Реализация и испытания новой перспективной системы генерации электроэнергии переменного тока для воздушных судов

Design and Tests of Novel AC Generation System for Aircrafts

к.т.н. Анучин А.С., Беляков Ю.О., Габидов А.А., д.т.н. Козаченко В.Ф., Кульманов В.И., д.т.н. Остриров В.Н.

Alecksey Anuchin, Yuriy Beliakov, Andrew Gabidov, Vladimir Kozachenko, Vasiliy Kulmanov, Vadim Ostrirov

ФГБОУ ВПО «Национальный исследовательский университет «МЭИ»

"Moscow Power Engineering Institute"

В статье рассматриваются вопросы проектирования и испытаний системы управления преобразователя частоты для системы электроснабжения переменного тока воздушных судов. Показаны топологии возможных силовых схем и обоснован выбор схемы с тремя изолированными мостовыми преобразователями. Для выбранной схемы представлена функциональная схема системы управления и компенсации искажений, вносимых в выходное напряжение инвертором, нагрузкой и синусным фильтром. Рассмотрены практические аспекты программной реализации системы управления и низкоуровневой оптимизации кода для обеспечения требуемого времени выполнения алгоритма регулирования. Приведены результаты испытаний без компенсации гармоник и с выборочной компенсацией заданных гармоник. Для режимов номинальной нагрузки и нелинейной нагрузки приведены форма и спектральный состав выходного напряжения.

This paper deals with the design and tests of the aircraft AC power supply converter control system. The possible topologies of power converters are shown and the appropriate topology with three independent half-bridge inverters is justified. The control scheme with inverter non-idealities and non-linear load compensation for selected topology is presented. The practical as-

pects of the control system software design are shown and low lever code optimization to decrease computation time of the control algorithm is presented. The test results without and with selected harmonic compensation are shown. The form of the voltage and its spectrum are given for full load and non-linear load.

Ключевые слова:

система электроснабжения воздушного судна, преобразователь, синусный фильтр, компенсация гармонических искажений, система управления

aircraft power supply system, power converter, sine-filter, harmonic distortion compensation, control system.

Введение

Кафедра автоматизированного электропривода имеет большой опыт разработки не только электроприводов, но и силовой преобразовательной техники для различных применений — это транзисторные источники для сталеплавильных электродуговых печей (400 В, 9000 А постоянного тока), для вакуумных дуговых печей (25 В, 3000 А постоянного тока), источники питания собственных нужд вагонов метро и железных дорог. Поэтому задача разработки стабилизированного источника питания переменного тока для воздушных судов вызвала большой интерес.

В авиационной технике традиционно применяется система электроснабжения переменного тока частотой 400 Гц, как имеющая оптимальное соотношение мощности к массе электромеханических преобразователей энергии. Для выработки энергии используется генератор постоянной частоты вращения, который в свою очередь приводится во вращение от гидромеханического преобразователя частоты, выполненного подобно гидромеханическим АКПП автомобилей. Сам гидромеханический преобразователь частоты приводится во вращение авиационным двигателем. Основными недостатками такой схемы являются низкий КПД и низкая надежность гидромеханического преобразования. Так,

стоимость преобразователя составляет около 80% стоимости всей системы электроснабжения и требует 80% от общего времени обслуживания [1, 2].

С появлением высокочастотных транзисторов и модулей на их основе типа Hybrid-PACK2 [3], разработанных специально под жидкостное охлаждение, появилась возможность применить схему «генератор непостоянной частоты вращения – выпрямитель – инвертор – синусный фильтр» в замен имеющейся при тех же массогабаритных показателях, но с существенно более высоким КПД по сравнению с гидромеханической схемой стабилизации частоты.

Качество выходного напряжения регламентируется ГОСТР 54073-2010 [4]. Это ошибка в фазировке между фазными напряжениями не более 2°, коэффициент гармонических искажений не более 5%, амплитуда должна находиться в диапазоне от 1,31 до 1,51 от заданного действующего значения, возможность работы с несимметричной нагрузкой, выпрямительной нагрузкой и при обрыве одной из фаз. Таким образом, инвертор преобразователя в обязательном порядке должен иметь выходной синусный фильтр, а система управления должна иметь активную компенсацию искажений выходного напряжения, вызванную нелинейностями инвертора (падение на ключевых элементах и «мертвое» время) и нелинейностью нагрузки.

