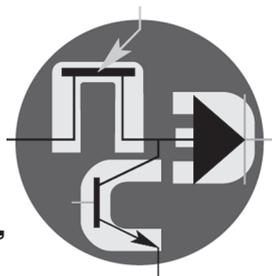


Периодический научно-технический журнал

Орган Секции “Научные проблемы
электропитания” Научного совета РАН
по комплексной проблеме “Электрофизика,
электроэнергетика и электротехника”



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 3 (71)/2018

Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ, генеральный директор АО “ММП-Ирбис”

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры микросистемных электросистем МАИ

Редакционный совет

И. В. Грехов, академик РАН, д. ф.-м. н., профессор, руководитель отделения твердотельной электроники государственного учреждения “Физико-технический институт имени А. Ф. Иоффе РАН”

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, почетный профессор кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры электротехнических комплексов автономных объектов МЭИ

Ю. М. Иньков, д. т. н., профессор, главный ученый секретарь АЭН РФ

Ю. К. Розанов, д. т. н., академик АЭН РФ, профессор кафедры электрических и электронных аппаратов МЭИ

Ю. А. Губанов, д. т. н., профессор, главный научный сотрудник ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры микросистемных электросистем МАИ

С. В. Аверин, заведующий кафедрой микросистемных электросистем МАИ, к. т. н., доцент

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций 30 августа 2002 г., свидетельство о регистрации ПИ № 77-13452

Издатель и учредитель — Закрытое Акционерное Общество “ММП-Ирбис”

Полное или частичное воспроизведение или размножение каким бы то ни было способом материалов, опубликованных в журнале, допускается только с письменного разрешения редакции.

Отпечатано в типографии ООО “Юнион Принт”, г. Нижний Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.09.2018. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26, АО “ММП-Ирбис”; тел./факс: (495) 987-10-16; e-mail: 9871016@mmp-irbis.ru

Подписной индекс в каталоге Роспечати: 33154

(тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

Журнал включен в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций

Содержание

С. В. Аверин, С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин

Расчет обмоток электромагнитных элементов, питаемых несимметричным напряжением 2

Ф. А. Гельвер

Трехфазный преобразователь частоты на четырех транзисторах 8

Требования к авторам 15

В. И. Волков, В. В. Крючков

Формирование многоимпульсных и многоуровневых напряжений с улучшенным спектральным составом 16

С. В. Сабуров

Моделирование процессов управления электроприводами папильонажных лебедок речных землесосов 28

Фам Конг Тао, Фам Ван Бьен, А. П. Темирев, С. С. Костинский

Методика экспериментального определения электромагнитных параметров вентильно-индукторной электромашины большой мощности 34

А. А. Миронов

Синхронизация частоты преобразования унифицированных модулей питания с ШИМ-контроллером внешним синхросигналом 39

А. М. Сокольский, М. Л. Сокольский

Исследование механизмов электрохимической миграции в печатных платах авионики 42

А. В. Воронцов

Оборудование для воспроизводства параметров качества электроэнергии систем электроснабжения 45

Ю. Н. Либенко

Варианты применения оборудования для воспроизводства параметров качества электроэнергии систем электроснабжения 51

С. М. Коротков, А. В. Лукин, И. Н. Соловьев

Новинки электроники (по материалам сайта PowerPulse.net) 54

Компьютерная верстка: В. В. Крючков

С. В. Аверин, С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин

РАСЧЕТ ОБМОТОК ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ, ПИТАЕМЫХ НЕСИММЕТРИЧНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

S. Averin, S. Konyakhin,
V. Konyakhin

В статье рассмотрены методики расчета числа витков обмоток и катушек электромагнитных устройств различного назначения, питаемых несимметричными напряжениями с разными по времени, величине и форме полуволнами, удовлетворяющих условию равенства вольт-секундных интегралов.

Ключевые слова: число витков, вольт-секундный интеграл, моделирование, методика расчета, несимметричное напряжение.

Electromagnetic Elements Windings Design When Supplied
by Asymmetric Voltage Waveforms

The article considers design procedures of the number of turns of windings and spools of electromagnetic devices of various purpose, fed by asymmetric voltages with various in time value and shape half-waves, fulfilling the condition of voltage-time integrals equality.

Keywords: number of turns, voltage-time integral, simulation, design procedure, asymmetric voltage.

В большинстве случаев расчет какого-либо электромагнитного элемента (трансформатора, автотрансформатора, дросселя, обмотки двигателя или генератора и др.) имеет целью, исходя из некоторой совокупности исходных данных (напряжение, частота, свойства и конфигурация магнитопровода, площадь его сечения, магнитная индукция и пр.), определить число витков конкретной обмотки или катушки, обеспечивающее правильную работу устройства.

Физической основой такого расчета является закон электромагнитной индукции Фарадея. Если к обмотке с числом витков W приложено напряжение $v(t)$, то в ней наводится ЭДС $e(t)$, равная $e = -d\Psi/dt$, где Ψ – потокосцепление, определяемое, как $W \cdot \Phi$ (Φ – магнитный поток в магнитопроводе, равный произведению площади сечения магнитопровода S на магнитную индукцию b). Тогда, без учета знака, поскольку нас интересуют, прежде всего, количественные соотношения, и, пренебрегая активным сопротивлением обмотки, имеем:

$$v(t) = \Phi \frac{dW}{dt} = WS \frac{db}{dt}. \quad (1)$$

Проинтегрируем:

$$\int \frac{v(t)}{WS} dt = \int db. \quad (2)$$

В установившемся режиме работы обмотки за время t_{Π} одной полуволны напряжения $v(t)$, значение индукции в магнитопроводе меняется от некоторого заранее определенного значения $-B_{\text{пр}}$ до $+B$ (или наоборот), тогда:

$$\frac{1}{WS} \int_0^{t_{\Pi}} v(t) dt = 2B. \quad (3)$$

Таким образом, при заданных $v(t)$, t_{Π} , B и S , число витков W определяется выражением:

