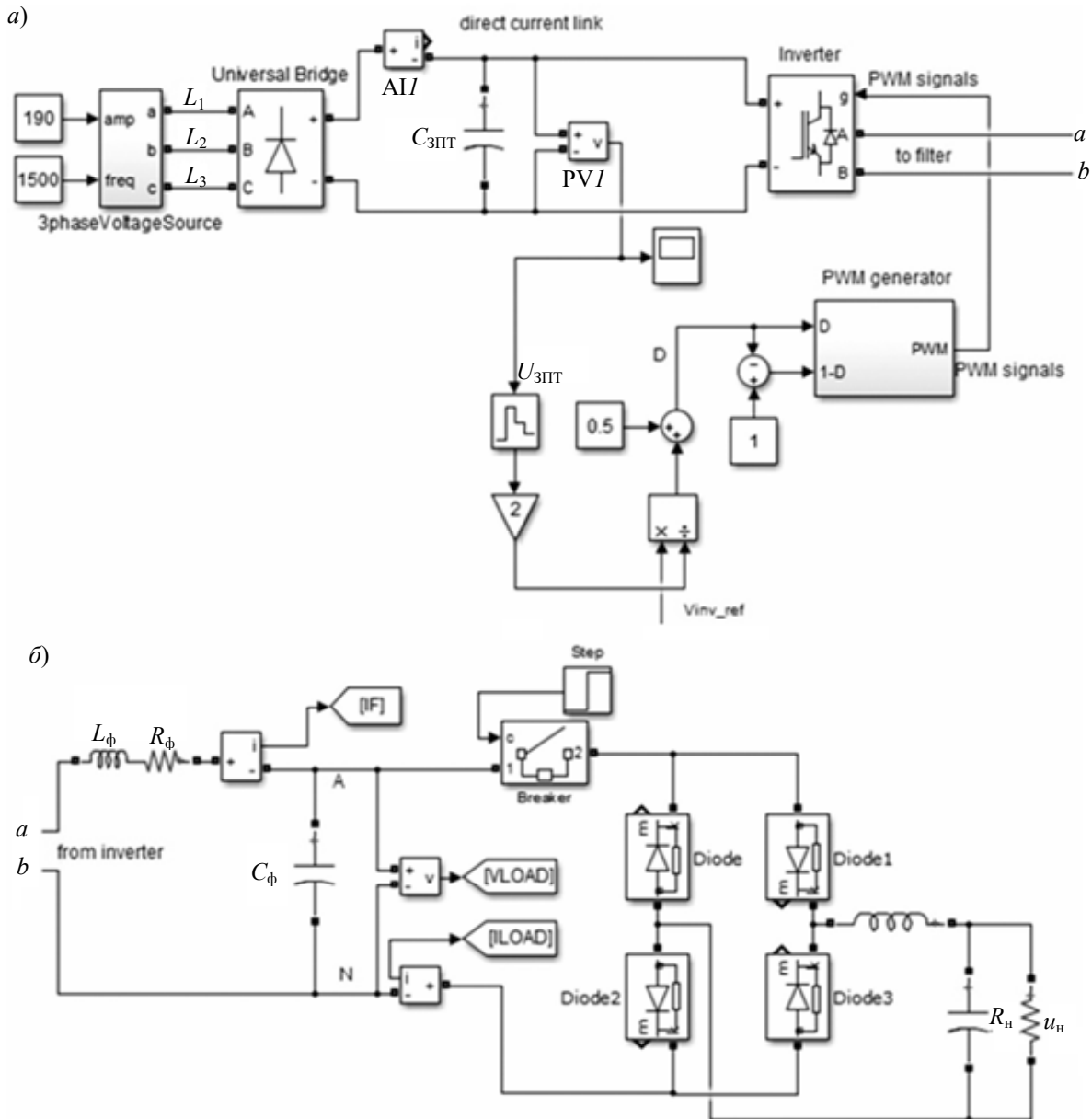


Рис. 4

Длительность мертвого времени в 2,5 мкс, достаточная для современных IGBT-ключей с номинальным напряжением 600 В, является, однако, сильным возмущающим фактором для выходного напряжения из-за высокой несущей частоты. На первом этапе была смоделирована разомкнутая система управления без какой-либо коррекции гармоник, чтобы оценить величину гармонических искажений выходного напряжения. Временные характеристики выходного напряжения (а также его первая гармоника), тока дросселя фильтра и коэффициента гармонического искажения представлены на рис. 5.