Среди рассмотренных вариантов схемотехнических решений были:

- трехфазный мостовой инвертор с нулевой точкой на выпрямителе (рис. 1а);
- матричный транзисторный преобразователь (рис. 1б);
- трехуровневый инвертор с нулевой точкой на емкостном делителе (рис. 1в);
- три мостовых инвертора с индивидуальным питанием и соединением в звезду (рис. 1г).

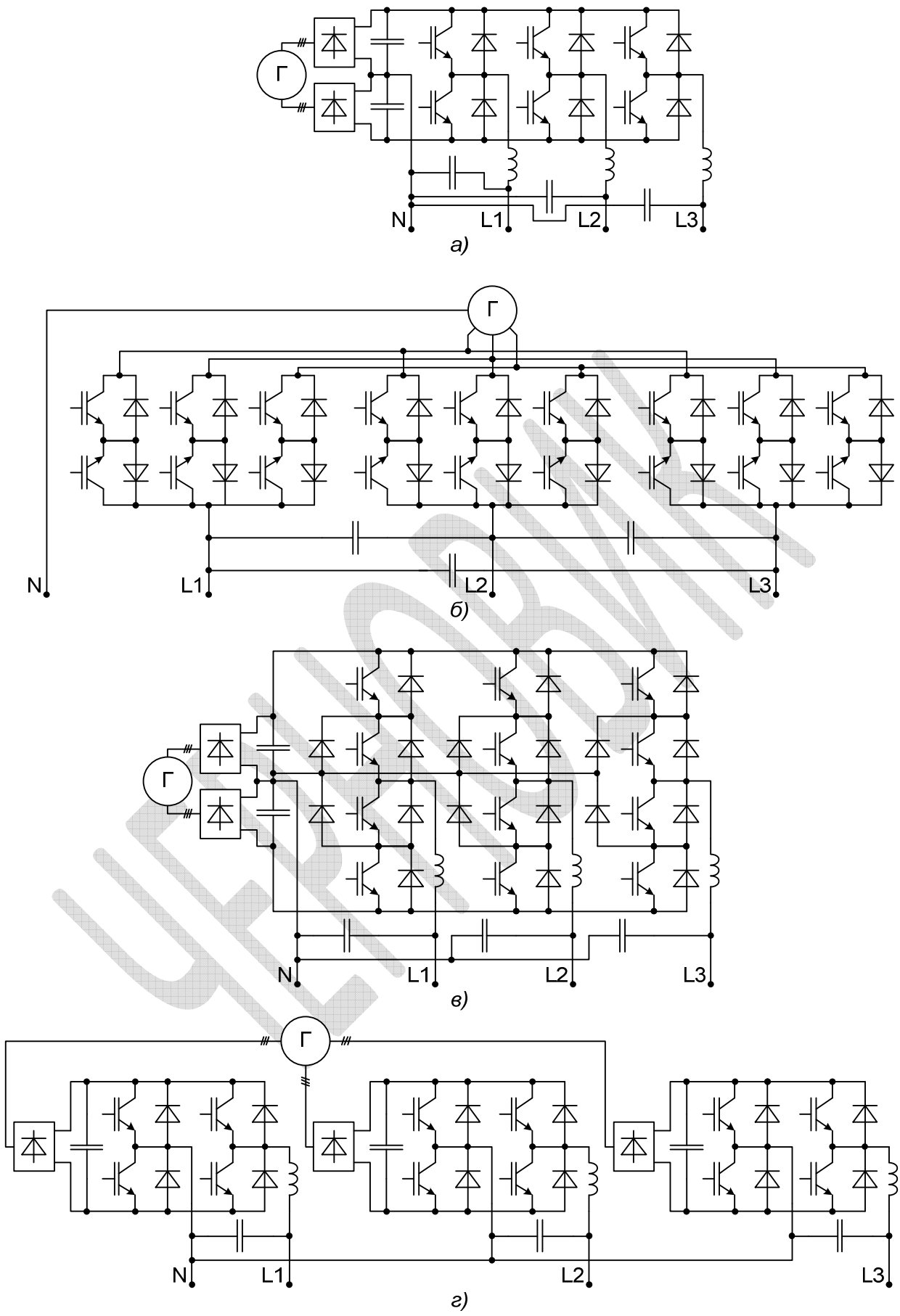


Рис. 1. Возможные схемы системы генерации электроэнергии

Первая схема имеет большие габариты моточных изделий выходного фильтра. Матричный преобразователь, хотя и использует индуктивности фаз генератора в качестве части синусного фильтра, имеет большое число транзисторов и очевидные проблемы с управляемостью на высоких входных и выходных частотах. Трехуровневый инвертор имеет значительное преимущество по габаритам выходного синусного фильтра, однако лишние диоды придают конструкции сложность.