$$W = \frac{\int_0^{t_{\Pi}} v(t) dt}{2BS}. \quad (4)$$

Но, на интервале t_{Π} :

$$\int_0^{t_{\Pi}} v(t) dt = V_{\text{cp}} t_{\Pi}. \quad (5)$$

Эту величину принято называть вольт-секундным интегралом, или “вольт-секундами”. Тогда:

$$W = \frac{V_{\text{cp}} t_{\Pi}}{2BS}. \quad (6)$$

При периодическом напряжении $v(t)$ частотой f с известным действующим значением V и с периодом T , имеющим два равных полупериода $T/2$, $t_{\Pi} = T/2 = 1/(2f)$, выражение (6) обретает привычный вид [1]:

$$W = \frac{V}{4k_{\Phi} B S f}, \quad (7)$$

где $k_{\Phi} = V/V_{\text{cp}}$ – коэффициент формы симметричного относительно центра периода периодического напряжения, а V_{cp} – среднее на полупериоде значение напряжения $v(t)$.

Формула (7) – надежный и удобный инструмент расчета обмоток практически любого электромагнитного устройства при питании напряжением с одинаковыми по времени, величине и форме полуволнами, но, будучи вся построена на симметрии, для расчета многих элементов, полуволны напряжения на обмотках которых, даже имея равные вольт-секундные интегралы, отличаются по всем перечисленным выше параметрам, впрямую неприменима.

Характерным примером могут служить напряжения на обмотках уравнительных трансформаторов автотрансформаторных устройств (АТВУ) с трехфазным питанием.

АТВУ – важная составная часть электроэнергетического комплекса современного летательного аппарата, предназначенная для формирования локальной шины постоянного тока повышенного напряжения и организации электропитания отдельных потребителей повышенной мощности без внесения искажений в первичную сеть.

АТВУ содержит автотрансформаторный узел (АТ), преобразующий входную трехфазную систему напряжений в многофазную, и выпрямительное устройство (ВУ), как правило, содержащее один или несколько мостовых выпрямителей. Для обеспечения должного качества потребляемого тока и формирования выходного постоянного напряжения с низким коэффициентом пульсаций вполне достаточно устройства с девятифазным преобразованием и восемнадцатипульсным выпрямлением [2]. В зависимости от конфигурации АТ образуемая им девятифазная система напряжений может быть как равномерной (однородной), так и неравномерной (неоднородной). В равномерной системе фазовый сдвиг между всеми выходными напряжениями одинаков и равен 40° , в неравномерной девятифазной системе фазовый сдвиг между напряжениями одной фазной группы составляет 20° , а между соответствующими напряжениями разных фазных групп – 120° (рис. 1) [3, 4]. Для увеличения угла проводимости диодов выпрямителя в состав АТВУ часто вводят уравнивательные трансформаторы (УТ) (рис. 2) [5, 6]. Трехфазный уравнивательный трансформатор

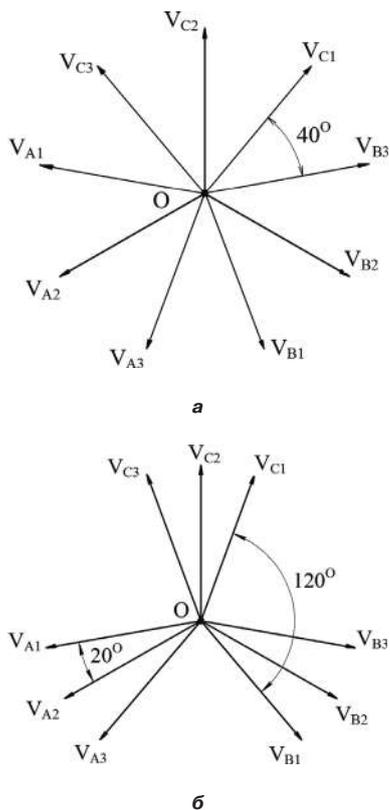


Рис. 1. Девятифазные равномерная 40-градусная (а) и неравномерная 20-градусная (б) системы напряжений

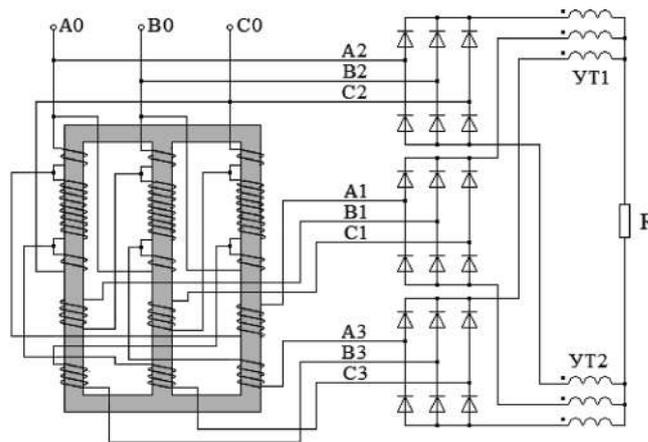


Рис.2. АТВУ с разделенными выпрямителями и уравнивательными трансформаторами

представляет собой трехфазный магнитопровод с тремя имеющими равное число витков и намотанными согласно обмотками. Одни из одноименных концов обмоток соединены друг с другом и образуют общий вывод для подключения к нагрузке, к другим концам подключают выходы выпрямителей. Схематически АТВУ с 40-градусным и 20-градусным преобразованиями с однотипными топологиями АТ не отличаются друг от друга, отличие заключается лишь в числах витков и местах соединения их обмоток. Частота напряжения на обмотках УТ втрое превышает частоту напряжения питания.

Несмотря на структурную простоту схемы, аналитическое описание протекающих в ней процессов – задача весьма нетривиальная, и для их описания и анализа использованы данные, полученные с помощью имитационного компьютерного моделирования (ИКМ) – мощного современного исследовательского инструмента, оптимально приспособленного для решения подобного рода задач.