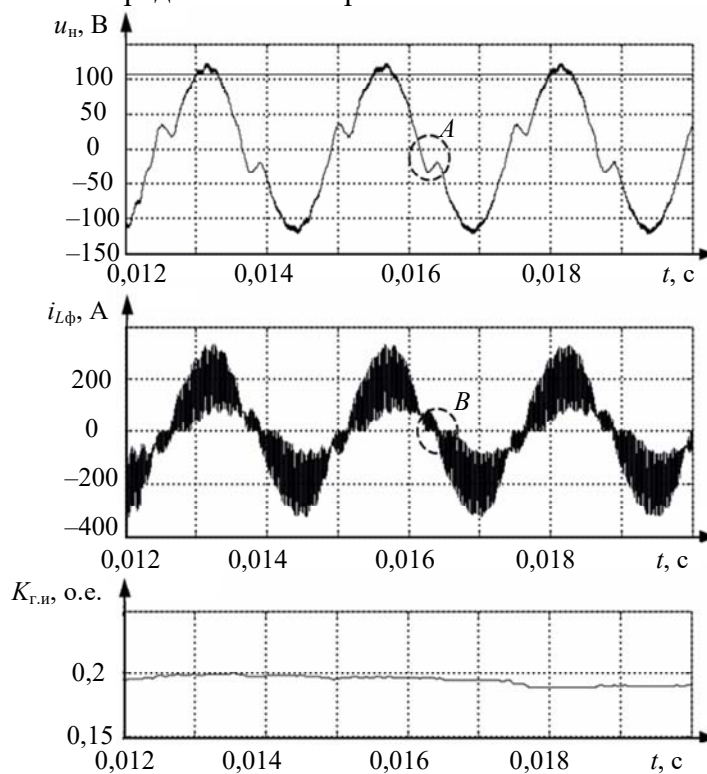


Рис. 5

Как показывает анализ графиков, выходное напряжение искажено вследствие разницы между рассчитанной и реальной скважностью, что обусловлено в основном мертвым временем инвертора. Этот эффект наиболее заметен в областях *A* и *B*, где $i_{L\phi} = 0$. Такое сильное влияние мертвого времени объясняется высоким отношением длительностей мертвого времени и периода ШИМ: длительность мертвого времени 2,5 мкс составляет 6,4 % периода ШИМ на выбранной частоте 25,6 кГц. Высокая частота несущей необходима для правильной модуляции напряжения нагрузки с частотой 400 Гц, а также для снижения размеров выходного фильтра.

Коэффициент гармонических искажений достигает почти 20 % (см. рис. 5), что абсолютно неприемлемо для бортовой системы электроснабжения. Согласно стандарту для систем электроснабжения летательных аппаратов, значение $K_{г.н}$ не должно превышать 5 % для линейной нагрузки и 8 % — для нелинейной.

Для модернизации системы управления следует использовать программный алгоритм коррекции формы выходного напряжения, а для подавления высших гармоник (3-й, 5-й, 7-й и т. д.) в напряжении нагрузки — алгоритм коррекции.

Система управления, основанная на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ). Коррекция высших гармоник достигается путем их оценки и инъекции в кривую заданного значения напряжения с противоположной фазой. Таким образом, напряжение нагрузки будет иметь синусоидальную форму. Составляющие высших гармоник оцениваются с использованием ДПФ для измеренного выходного напряжения преобразователя. Алгоритм дискретного

преобразования Фурье может быть выполнен в режиме реального времени с использованием современных микроконтроллеров для управления электроприводами. Входными данными программного блока ДПФ является значение измеренного напряжения, где для него рассчитывается ряд Фурье. Таким образом, на выходе блока ДПФ формируется последовательность амплитуд гармонических составляющих. Структурная схема системы управления на основе ДПФ с компенсацией высших гармоник приведена на рис. 6.

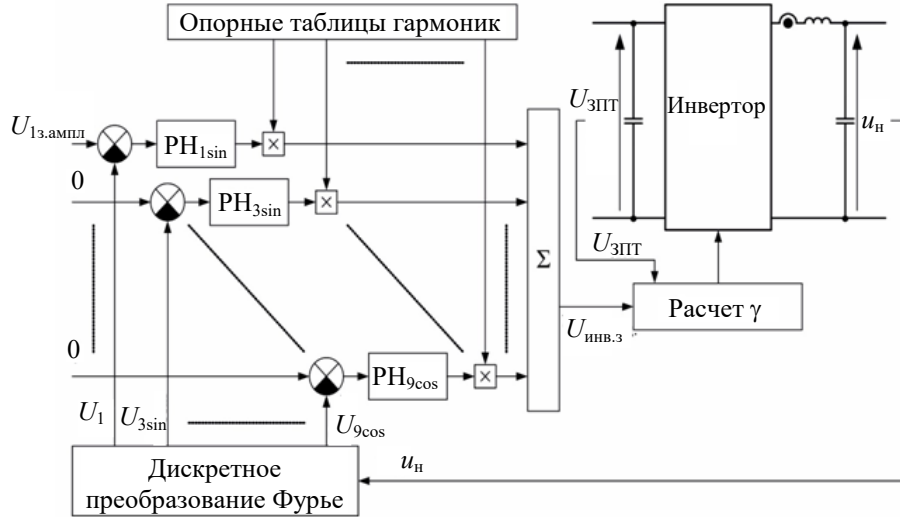


Рис. 6

Дискретное преобразование Фурье описывается следующими уравнениями:

$$U_{n.\cos} = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N u_n(i) \cdot \cos\left(n \frac{1}{N} 2\pi\right);$$

$$U_{n.\sin} = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N u_n(i) \cdot \sin\left(n \frac{1}{N} 2\pi\right),$$

где $U_{n.\cos}$, $U_{n.\sin}$ — синусные и косинусные составляющие каждой n -й гармоники; N — выборка значений измеренного напряжения u_n за один полный период основной гармоники.