В результате была выбрана схема с тремя мостовыми инверторами (см. рис. 1г), выполненными на двух модулях Hybrid-PACK2, питающимися от индивидуальных выпрямителей, каждый из которых подключен к изолированной трехфазной секции индукторного генератора. В этом случае задача управления может решаться индивидуально для каждой фазы.

Алгоритм управления

Результаты моделирования системы показали [5], что разомкнутая структура не удовлетворяет требованиям по качеству выходного напряжения, определенного стандартом, практически для любых нагрузок. Основные гармонические искажения вносятся «мертвым» временем и падением на синусном фильтре при нелинейном характере нагрузки. Первая гармоника также сильно зависит от нагрузки из-за падения на синусном фильтре.

Компенсация искажений от «мертвого» времени традиционными методами [6, 7] не возможна, так как из-за малой индуктивности выходного фильтра ток фазы в не менее чем 50% от общего числа периодов ШИМ пересекает ноль. Для компенсации искажений было решено использовать регуляторы напряжений интегрального типа для каждой нечетной гармоники от 1-ой до 9-ой по синусоидальной и косинусоидальной составляющим. Частота ШИМ была выбрана кратной степени двойки от выходной частоты 400 Гц — 25600 Гц, что в 64 раза больше. Съем данных с АЦП осуществляется 4 раза на периоде ШИМ. Задание разворачивается по гармоникам с 1-ой по 9-ю, каждый период ШИМ производится

измерение выходного напряжения датчиком и накопление сумм дискретного преобразования Фурье по этим гармоникам. В конце периода основой частоты — каждый 64-й период ШИМ — производится регулирование управляющего воздействия интегральными регуляторами по каждой из гармоник. При этом для первой гармоники заданием является 100% от номинального напряжения, а для остальных — 0%, чтобы свести их проявление в выходном сигнале к нулю.

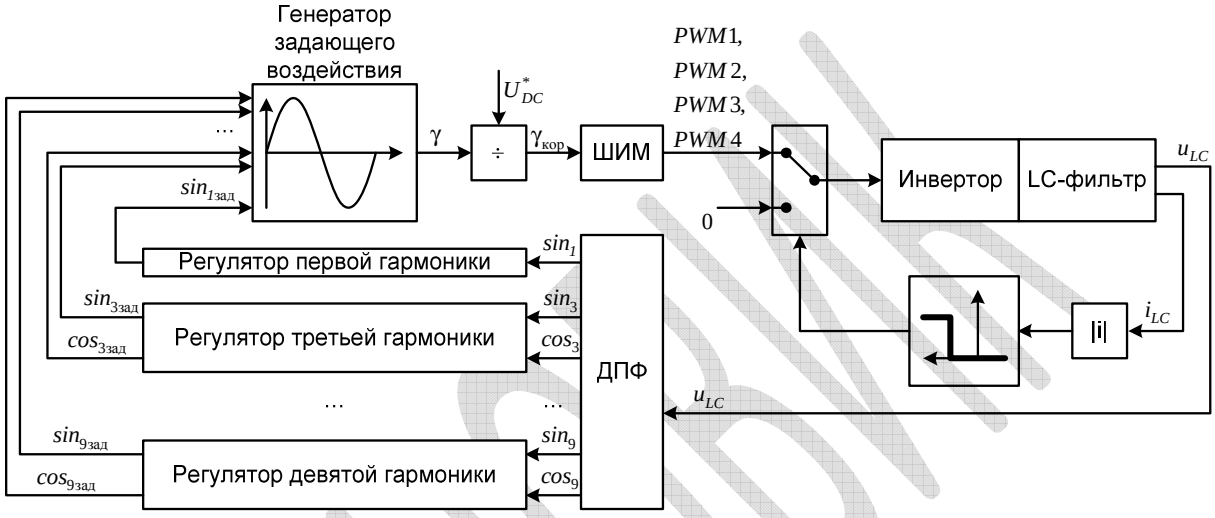


Рис. 2. Структура системы управления

Реализация в микроконтроллерной системе управления

Описанный алгоритм был проверен в среде Simulink пакета MATLAB. Далее модель объекта и нагрузки в дифференциальных уравнениях, реализованных методом Эйлера на языке Си, была перенесена в контроллер МК30.1, выполненный на базе микроконтроллера семейства Concerto F28M35H52C и конструктивно оптимизированный для использования вместе с модулем Hybrid-PACK2. Для него была разработана система управления на языке Си. Отладка показала адекватность модели и работоспособность системы управления.