Полуволны напряжения на обмотках УТ существенно несимметричны, и, даже определив с помощью ИКМ их действующие значения, сразу же возникает вопрос, что считать частотой (а в формуле (7) частота появляется лишь сугубо математически – в качестве величины, обратной половине периода) и как определить коэффициент формы (в случае формулы (7) предполагается, что равные друг другу средние значения напряжения полуволн рассчитываются только на одном полупериоде).

Для определения числа витков трехфазного уравнивательного трансформатора воспользуемся более общим выражением (6), частный случай записи которого представляет собой формула (7), являющимся универсальным для расчета обмоток, питающихся переменным напряжением с полуволнами произвольной формы и длительности, но с равными вольт-секундными интегралами.

Определим число витков W_{40} обмоток трехфазного уравнивательного трансформатора АТВУ с равномерной девятифазной системой напряжений. В силу

однородности системы напряжений все напряжения на обмотках УТ одинаковы. Будем считать площадь поперечного сечения магнитопровода S и рабочее значение магнитной индукции B заданными и одинаковыми для всех рассматриваемых ниже случаев. Все используемые в дальнейшем численные значения напряжений и временных интервалов получены с помощью ИКМ, исходя из напряжения питания с действующим значением $V = 115$ В частотой $f = 400$ Гц.

На рис. 3 приведено напряжение $v_{УТ40}$ на обмотке УТ с указанием мгновенных и средних значений во всех характерных точках и на всех временных интервалах. Поскольку вольт-секундные интегралы положительной и отрицательной полуолн напряжения одинаковы, можно смело записать

$$W_{40} = \frac{V_{cp40}^+ t_{40}^+}{2BS} = \frac{V_{cp40}^- t_{40}^-}{2BS}, \quad (8)$$

где V_{cp40}^+ и V_{cp40}^- , t_{40}^+ и t_{40}^- – средние значения и длительности, соответственно, положительной и отрицательной полуолн напряжения $v_{УТ40}$. Из рис. 3 имеем:

$$V_{cp40}^+ = 24,73 \text{ В} = 0,215V,$$

$$V_{cp40}^- = 19,81 \text{ В} = 0,172V,$$

$$t_{40}^+ = 371 \text{ мкс} = 0,445T = 0,445/3f = 0,148/f,$$

$$t_{40}^- = 463 \text{ мкс} = 0,555T = 0,555/3f = 0,185/f,$$

где T – период напряжения питания.

Тогда

$$W_{40} = \frac{0,148 \cdot 0,215V}{2BSf} = \frac{0,185 \cdot 0,172V}{2BSf} \Rightarrow \Rightarrow W_{40} = \frac{0,016V}{BSf}. \quad (9)$$

Аналогичные вычисления можно произвести и для определения числа витков W_{20} обмоток трехфазного уравнительного трансформатора АТВУ с неравномерной девятифазной системой напряжений. Здесь необходимо принять во внимание, что ввиду неоднородности исходной системы, напряжения на разных обмотках УТ такой схемы имеют разные формы (рис. 4), и числа витков, посчитанные по использованной выше методике, для разных обмоток, могут быть разными. Поскольку для нормальной работы трансформатора все его обмотки должны быть одинаковыми, очевидно, что за расчетное необходимо будет принять максимальное из полученных значений.

Если трехфазную систему напряжений (фазную группу) $A2-B2-C2$ (рис. 1б) условно считать имеющей нулевой сдвиг, то по отношению к ней система $A1-B1-C1$ окажется опережающей, а система $A3-B3-C3$ – отстающей. Напряжения $v1_{УТ20}$ и $v3_{УТ20}$ на обмотках УТ, соответствующие опережающей и отстающей группам, имеют одинаковые, но зеркальные по отношению друг к другу, формы и равные действующие значения $I_{УТ20} = I3_{УТ20}$, составляющие 0,19 от действующего значения напряжения питания V . Напряжение $v2_{УТ20}$ на “нулевой” обмотке по форме существенным образом отличается от напряжений $v1_{УТ20}$ и $v3_{УТ20}$ (рис. 4), его действующее значение равно $I2_{УТ20} = 0,09V$.

На рис. 5 и 6 приведены напряжение $v2_{УТ20}$ на “нулевой” и напряжение $v1_{УТ20}$ на “опережающей” обмотках трансформатора с указанием их мгновенных и средних значений во всех характерных точках и на всех временных интервалах. Напомним, что “опережающее” $v1_{УТ20}$ и “отстающее” $v3_{УТ20}$ напряжения являются зеркальными отображениями друг друга, при этом очевидно, что $W1_{20} = W3_{20}$.

Для “нулевой” обмотки справедливо:

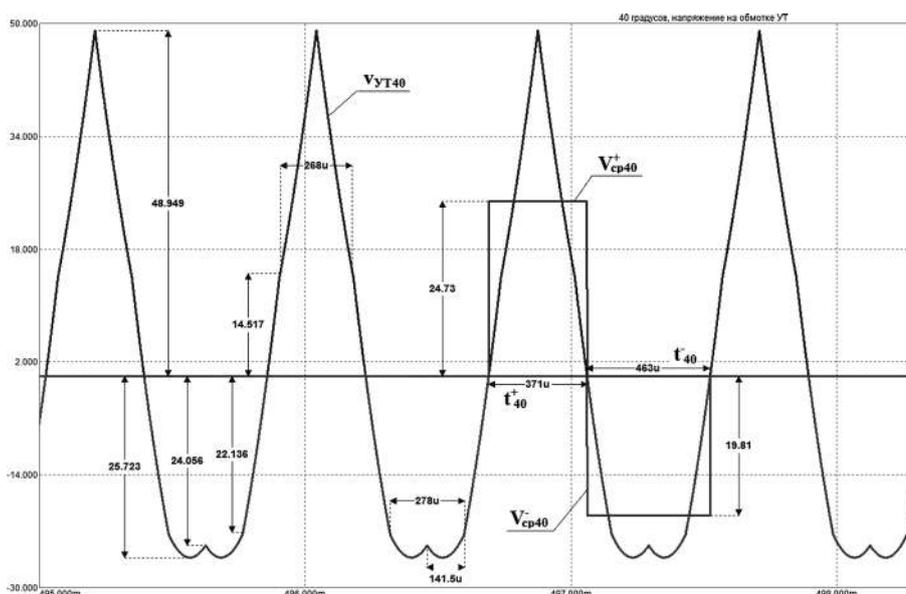


Рис. 3. Напряжение на обмотках уравнительного трансформатора АТВ с равномерной 40-градусной девятифазной системой напряжений