Значения синусов и косинусов для компенсируемых гармоник, предварительно рассчитанные для оптимизации системы управления, хранятся в памяти микроконтроллера в виде таблицы. В конце периода основной частоты накопленные суммы N произведений выборок u_n и значения табличных синусов и косинусов численно равны соответствующим величинам гармоник. Задача системы управления — поддержание номинального значения основной гармоники и снижение наиболее значимых верхних гармоник до нуля (в данном случае максимальное искажение вызывают нечетные высшие гармоники от 3-й до 9-й). Таким образом, суммы ДПФ должны быть рассчитаны для синусной составляющей основной гармоники и синусных и косинусных составляющих высших гармоник.

Полученные на выходе блока ДПФ значения гармоник (U_1 , $U_{3\cos}$, $U_{3\sin}$, ..., $U_{9\cos}$, $U_{9\sin}$ на рис. 6) используются для расчета требуемых амплитуд, значения которых являются составляющими сигнала управления напряжением. Для расчета этих составляющих используется массив обычных интегральных регуляторов ($PH_{1\sin}$... $PH_{9\cos}$). Рассчитанные амплитуды гармоник поступают на входы цепи отрицательной обратной связи интегральных регуляторов. Значение $U_{13.\text{ампл}}$ поступает на вход регулятора основной гармоники, а напряжения остальных регуляторов гармоник приравниваются к нулю. Заданное напряжения инвертора $u_{инв.3}$ — есть сумма гармоник, умноженных на соответствующие выходные сигналы интегрального регулятора, которая затем используется для расчета скважности γ силовых ключей инвертора.

Таким образом, выполняется коррекция формы выходного напряжения путем введения высших гармоник с противоположной фазой.

Рассмотренный выше метод управления обеспечивает хорошее качество выходного напряжения, но имеет, однако, существенный недостаток — высокие требования к производительности микроконтроллера. В результате реализовать этот метод возможно для первых 9 гармоник только после глубокой оптимизации программного кода, включая программирование на ассемблере, несмотря на использование одного из лучших микроконтроллеров с частотой 150 МГц фирмы „Texas Instruments“.

Система управления с самообучением. Хорошо себя зарекомендовали методы управления с самообучением [9—15], позволяющие снизить требования к вычислительной способности микроконтроллера. Так, в работе [9] приведен метод самообучения с компенсацией задержек путем коррекции с опережением по фазе. В [10] представлены методы проектирования регулятора с обратной связью, позволяющие устранять гармонические пульсации ШИМ, во-первых, путем коррекции нулевой амплитуды и фазы, что обеспечивает оптимальную компенсацию в низкочастотном диапазоне при сохранении хорошей устойчивости системы на высоких частотах, и, во-вторых, путем коррекции с опережением и отставанием по фазе, что позволяет повысить стабильность системы управления, не снижая точность отслеживания на низких частотах. Приведенный в работе [11] обзор показывает, что существуют косвенные и прямые методы введения принципов самообучения в контур управления. Для устранения периодических гармонических колебаний хорошо зарекомендовал себя метод частотного управления с использованием контуров управления с запоминанием предыдущего шага [12]. Алгоритмы „мягкого“ переключения ключей преобразователя на базе фазовых сдвигов рассмотрены в работах [13, 14], в [15] приведен метод синтеза преобразователя с применением алгоритма регулирования фазового сдвига.

Основной принцип работы системы управления с самообучением заключается в следующем: выходное напряжение в каждой точке ($i = 0 \dots 63$) следующего ($k + 1$) периода основной гармоники корректируется с использованием результата измерения в очередной точке текущего (k) периода. Другими словами, для каждого кванта времени внутри периода существует собственный интегральный регулятор. Таким образом, если известно, что напряжение в точке i в предыдущем основном периоде меньше желаемого значения, то следует увеличить заданное значение напряжения инвертора в точке i в текущем периоде основной гармоники и наоборот.

Однако на практике существуют проблемы, связанные со сходимостью процесса управления в преобразователе. Первая проблема возникает вследствие задержки, обусловленной временем обработки сигнала АЦП и временем отклика инвертора на приложенный управляющий сигнал. В результате если заданное значение напряжения инвертора изменяется в точке i , выходное напряжение изменится где-то в точке $i + n$. В таком преобразователе частоты задержка зависит, главным образом, от периода ШИМ.