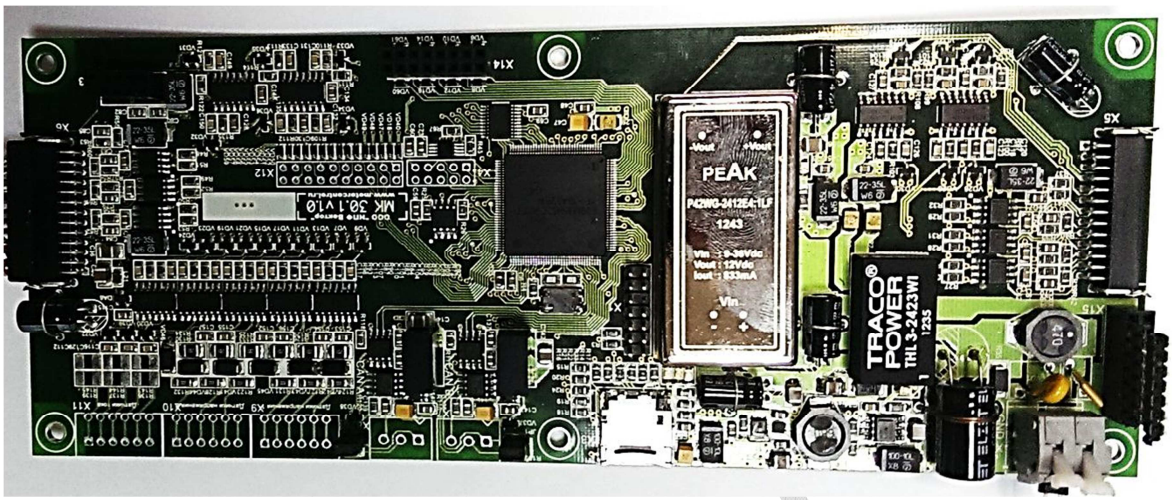


Рис. 3. Контроллер системы управления

В процессе моделирования было показано, что уменьшение числа точек для преобразования Фурье с 256 до 64 (до 1 на периоде ШИМ) ведет к существенному снижению качества выходного напряжения. То есть даже при 64 периодах ШИМ, формирующих выходную частоту, для приемлемого качества регулирования требуется анализировать данные по напряжению 4 раза за период ШИМ. При использовании 2-х точек на периоде ШИМ наблюдалось некоторое улучшение качества напряжения по сравнению с одной выборкой. Но лучшие показатели были достигнуты именно с 4-мя выборками из-за меньшей чувствительности к случайным помехам в измерениях, связанных с коммутацией силовых ключей инвертора. При частоте ядра микроконтроллера 150 МГц, частоте ШИМ 25,6 кГц и 4-кратной выборки с АЦП на реализацию системы управления остается 1 464 такта. Реально можно занять не более 1 200 тактов, чтобы оставить время на сервисные функции системы управления.

Переработка системы управления с целью сокращения времени выполнения до 1200 тактов выполнялась в несколько этапов:

- замена всех тригонометрических функций заранее рассчитанными табличными значениями;
- перевод системы управления в 16-битные целые числа с накоплением сумм в 32-битных целых числах;

- реализация ядра системы на ассемблере;
- замена операций деления на напряжение звена постоянного тока итерационной формулой Ньютона–Рафсона.

Первая, вполне очевидная оптимизация, касалась замены всех тригонометрических функций таблицами. Это было возможным, так как выходная частота была жестко привязана к периоду ШИМ и все значения функций в точности повторялись каждый период по всем фазам. Все таблицы были размещены во внутреннем ОЗУ, а не во Flash-памяти программ контроллера, чтобы снизить задержки, связанные с тактами ожидания. После данного этапа система управления в плавающей точке или в 32-разрядной фиксированной точке с применением библиотеки IQmath выполнялась примерно за 3500 тактов, что также не удовлетворяло начальным требованиям.