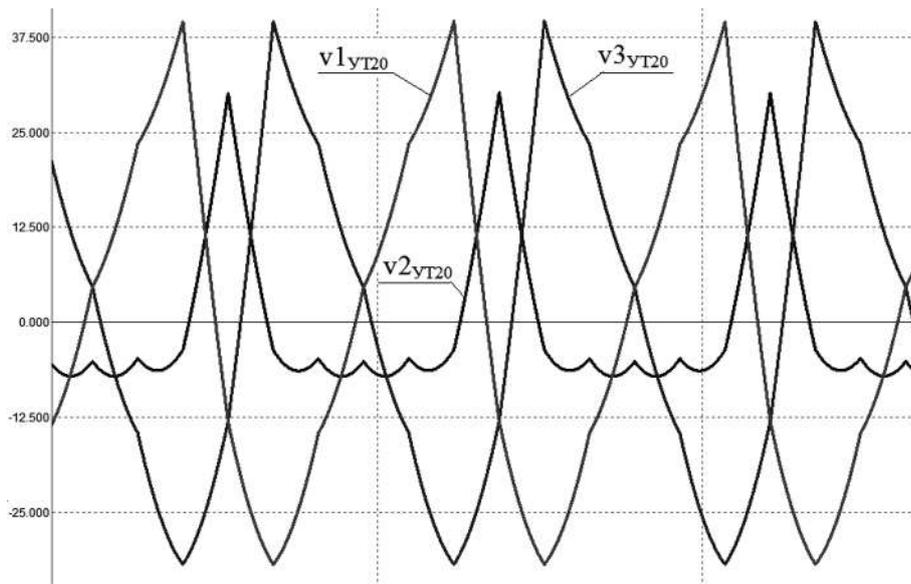


Рис. 4. Напряжения на обмотках уравнительного трансформатора с неравномерной 20-градусной девятифазной системой напряжений

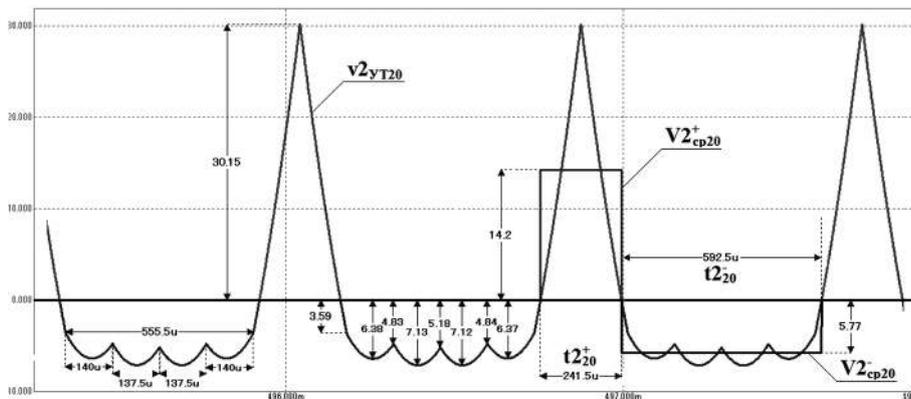


Рис. 5. К расчету W_{20} : средние значения V_{2cp20}^+ и V_{2cp20}^- и длительности $t_{2_20}^+$ и $t_{2_20}^-$ положительной и отрицательной полуволн напряжения v_{2yT20}

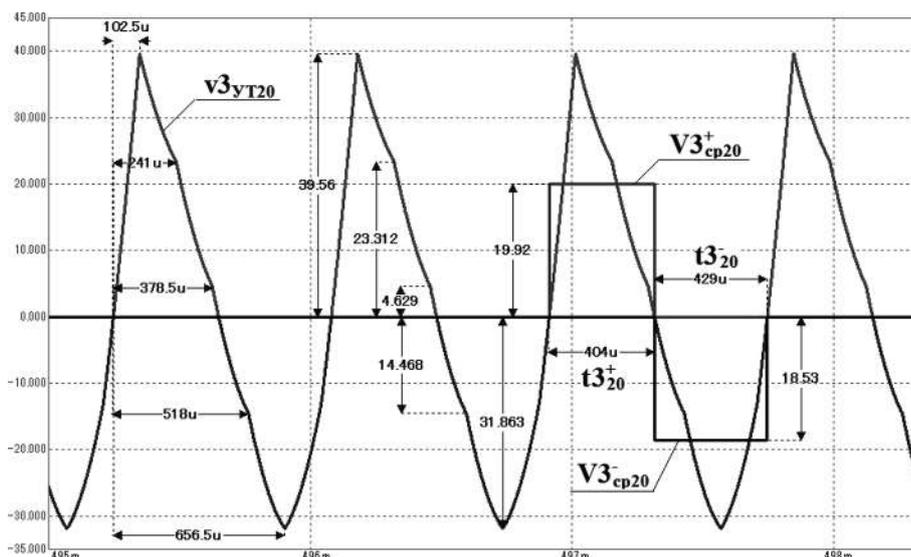


Рис. 6. К расчету W_{20} : средние значения V_{3cp20}^+ и V_{3cp20}^- и длительности $t_{3_20}^+$ и $t_{3_20}^-$ положительной и отрицательной полуволн напряжения v_{3yT20}

$$W_{2_{20}} = \frac{V_{2_{cp20}}^+ t 2_{20}^+}{2BS} = \frac{V_{2_{cp20}}^- t 2_{20}^-}{2BS}. \quad (10)$$