Предложенная для компенсации задержек идея коррекции с опережением по фазе [9] состоит в том, чтобы заданное значение напряжения инвертора в точке i „взять“ из „будущего“ выхода регулятора — в точке $i + n$. Схема системы управления на основе периодического регулятора приведена на рис. 7.

Кратко рассмотрим принцип работы системы управления. В точке i текущего периода с номером k значение измеренного напряжения u_n вычитается из i -го заданного значения $u_{н.з.}$. Полученная ошибка $\delta_{u[k]}$ подается на вход регулятора. Заданное значение напряжения инвертора $u_{инв.з_i[k]}$ в следующем периоде в точке i регистрируется на выходе n регулятора при $i + n$. Задержка n задается в периодах ШИМ и равна 2: период ШИМ для обработки сигнала АЦП, плюс период ШИМ для отклика инвертора. Периодический регулятор представлен

в виде массива интеграторов, где T — период основной гармоники, а T_0 — величина упреждения. В дискретном виде упреждение задается в периодах ШИМ ($T_{\text{ШИМ}}$): $T_0 = n \cdot T_{\text{ШИМ}}$.

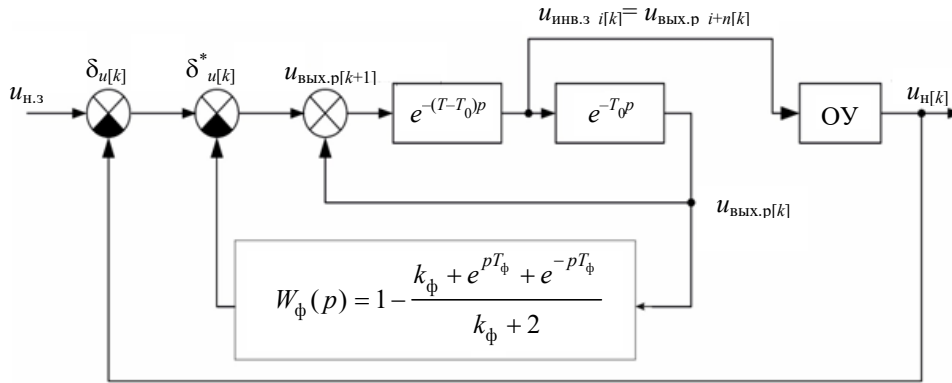


Рис. 7

Другая проблема — медленное расхождение процесса в высокочастотной области одновременно с быстрой сходимостью процесса в низкочастотной области. Для решения этой проблемы используется параллельная коррекция с цифровым фильтром [10], имеющим передаточную функцию $W_{\phi}(p)$ с коэффициентом передачи k_{ϕ} и временной составляющей T_{ϕ} . Преобразование передаточной функции фильтра в дискретную область и разностное уравнение имеют следующий вид:

$$Y(p) = X(p) \frac{2}{k_{\phi} + 2} - X(p) \frac{e^{-pT_{\phi}}}{k_{\phi} + 2} - X(p) \frac{e^{+pT_{\phi}}}{k_{\phi} + 2};$$

$$y[k] = \frac{2}{k_{\phi} + 2} y[k] - \frac{1}{k_{\phi} + 2} (x[k] \cdot z^{-1} + x[k] \cdot z^{+1}),$$

$$y[k] = \frac{2}{k_{\phi} + 2} y[k] - \frac{1}{k_{\phi} + 2} (x[k - 1] + x[k + 1]).$$

Модель системы управления содержит блок задания синусоидального напряжения, датчик выходного напряжения и реализованную в блоке S -функции систему управления, вычисляющую значение заданного напряжения.

Регуляторы системы управления обрабатываются и загружаются в микроконтроллер в конце периода ШИМ. Для обработки доступно максимум 5859 тактов ЦПУ с тактовой частотой микроконтроллера 150 МГц и частотой ШИМ 25,6 кГц. Система управления на базе самообучающегося регулятора содержит всего несколько быстрых операций и не превышает 100 тактов ЦПУ. Это намного меньше, чем вычислительные затраты на некоторые обслуживающие функции программных средств микроконтроллера. Кроме того, самообучающийся алгоритм не выполняет вычислений при обработке прерывания АЦП, в отличие от алгоритма с ДПФ. Прерывание АЦП в четыре раза чаще, чем прерывание ШИМ, и доступное для его обработки время в четыре раза меньше, чем при прерывании ШИМ (1464 такта).

Результаты экспериментов. Результаты имитационного моделирования преобразователя, работающего с использованием предложенных алгоритмов управления, приведены на рис. 8, 9: *a* — для системы с ДПФ, *b* — для системы с самообучением. Параметры RL-нагрузки соответствуют активной мощности 60 кВт при $\cos \phi = 0,8$. Оба решения сравниваются по двум основным параметрам — основной гармонике выходного напряжения и коэффициенту гармонических искажений; для более удобной визуализации на графиках предусмотрены дополнительные параметры — амплитуда первой гармоники напряжения и ток нагрузки. Согласно результатам моделирования, общее гармоническое искажение не превышает 4 % при всех возможных условиях работы. Производительность системы управления с самообучением

не уступает системе на основе ДПФ. Коррекция высших гармоник на основе системы с самообучением немного более точна, поскольку не ограничена определенным набором гармоник, т.е. подавляет искажения из всех возможных источников. Все параметры качества электрической энергии соответствуют требованиям стандарта.