Анализ кода, получаемого компилятором Си, выявил большое количество накладных расходов на работу с указателями и подготовке данных для вычислений, а также на промежуточную обработку 64-разрядных результатов умножений в IQmath. Сократить их установками оптимизации компилятора не получилось. Некоторую оптимизацию удалось провести за счет выравнивания границ данных, но до желаемого результата было далеко.

Вместе с тем, было ясно, что алгоритм в части преобразования Фурье и расчета управляющих воздействий может быть легко реализован на быстрых однотактовых командах. Алгоритм системы управления был переписан на ассемблере с максимальной оптимизацией под систему команд ядра C28x. Например, одно накопление для ряда Фурье теперь занимает 2 такта (см. лист. 1) вместо 7-ми тактов в IQmath [8]. Расчет управляющего воздействия γ по формуле

$$\gamma = \gamma_{1sin} sin_1[n] + \gamma_{3sin} sin_3[n] + \gamma_{3cos} cos_3[n] + \ldots \quad \ldots + \gamma_{9cos} cos_9[n], \tag{1}$$

где $\gamma_{k\,sin}$ — амплитуда выходного сигнала синусоидальной составляющей *k*-ой гармоники, $\gamma_{k\,cos}$ — амплитуда выходного сигнала косинусоидальной составляющей *k*-ой гармоники,

$sin_k[n]$ — табличное значение синуса *k*-ой гармоники на *n*-ом периоде ШИМ и $cos_k[n]$ — табличное значение синуса *k*-ой гармоники на *n*-ом периоде ШИМ, производится с использованием команды умножения с накоплением (см. лист. 2), что также значительно быстрее реализации в виде обыкновенного арифметического выражения на языке Си.

Лист. 1. Пример фрагмента программы расчета сумм ряда Фурье

```
mov     T, @_data_ua    ; загрузка значения напряжения
                        ; в регистр умножителя T
mpy     ACC, T, @_data_tsin1a   ; умножение на синус
                        ; первой гармоники
                        ; результат попадает в регистр ACC
addl    @_data_dsin1a, ACC  ; добавление результата
                        ; умножения к сумме в ОЗУ
mpy     ACC, T, @_data_tsin3a
addl    @_data_dsin3a, ACC
mpy     ACC, T, @_data_tcos3a
addl    @_data_dcos3a, ACC
```

Лист. 2. Расчет управляющего воздействия

```
spm     0               ; не сдвигать после умножения
movl    XAR2, #_data_usin1a ; загрузка указателя
    ; адресом амплитуды управляющего значения по первой
    ; гармонике, остальные находятся в памяти последовательно
zapa    ; очистка регистров P и ACC
rpt     #9-1    ; 9 раз выполняется следующая команда
||mac   P, *XAR2++, 0:_data_dsin1a  ; умножить амплитуды
    ; на синусы и косинусы гармоник с накоплением в ACC и
    ; сохранением промежуточного результата в P с увеличением
    ; адресов после каждой операции
addl    ACC, P<<PM  ; осуществляет последнее накопление
movl    @_data_uaRef, ACC   ; сохраняем управляющее
    ; воздействие
```

В структуре присутствует операция деления на текущее напряжение звена постоянного тока. Так как в системе имеется три инвертора, каждый с индивидуальным питанием, то и операция выполняется три раза. Операция деления выполняется на микроконтроллере итерационно и один разряд результата получается за один такт. Для 16-разрядных величин это занимает около 20 тактов с учетом подготовки данных. Для оптимизации времени выполнения деления можно воспользоваться формулой Ньютона–Рафсона, записанной через напряжение звена постоянного тока:

$$\frac{1}{u_{DC}}[k]=\frac{1}{u_{DC}}[k-1]\left(2-\frac{1}{u_{DC}}[k-1]u_{DC}[k]\right), \quad (2)$$

где $u_{DC}[k]$ — текущее значение напряжения на звене постоянного тока, $\frac{1}{u_{DC}}[k-1]$ — предыдущее значение величины, обратной напряжению звена, $\frac{1}{u_{DC}}[k]$ — новое значение величины, обратной напряжению звена. Так как напряжение звена постоянного тока определяется зарядом конденсатора в этой цепи, то оно не может меняться существенно за период ШИМ, а значит, итерационная формула будет давать очень близкое значение. В данном случае погрешность итерационной формулы не превышает 1% от истинного значения.