Из рис. 5 имеем:

$$V_{2_{cp20}}^+ = 14,19 \text{ В} = 0,123V,$$

$$V_{2_{cp20}}^- = 5,77 \text{ В} = 0,05V,$$

$$t 2_{20}^+ = 241 \text{ мкс} = 0,29T = 0,29/3f = 0,0967/f,$$

$$t 2_{20}^- = 593 \text{ мкс} = 0,71T = 0,71/3f = 0,2367/f.$$

Тогда:

$$W_{2_{20}} = \frac{0,0967 \cdot 0,123V}{2BSf} = \frac{0,2367 \cdot 0,05V}{2BSf} \Rightarrow \Rightarrow W_{2_{20}} = \frac{0,006V}{BSf}. \quad (11)$$

Аналогично и для “опережающей” и “отстающей” обмоток:

$$W_{3_{20}} = \frac{V_{3_{cp20}}^+ t 3_{20}^+}{2BS} = \frac{V_{3_{cp20}}^- t 3_{20}^-}{2BS}. \quad (12)$$

Из рис. 6 имеем:

$$V_{3_{cp20}}^+ = 19,92 \text{ В} = 0,1732V,$$

$$V_{3_{cp20}}^- = 18,53 \text{ В} = 0,161V,$$

$$t 3_{20}^+ = 401,5 \text{ мкс} = 0,482T = 0,482T/3f = 0,16/f,$$

$$t 3_{20}^- = 431,5 \text{ мкс} = 0,518T = 0,518/3f = 0,17/f.$$

Поскольку $W_{1_{20}} = W_{3_{20}} > W_{2_{20}}$, расчетное значение числа витков обмоток трехфазного уравнительного трансформатора АТВУ с неравномерной девяти-фазной системой напряжений принимается равным $W_{20} = 0,014/(BSf)$.

Таким образом, использование результатов ИКМ совместно с законом электромагнитной индукции Фарадея, выраженном в достаточно общем виде, позволяет сформировать достаточно простую и понятную методику расчета обмоток различных электромагнитных устройств, питаемых напряжением с разными по времени, величине и форме полуволнами, имеющими равные вольт-секундные интегралы. В формализованном виде это выглядит так: моделирование – получение картины нужного напряжения – определение длительностей полуволн – определение среднего значения напряжения полуволн с приведением к напряжению питания – вычисление числа витков по формуле (6). Поскольку рассматриваемые полуволны имеют равные вольт-секунды, расчеты можно проводить только для одной из полуволн.

Описанную методику можно видоизменить, приведя кривую сложной несимметричной формы, отвечающую критерию равенства вольт-секунд полуволн, к “хорошему” симметричному прямоугольнику, с которым можно “работать” с помощью привычных расчетных инструментов, к которым относится и формула (7).

Рассмотрим кривую напряжения, показанную на рис. 7а, полуволны которой представляют собой произвольные, имеющие равные площади, треугольники с разными высотами и разными основаниями. Такая форма выбрана исключительно из-за простоты и наглядности производимых ниже арифметических расчетов и не несет в себе какого-либо специального смысла. Молчаливо предполагается, что кривая получена с помощью моделирования. Вертикальная ось соответствует напряжению, измеряемому в неких условных единицах (Вольтгах, килоВольтгах – неважно), горизонтальная ось – время, также в своих условных единицах. Площади треугольников (вольт-секунды) равны и составляют: для «положительного» (левого) $1/2 \cdot 1 \cdot 4 = 2$, для “отрицательного” (правого) $1/2 \cdot 3 \cdot 4/3 = 2$.

Выпрямим имеющееся напряжение (рис. 7б) (ИКМ с легкостью позволяет это сделать) и определим средние значения полуволн на своих интервалах.

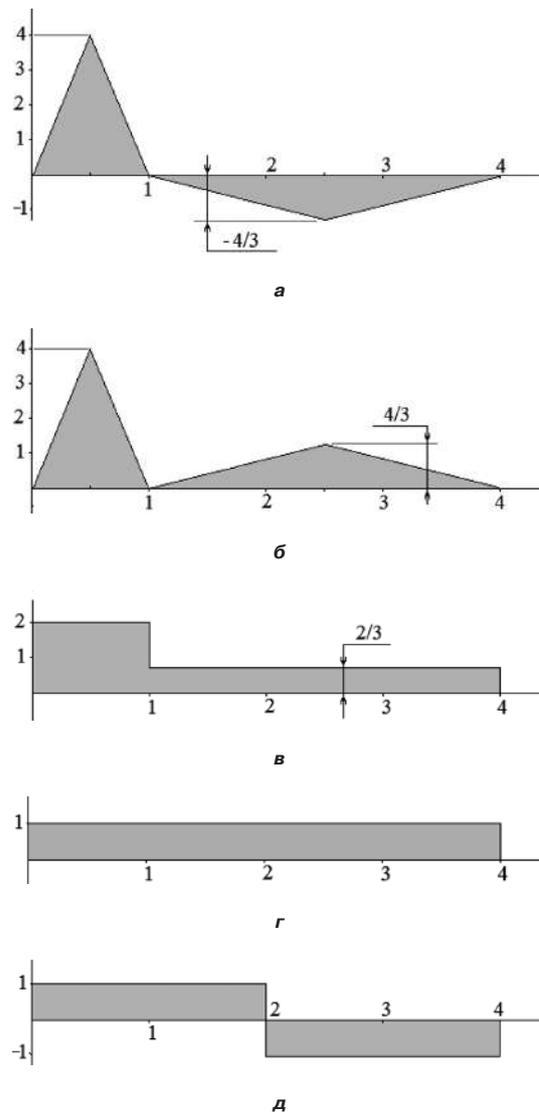


Рис. 7. Приведение несимметричного напряжения к симметричному

Очевидно, что для левой полуволны среднее значение равно 2, а для правой – $2/3$ (рис. 7в). Теперь вычислим среднее (средневыпрямленное) значение кривой на всем периоде: $2 \cdot 1/4 + 2/3 \cdot 3/4 = 1$ (рис. 7з). Разделим период пополам и проинвертируем правую половину получившейся прямой. В результате мы получаем симметричную по форме, величине и времени кривую, соответствующую переменному напряжению с полуволнами прямоугольной формы с амплитудой 1 единица и полупериодом 2 единицы (рис. 7д). Площади (вольт-секунды) каждой полуволны равны и составляют $2 \cdot 1 = 2$. Итак, мы имеем две кривые напряжения – существенно несимметричную по всем параметрам (рис. 7а) и симметричную и регулярную (рис. 7з), значительно отличающиеся друг от друга, но имеющие одинаковые вольт-секундные интегралы и, соответственно, будучи приложенными к одинаковым катушкам, такие напряжения вызывают идентичное поведение их магнитных цепей.