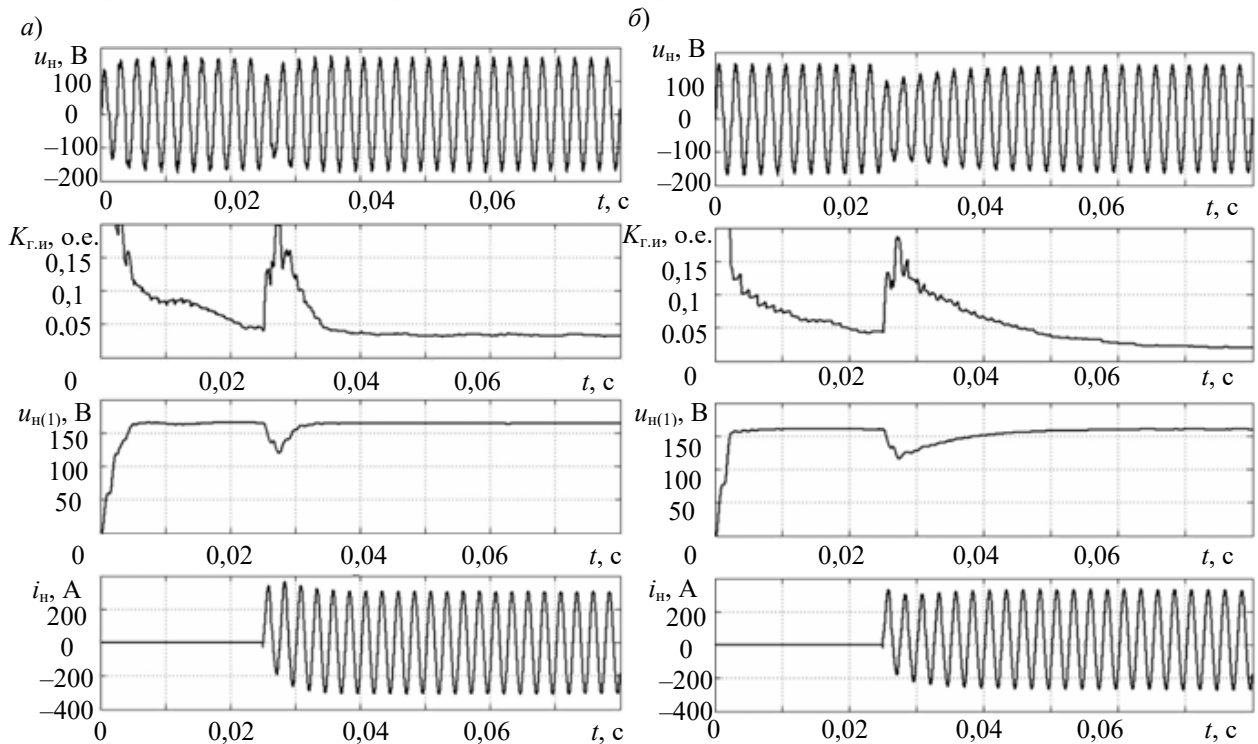


Рис. 8

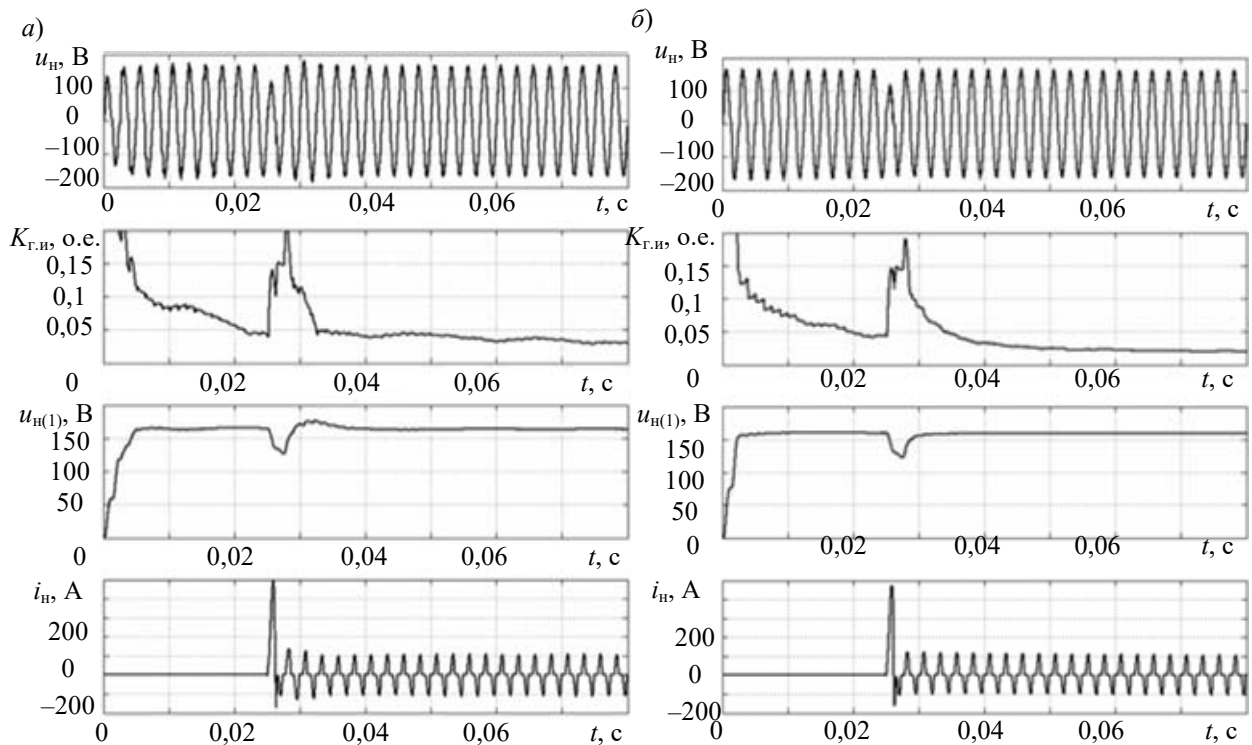


Рис. 9

Графики напряжения и тока нагрузки при работе на однофазный выпрямитель (25 % нагрузки от номинальной мощности) показывают, что система управления на основе самообучения (рис. 10, б) способна устранить некоторые небольшие высокочастотные искажения, которые не подавляются системой управления на основе ДПФ (рис. 10, а).