Результаты испытаний

Испытания проводились на макетном образце преобразователя с питанием от регулируемой сети переменного тока 50 Гц. Испытания проводились по каждой фазе отдельно в виду отсутствия на данный момент генератора с тремя независимыми секциями. В нагрузку подключались сопротивления и дроссели, а в качестве нелинейной нагрузки использовался однофазный выпрямитель с емкостным фильтром и резисторами в нагрузке.

Работа преобразователя без компенсации представлена на рис. 4. В спектре сигнала помимо основной содержатся все нечетные гармоники. Проверка системы управления и настройка скорости регуляторов осуществлялась по каждой отдельной гармонике. При увеличении количества включенных регуляторов потребовалось уменьшать быстродействие каждого, чтобы они не раскачивали друг друга. На рис. 5 представлены осциллограмма выходного напряжения и его спектр при подавлении 3-ей и 5-ой гармоник.

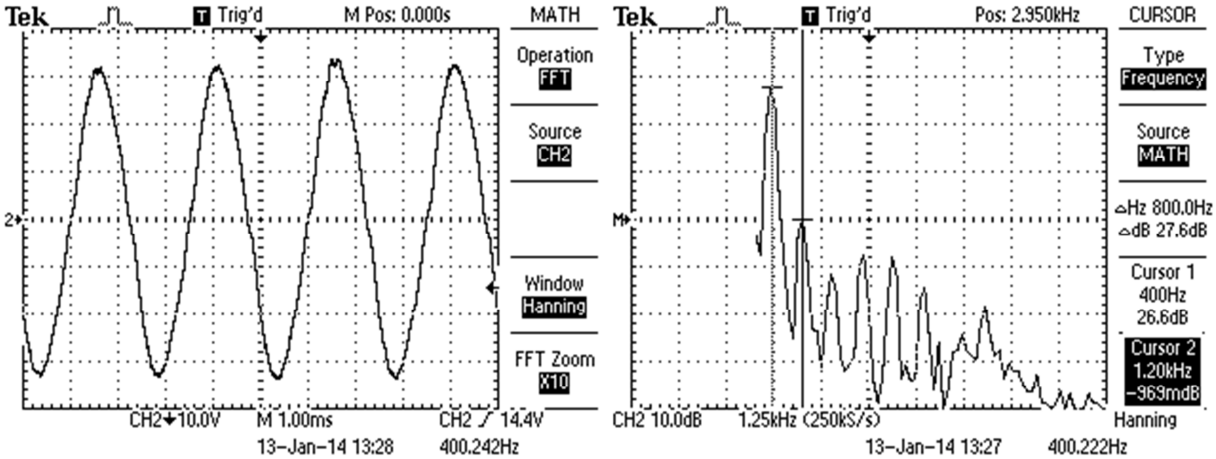


Рис. 4. Работа системы управления в разомкнутом режиме

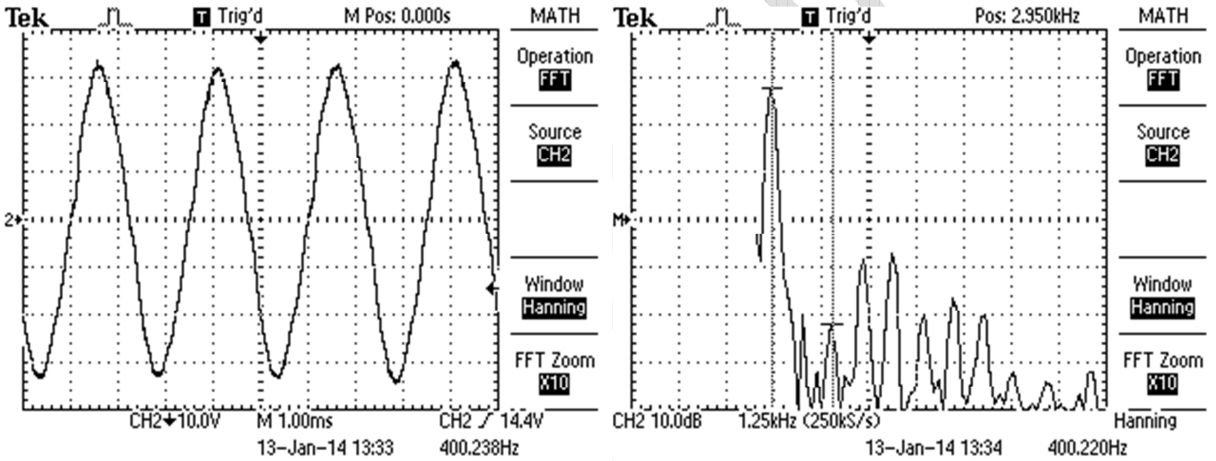


Рис. 5. Выборочное подавление 3-ей и 5-ой гармоник

На рис. 6 изображена работа системы управления с номинальной нагрузкой и компенсацией всех, предусмотренных в алгоритме гармоник. 11-я некомпенсируемая гармоника составляет менее 1% от основной. Наиболее тяжелым оказался режим нелинейной выпрямительной нагрузки, но и в нем удалось получить коэффициент гармонических искажений не более 4%. Результаты работы системы представлены на рис. 7.