Таким образом, для определения числа витков обмотки, к которой прикладывается несимметричное по всем показателям напряжение, можно использовать соответствующее ему симметричное напряжение с полуволнами прямоугольной формы с амплитудой, равной средневыпрямленному значению исходной кривой. Амплитудное, среднее и действующее значения прямоугольного сигнала совпадают, поэтому расчет может проводиться с помощью привычной формулы (7), в которой в качестве напряжения V используется вычисленное средневыпрямленное значение, а коэффициент формы $k_\Phi = 1$. Частота теперь обретает свой обычный общепринятый смысл – величина, обратная периоду $f = 1/T$.

Кратко данную методику можно изложить следующим образом: моделирование – получение искомой кривой – вычисление ее средневыпрямленного значения – вычисление числа витков по формуле (7).

Вероятно, вычисления, проделанные с кривыми на рис. 7 выглядят примитивно, для строгости выводов все эти операции нужно было бы проделать с некими функциями и интегралами, но наглядности в этом было бы меньше, а результат оказался бы тем же самым.

Заключение

В статье рассмотрены методики расчета числа витков обмоток и катушек электромагнитных устройств

различного назначения, питаемых несимметричными напряжениями с разными по времени, величине и форме полуволнами, удовлетворяющих условию равенства вольт-секундных интегралов.

Литература

1. *Рихтер*. Электрические машины. Том первый. Расчетные элементы общего назначения. Машины постоянного тока. – Объединенное научно-техническое издательство НКТБ СССР. Главная редакция энергетической литературы. Москва–Ленинград, 1935.
2. *С. Ф. Коныхин, В. С. Коныхин, В. И. Третьяк*. Автотрансформаторно-выпрямительные устройства в системах электроснабжения летательных аппаратов. Девятифазная система напряжений и восемнадцатипульсное выпрямление. – Электроника и электрооборудование транспорта, 2016, № 2.
3. *С. Ф. Коныхин, В. С. Коныхин*. Автотрансформаторно-выпрямительные устройства в системах электроснабжения летательных аппаратов. Равномерные топологические структуры. – Электроника и электрооборудование транспорта, 2017, № 2.
4. *С. Ф. Коныхин, В. С. Коныхин*. Автотрансформаторно-выпрямительные устройства в системах электроснабжения летательных аппаратов. Неравномерные топологические структуры. – Электроника и электрооборудование транспорта, № 2, 2018.
5. *Sewan Choi, Annette R. von Jouanne, Prasad N. Enjeti, Ira J. Pitel*. Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface. – IEEE Transactions on Power Electronics Vol: 11, Issue: 5, Sep. 1996.
6. *Lihan Lu, Jing Sun, Shiliang Dong, Yuanjun Zhou*. Stability Analysis of More Electric Aircraft Power System with 18-Pulse ATRU Feeding Constant Power Loads. – International Journal of Automation and Power Engineering (IJAPE) Vol. 2 Issue 4, May 2013, pp. 109-115.

Коныхин Сергей Федорович, к. т. н., член-корреспондент АЭНРФ, Главный конструктор систем преобразования электро-энергии – заместитель Главного конструктора АО «АЭРОЭЛЕКТРОМАШ», г. Москва, e-mail: flat84@mail.ru;

Коныхин Вячеслав Сергеевич, к. т. н., ведущий специалист АО «АЭРОЭЛЕКТРОМАШ», г. Москва, e-mail: flat84@mail.ru.

Ф. А. Гельвер

ТРЕХФАЗНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ЧЕТЫРЕХ ТРАНЗИСТОРАХ

F. A. Gelver

Three-phase frequency converter based
on four transistors

В статье предложена схема трехфазного инвертора напряжения и преобразователя частоты построенного на его основе собранного с использованием всего четырех полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов. Приведен пример простейшего синтеза функции управления транзисторами инвертора построенного на четырех транзисторах по закону синусоидальной ШИМ. Представлены результаты математического моделирования предложенной схемы инвертора напряжения. Приведены осциллограммы синтезируемых линейных напряжений, а также получаемых фазных напряжений и токов при работе на симметричную нагрузку. Предлагаемый инвертор напряжения и преобразователь частоты на его основе позволяют получить такие же функциональные возможности присущие схеме классического трехфазного инвертора собранного на шести транзисторах. Приведены достоинства и недостатки предложенной схемы преобразователя частоты и области его использования. Предложены различные варианты схемной реализации предложенного трехфазного преобразователя частоты на четырех транзисторах.

Ключевые слова: преобразователь частоты, несимметричная схема инвертора напряжения, транзистор, синусоидальная ШИМ, коэффициент модуляции, частота коммутации, фаза опорного напряжения, гармонический состав, надежность, коэффициент полезного действия.

The article proposes a structure of a three-phase inverter and the frequency converter developed on its basis, which employs only four fully controlled power semiconductor devices. The example of the simplest case of control function synthesis for the inverter based on four transistors and operating in sinusoidal pulse-width modulation mode is presented. The results of the proposed voltage inverter structure mathematical modeling are introduced as well. The article presents the waveforms of the line-to-line voltages being synthesized, as well as phase voltages and currents being obtained while operating with symmetrical load. The suggested inverter and frequency converter on its basis allow obtain the same functional capabilities as the ones peculiar to the conventional three-phase inverter structure based on six transistors. The article presents advantages and disadvantages of the suggested frequency converter structure and its application domain. Various options of the three-phase four-transistor inverter schematic realization are presented.