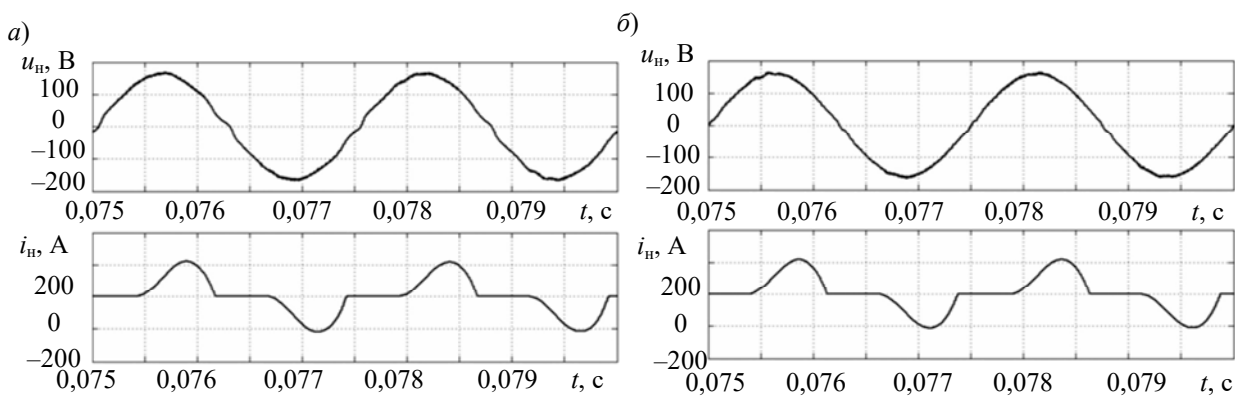


Рис. 10

Заключение. Предложенные алгоритмы, основанные на дискретном преобразовании Фурье и методах самообучения, позволяют отказаться от дорогостоящего преобразователя постоянной частоты вращения в бортовой системе электроснабжения летательных аппаратов и провести полную модернизацию системы с помощью электрического преобразователя частоты вместо гидромеханического, используемого в настоящее время. Показано, что метод управления, основанный на ДПФ, предъявляет высокие требования к вычислительной способности микроконтроллера, метод же управления преобразователем с самообучением позволяет снизить вычислительные затраты. Разработанные преобразователь и системы управления обеспечивают гармонические искажения не более 4 % во всех режимах работы. Система обрабатывает наброс и сброс нагрузки в пределах установленного стандартом времени, и выход на установившейся режим занимает не более пяти периодов основной частоты.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 8.8313.2017/БЧ).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сундеев И. М. Савелов А. А. Системы электроснабжения воздушных судов: Учебник для вузов. М: Транспорт, 1990. 296 с.
2. Chen L., Peng F. Z. Dead-time elimination for voltage source Inverters // IEEE Transact. Power Electronics. 2008. Vol. 23, N 2. P. 574—580. DOI: 10.1109/TPEL.2007.915766.
3. Jeong S.-G., Park M.-H. The analysis and compensation of deadtime effects in PWM inverters // IEEE Transact. Industrial Electronics. 1991. Vol. 38, N 2. DOI: 10.1109/41.88903.
4. Piasecki S., Jasinski M., Rafal K., Korzeniewski M., Milicua A. Higher harmonics compensation in grid-connected PWM converters for renewable energy interface and active filtering // Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Rev.). 2011. Vol. 78, N 6. P. 85—90,
5. Piasecki S., Jasiński M., Wrona G., Chmielak W. Robust control of grid connected AC-DC converter for distributed generation // Proc. of the 38th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2012), Montreal, QC, Canada. 2012. P. 5844—5879. DOI: 10.1109/IECON.2012.6389129.
6. Kulka A., Undeland T., Vazquez S., Franquelo L. G. Stationary frame voltage harmonic controller for standalone power generation // Proc. European Conf. on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, 2—5 Sept. 2007. P. 1—10. DOI: 10.1109/EPE.2007.4417483.
7. Micallef A., Apap M., Spiteri-Staines C., Guerrero J. M. Selective virtual capacitive impedance loop for harmonic voltage compensation in islanded MicroGrids // Proc. of the 39th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013), Vienna, Austria. 2013. P. 7968—7973. DOI: 10.1109/IECON.2013.6700464.