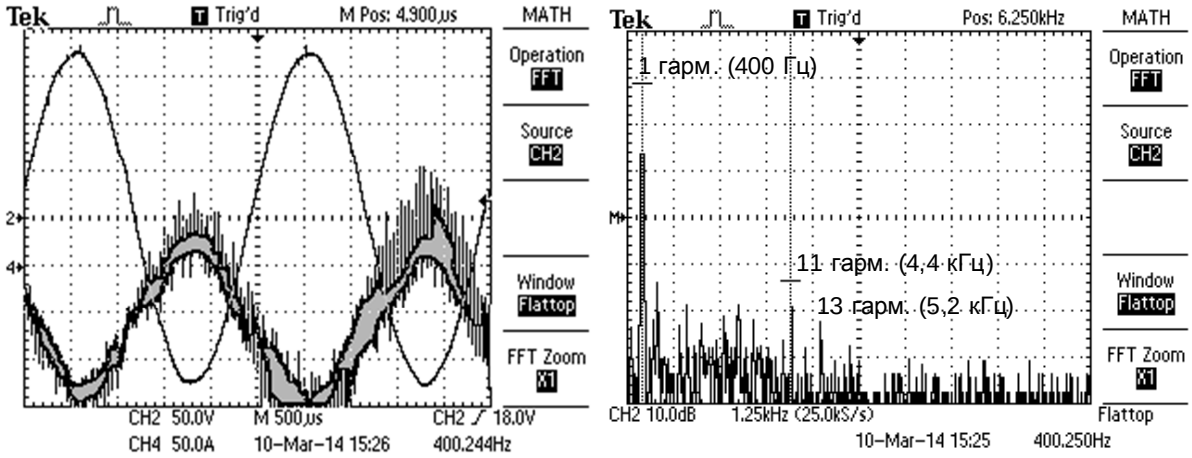


Рис. 6. Работа при линейной нагрузке и номинальной мощности

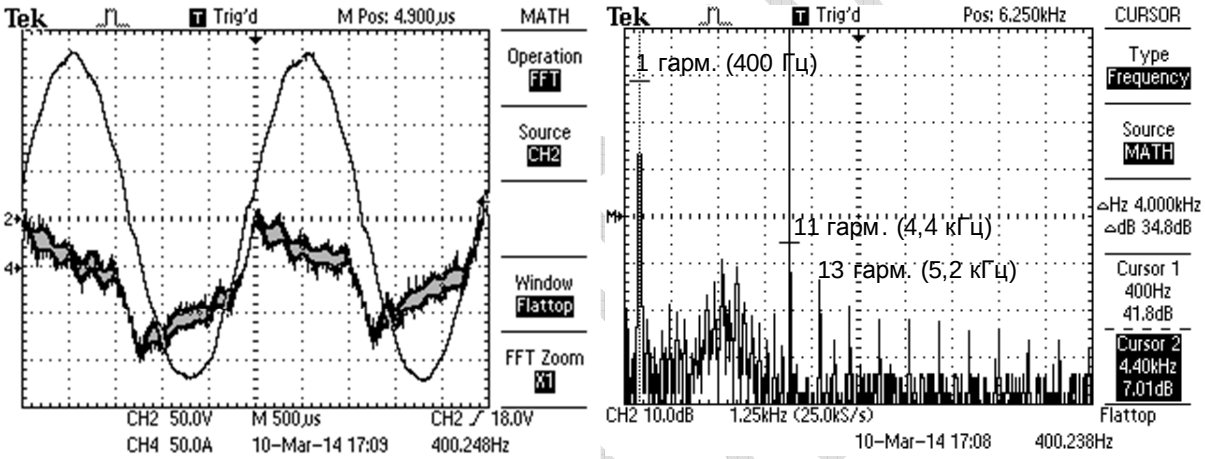


Рис. 7. Работа при нелинейной нагрузке и 25% от номинальной мощности

Заключение

Сегодня становится возможным произвести полную модернизацию системы электроснабжения воздушных судов с целью повышения КПД системы и увеличения надежности за счет использования электрического преобразования частоты вместо применяемого в настоящее время гидромеханического. Разработанный преобразователь и система управления обеспечивают коэффициент гармонических искажений не более 4% во всех режимах работы. Система быстро отрабатывает наброс и сброс нагрузки и выход на установившийся режим занимает не более 5 периодов основной частоты.

Данный пример показывает, что мощности современных микроконтроллеров не всегда достаточно для реализации подобных систем управления без применения низко-

уровневой оптимизации кода. В таких задачах алгоритмы можно частично или полностью реализовать на программируемых логических матрицах.

Библиографический список

1. Грузков С.А., Останин С.Ю., Сугробов А.М. Электрооборудование летательных аппаратов : учеб. для вузов. - М. : Изд-во МЭИ. Т.1: Система электроснабжения летательных аппаратов. - 2005. - 568 с.
2. Синдеев И.М., Савелов А.А. Системы электроснабжения воздушных судов, Учеб. для вузов. — 1990г, 2-е изд., перераб. и доп., М: Транспорт, 296 с.
3. http://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/automotive-qualified-igbt/automotive-igbt-module/FS800R07A2E3_B31/productType.html?productType=5546d46247342c630147a68b852f0e69
4. ГОСТР 54073-2010. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии
5. Анучин А.С., Беляков Ю.О., Кульманов В.И. Выбор рациональной структуры цифровой системы управления источников вторичного стабилизированного питания переменного тока, Вестник Национального Технического Университета «ХПИ»: Проблемы автоматизированного электропривода, теория и практика, №36 (1009) 2013, Харьков, С. 234,235
6. Chen L., Peng F.Z., Dead-time Elimination for Voltage Source Inverters, IEEE Trans. Power Electron 23(2), pp.574-580, 2008
7. Jeong S-G., Park M-H., The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.38, no.2, April 1991
8. Алямкин Д.И., Анучин А.С., Дроздов А.В., Козаченко В.Ф., Тарасов А.С. Встраиваемые высокопроизводительные цифровые системы управления. Учебное пособие. Издательский дом МЭИ, Москва, 2010. – 270 с.

Анучин Алексей Сергеевич, Заведующий кафедрой Автоматизированного электропривода ФГБОУ ВПО «НИУ «МЭИ», к.т.н., доцент.

+ 7-495-362-70-21

e-mail: anuchinas@mpei.ru

Беляков Юрий Олегович, аспирант каф. АЭП ФГБОУ ВПО «НИУ «МЭИ».

+ 7-495-362-70-21

e-mail: belyakovyo@gmail.com

Габидов Андрей Александрович, инженер ООО НПП «Цикл+».

Окончил аспирантуру ФГБОУ ВПО «НИУ «МЭИ» в 2014 г.

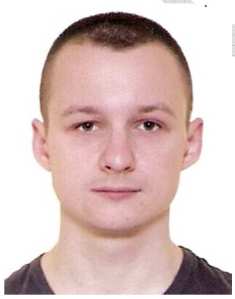
111250, Россия, Москва, Энергетический пр. д.6

+7-495-362-79-96

Козаченко Владимир Филиппович, д.т.н., Россия, Москва, ФГБОУ ВПО «НИУ «МЭИ», профессор; ООО «НПФ ВЕКТОР», ген. директор,

KozachenkoVF@mpei.ru,

+7-495-362-71-51



Кульманов Василий Игоревич, аспирант каф. АЭП ФГБОУ ВПО «НИУ «МЭИ»,

+7-495-362-70-21

ЧЕРНОВИК

Остриров Вадим Николаевич, д.т.н., Россия, Москва, ФГБОУ ВПО «НИУ «МЭИ», профессор; ООО НПП «Цикл+», ген. директор,

ostrirovvn@cycle-p.ru,

+7-495-362-79-96

ЧЕРНОВИК