Keywords: frequency converter, unbalanced circuit of voltage inverter, transistor, sinusoidal PWM, modulation factor, switching frequency, reference voltage phase, harmonic content, reliability, efficiency.

Современный электропривод немислим без использования преобразователя электрической энергии, основным предназначением которого является управление потоком электрической энергии, подводимой к электромеханическому преобразователю. В настоящее время практически везде используется регулируемый электропривод, который зарекомендовал себя как эффективное средство энергосбережения. Электрический преобразователь как неотъемлемая часть электропривода позволяет оптимизировать режим работы исполнительного механизма в широком диапазоне изменения нагрузок. Причем регулируемый электропривод используется в широком диапазоне мощностей от сотен Вт и до сотен МВт. Тенденцией современного электропривода, как и всего промышленного производства, является постоянный рост установленной мощности. Так мощность единичных электрических преобразователей, используемых в электроприводах, в настоящее время достигает десятков МВт. В настоящее время самым распространенным типом электропривода является асинхронный электропривод с преобразователем частоты. Такой электропривод получил широкое распространение и применение и зарекомендовал себя как энергоэффективный, надежный и отработанный. В настоящее время суще-

ствует множество схем статических преобразователей частоты выполненных на элементах силовой электроники [1–4]. Все известные схемы преобразователей частоты могут быть разделены на два больших класса это схемы двухзвенных преобразователей частоты и схемы непосредственных преобразователей частоты [1]. Особенностью двухзвенных преобразователей частоты является двойное преобразование электрической энергии с применением промежуточного звена постоянного тока. Особенностью непосредственных преобразователей частоты является однократное преобразование электрической энергии без использования промежуточных преобразований. Каждой из этих схем присущи свои достоинства и недостатки и каждая из них имеет право на существование и используется как в составе различных электроприводов, так и в качестве всевозможных электрических преобразователей. Наиболее распространенной схемой двухзвенного преобразователя частоты является схема преобразователя частоты на основе двухуровневого инвертора напряжения. Данный электрический преобразователь представляет собой неуправляемый выпрямитель напряжения, к шинам постоянного тока которого подключен накопительный конденсатор и инвертор напряжения собранный на шести полностью

управляемых силовых полупроводниковых ключах. Достоинством схемы двухуровневых двухзвенных преобразователей частоты является простота силовой структуры преобразователя частоты и минимальное количество силовых полностью управляемых ключей [3]. Существуют схемы трехуровневых преобразователей частоты отличительной особенностью, которых является то, что при формировании выходного напряжения в таком электрическом преобразователе используются все три уровня напряжения звена постоянного тока [3, 5]. Выход фазы инвертора такого преобразователя поочередно соединяется с каждым из трех напряжений звена постоянного тока. Существуют две возможные схемные реализации трехуровневых схем инверторов и преобразователей частоты на их основе это схема со средней точкой (схема с нулевой точкой) и схема с Т-образным мостом [3]. Трехуровневые инверторы напряжения и преобразователи частоты на их основе имеют больший КПД, а выходное напряжение содержит меньшее количество неосновных гармоник [5]. Многоуровневые преобразователи частоты являются продолжением и развитием схем трехуровневых преобразователей частоты и содержат в своем составе еще большее количество полностью управляемых силовых ключей и более сложную схему формирования уровней напряжения в звене постоянного тока. Такие преобразователи частоты способны формировать форму выходного напряжения близкую к синусоидальной при этом гармонический состав напряжения значительно улучшается [5]. Одним из альтернативных вариантов схем трех- и многоуровневых двухзвенных преобразователей частоты построенных по схеме со средней точкой и схеме с Т-образным мостом является схема преобразователя частоты с каскадным соединением однофазных ячеек и многообмоточным трансформатором [6, 7]. Данная схема позволяет получить практически такие же функциональные возможности и эксплуатационные характеристики что и схемы со средней точкой и с Т-образным мостом но с использованием простых однофазных инверторов напряжения и сложного, габаритного, массивного и дорогого многообмоточного трансформатора. Широкое распространение особенно в мощных электроприводах получает схема непосредственного преобразователя частоты на полностью управляемых силовых полупроводниковых ключах [2]. Данная схема позволяет осуществлять принудительную коммутацию фаз питающей сети. Схемы непосредственных преобразователей частоты имеют высокий показатель энергетической эффективности и позволяют осуществлять двухсторонний обмен энергией между нагрузкой и питающей сетью. Огромным достоинством схем непосредственных преобразователей частоты является отсутствие накопительного конденсатора. Однако такой преобразователь частоты содержит большое количество полностью управляемых силовых ключей, драйверов, сложную систему управления, а для его надежной работы требуется установка цепей защиты от коммутационных перенапряжений.

Отличительной особенностью работы такого преобразователя частоты является то, что выходное напряжение формируется непосредственно из входного напряжения коммутацией фаз питающей сети на выход шины преобразователя. Таким образом, применение многоуровневых, каскадных и непосредственных схем преобразователей частоты оправдано, когда предъявляются повышенные требования к гармоническому составу выходного напряжения. При этом значительно усложняется схемотехника силовой части, увеличивается количество полностью управляемых ключей, драйверов и значительно усложняется конструкция самого электрического преобразователя, а также система управления им. К недостаткам таких преобразователей могут быть отнесены и сложные алгоритмы управления силовыми ключами, а также низкая надежность работы таких преобразователей частоты.

В настоящее время наиболее распространенной схемой преобразователя частоты является схема классического двухзвенного преобразователя частоты на основе двухуровневого инвертора напряжения, собранного на шести полностью управляемых полупроводниковых ключах. Такие преобразователи выпускаются промышленно множеством как отечественных, так и зарубежных фирм и зарекомендовали себя как простые и надежные.