8. Micallef A., Apap M., Spiteri-Staines C., Guerrero J. M., Vasquez J. C. Reactive power sharing and voltage harmonic distortion compensation of droop controlled single phase islanded microgrids // IEEE Transact. Smart Grid. 2014. Vol. 5, N 3. P. 1149—1158. DOI: 10.1109/TSG.2013.2291912.

9. Никольский, А. А. Точные самообучающиеся электроприводы станков некруглого точения. М.: Адвансед солюшнз, 2016. 219 с.
10. Chen S., Lai Y. M., Tan S.-C., Tse C. K. Optimal design of repetitive controller for harmonic elimination in PWM voltage source inverters // Proc. of the 29th Intern. Telecommunications Energy Conf. (INTELEC 2007), Rome, Italy, 30 Sept.—4 Oct. 2007. P. 236—241. DOI: 10.1109/INTLEC.2007.4448774.
11. Wan Y., Gao F., Doyle F. J. Survey on iterative learning control, repetitive control, and run-to-run control // J. of Process Control. 2009. Vol. 19, N 10. P. 1589—1600. DOI: 10.1016/j.jprocont.2009.09.006.
12. Steinbuch M. Repetitive control for systems with uncertain periodtime // Automatica. 2002. Vol. 38, N 12. P. 2103—2109. DOI: 10.1016/S0005-1098(02)00134-6.
13. Yaqoob M., Loo K. H., Yuk Ming Lai. A four-degrees-of-freedom modulation strategy for dual-active-bridge series-resonant converter designed for total loss minimization // IEEE Transact. on Power Electronics. 2019. Vol. 34, N 2. P.1065—1081. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2865969.
14. Yiu Pang Chan, Loo K. H., Muhammad Yaqoob, Lai Y. M. A structurally reconfigurable resonant dual-active-bridge converter and modulation method to achieve full-range soft-switching and enhanced light-load efficiency // IEEE Transact. on Power Electronics. 2019. Vol. 34, N 5. P.4195—4207. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2862879.
15. Akif Zia Khan, Loo K. H., Yuk Ming Lai. Design, analysis, and performance characterization of dual-active-bridge DC–DC converter utilizing three-phase resonant immittance network // IEEE Transact. on Power Electronics. 2019. Vol. 34, N 2. P.1159—1180. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2833744.

Сведения об авторах

Алексей Сергеевич Анучин

— д-р техн. наук, доцент; НИУ „МЭИ“, кафедра автоматизированного электропривода; E-mail: anuchin.alecksey@gmail.com

Василий Игоревич Кульманов

— канд. техн. наук; НИУ „МЭИ“, кафедра автоматизированного электропривода; инженер; E-mail: anuchin.alecksey@gmail.com

Рышард Стжелецки

— д-р техн. наук, профессор; Институт Электротехники в Варшаве, кафедра силовой электроники и электрических машин; E-mail: ryszard.strzelecki@pg.edu.pl

Галина Львовна Демидова

— канд. техн. наук; Университет ИТМО; факультет компьютерных технологий и управления; E-mail: demidova@itmo.ru

Поступила в редакцию
10.02.2020 г.

Ссылка для цитирования: Анучин А. С., Кульманов В. И., Стжелецки Р., Демидова Г. Л. Силовой преобразователь с активным подавлением высших гармоник для систем электроснабжения летательных аппаратов // Изв. вузов. Приборостроение. 2020. Т. 63, № 5. С. 417—428.

POWER CONVERTER WITH ACTIVE SUPPRESSION OF HIGHER HARMONICS FOR AIRCRAFT POWER SUPPLY SYSTEMS

A. S. Anuchin¹, V. I. Kulmanov¹, R. Strzelecki², G. L. Demidova³

¹ National Research University „Moscow Power Engineering Institute“, 111250, Moscow, Russia

² Electrotechnical Institute in Warsaw, Gdynia, Poland

³ ITMO University, 197101, St. Petersburg, Russia

E-mail: demidova@itmo.ru

Two active filtering algorithms for a power converter with active suppression of higher harmonics are presented. The first algorithm is based on the discrete Fourier transform: by means of a synthesized control system, the inverted measured higher voltage harmonics are fed to the input of the inverter. The second control method is based on an algorithm using the principle of self-learning, which significantly reduces the need for computing resources. Active voltage filtering in both systems provides the required output voltage quality with a harmonic distortion factor of less than 5% over the entire load range. Results of modeling and experimental investigation of a power converter for aircraft power supply with a sine-filter at the output are presented.

Keywords: aircraft power supply systems, discrete Fourier transform, filtering of higher harmonics, power converters, power filters, self-learning regulator, harmonic distortion coefficient

REFERENCES

1. Sineyev I.M. Savelov A.A. *Sistemy elektrosnabzheniya vozdushnykh sudov* (Aircraft Power Systems Moscow), 1990, 296 p. (in Russ.)
2. Chen L., Peng F.Z. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, no. 2(23), pp. 574–580, DOI: 10.1109/TPEL.2007.915766.
3. Jeong S.-G., Park M.-H. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1991, no. 2(38), April, DOI: 10.1109/41.88903.
4. Piasecki S., Jasinski M., Rafal K., Korzeniewski M., Milicua A. *Przeglad Elektrotechniczny* (Electrical Review), 2011, no. 6(78), pp. 85–90.
5. Piasecki S., Jasiński M., Wrona G., Chmielak W. *IECON 2012, 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, Montreal, QC, Canada, pp. 5844–5879, DOI: 10.1109/IECON.2012.6389129.
6. Kulka A., Undeland T., Vazquez S., Franquelo L.G. *Proceedings European Conf. on Power Electronics and Applications*, September 2–5, 2007, Aalborg, Denmark, pp. 1–10, DOI: 10.1109/EPE.2007.4417483.
7. Micallef A., Apap M., Spiteri-Staines C., Guerrero J.M. *IECON 2013, 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria, 2013, pp. 7968–7973, DOI: 10.1109/IECON.2013.6700464.
8. Micallef A., Apap M., Spiteri-Staines C., Guerrero J.M., Vasquez J.C. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2014, no. 3(5), pp. 1149–1158, DOI: 10.1109/TSG.2013.2291912.
9. Nikol'skiy A.A. *Tochnyye samoobuchayushchiesya elektroprivody stankov nekruglogo tocheniya* (Precise Self-Learning Electric Drives for Non-Circular Turning Machines), Moscow, 2016, 219 p. (in Russ.)
10. Chen S., Lai Y.M., Tan S.-C., Tse C.K. *Proceedings of the 29th Intern. Telecommunications Energy Conf. INTELEC 2007*, Rome, Italy, September 30–October 4, 2007, pp. 236–241, DOI: 10.1109/INTLEC.2007.4448774.
11. Wan Y., Gao F., Doyle F.J. *Journal of Process Control*, 2009, no. 10(19), pp. 1589–1600, DOI: 10.1016/j.jprocont.2009.09.006.
12. Steinbuch M. *Automatica*, 2002, no. 12(38), pp. 2103–2109, DOI: 10.1016/S0005-1098(02)00134-6.
13. Yaqoob M., Loo K.H., Yuk Ming Lai, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, no. 2(34), pp. 1065–1081, DOI: 10.1109/TPEL.2018.2865969.
14. Yiu Pang Chan, Loo K.H., Yaqoob M., Lai Y.M. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, no. 5(34), pp. 4195–4207, DOI: 10.1109/TPEL.2018.2862879.
15. Akif Zia Khan, Loo K.H., Yuk Ming Lai, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, no. 2(34), pp. 1159–1180, DOI: 10.1109/TPEL.2018.2833744.

Data on authors

Alexey A. Anuchin	— Dr. Sci., Associate Professor; National Research University „MPEI“, Department of Electric Drives; E-mail: anuchin.alecksey@gmail.com
Vasily I. Kulmanov	— PhD; National Research University „MPEI“, Department of Electric Drives; Engineer; E-mail: anuchin.alecksey@gmail.com
Ryszard Strzelecki	— Dr. Sci., Professor; Electrotechnical Institute in Warsaw, Department of Power Electronics and Electrical Machines; E-mail: ryszard.strzelecki@pg.edu.pl
Galina L. Demidova	— PhD; ITMO University; Faculty of Control Systems and Robotics; E-mail: demidova@itmo.ru

For citation: Anuchin A. S., Kulmanov V. I., Strzelecki R., Demidova G. L. Power converter with active suppression of higher harmonics for aircraft power supply systems. *Journal of Instrument Engineering*. 2020. Vol. 63, N 5. P. 417–428 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2020-63-5-417-428