В данной статье предлагается схема двухзвенного преобразователя частоты на основе несимметричной схемы инвертора собранного всего на четырех полностью управляемых полупроводниковых ключах — транзисторах, силовая схема которого представлена на рис. 1.

Представленная на рис. 1 схема преобразователя частоты обладает минимумом полностью управляемых ключей — транзисторов. Предложенная схема двухзвенного преобразователя частоты с использованием несимметричной схемы инвертора позволяет уменьшить количество силовых полностью управляемых ключей и драйверов до минимума, а также значительно упростить систему управления, повысить надежность и улучшить энергетические характеристики. Такие преимущества достигаются тем, что в схеме двухзвенного преобразователя частоты используется нулевой вывод

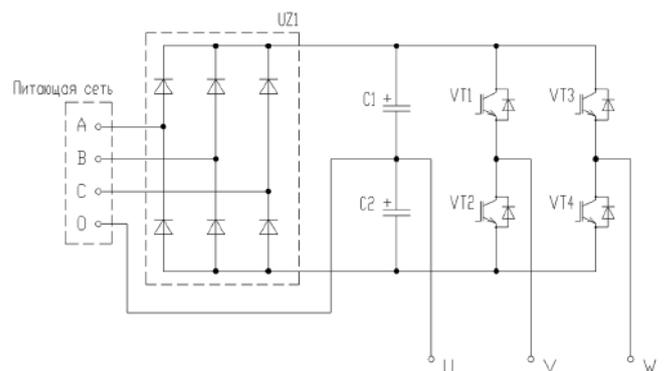


Рис. 1. Преобразователь частоты на основе несимметричной схемы инвертора

питающей сети, с применением которого искусственно организован трехуровневый источник постоянного напряжения. Такой источник постоянного напряжения позволяет реализовать одну выходную фазу U преобразователя частоты при формировании напряжения на остальных двух фазах V, W относительно выходной фазы U .

Рассмотрим более подробно структуру предложенного преобразователя частоты с несимметричной схемой инвертора, а также работу предложенной схемы трехфазного несимметричного инвертора напряжения собранного всего на четырех полностью управляемых фазы U .

Выпрямитель напряжения преобразователя частоты, схема которого представлена на рис. 1 собран по схеме трехфазного двухполупериодного выпрямителя для шин постоянного тока инвертора напряжения и как два трехфазных однополупериодных выпрямителя с анодной и катодной группами диодов относительно первой выходной фазы U преобразователя частоты и положительной и отрицательной шин звена постоянного тока. Первая выходная фаза U преобразователя частоты является фиксированной нулевой точкой двух трехфазных однополупериодных выпрямителей относительно фаз A, B, C питающей сети. Выпрямитель напряжения не содержит сложных цепей и элементов, а его работа ясна и не требует дополнительных пояснений.

Следует отметить, что выпрямитель напряжения может быть выполнен многофазным (рис. 2) или активным (рис. 3) в зависимости от параметров питающей сети и требовании предъявляемых к преобразователю частоты.

Более подробно рассмотрим работу несимметричной схемы инвертора напряжения. Возможные уровни линейных напряжений на выходе несимметричной схемы инвертора в зависимости от состояния полно-

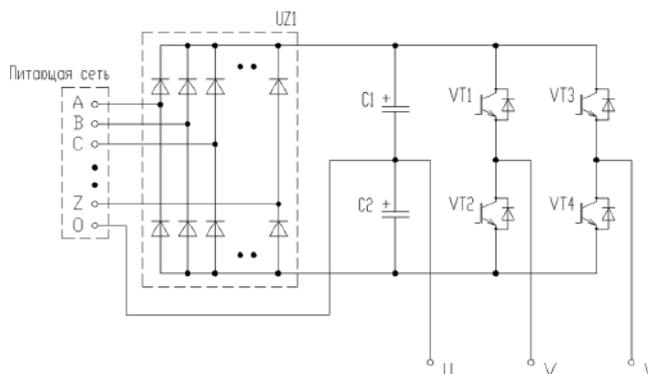


Рис. 2. Преобразователя частоты на основе несимметричной схемы инвертора с многофазным выпрямителем напряжения

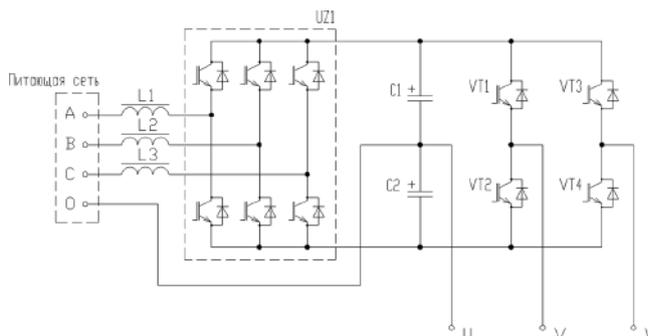


Рис. 3. Преобразователя частоты на основе несимметричной схемы инвертора с активным выпрямителем напряжения

стью управляемых силовых ключей – транзисторов – представлены в табл. 1.

Исходя из представленных уровней линейного напряжения на выходе несимметричного инвертора напряжения представленных в табл. 1 видно, что относительно нулевой точки или фазы U на двух других фазах V и W могут быть сформированы как положительные, так и отрицательные линейные напряжения.

Таблица 1. Уровни формируемых линейных напряжений на выходе инвертора в зависимости от состояния силовых ключей

		ФОРМИРУЕМЫЙ УРОВЕНЬ НАПРЯЖЕНИЯ		
		U_{UV}	U_{VW}	U_{WU}
ЗАМКНУТЫЙ КЛЮЧ VT	VT1	$-U_d/2$	0	0
	VT2	$U_d/2$	0	0
	VT3	0	0	$U_d/2$
	VT4	0	0	$-U_d/2$
	VT1 и VT3	$-U_d/2$	0	$U_d/2$
	VT2 и VT4	$U_d/2$	0	$-U_d/2$
	VT2 и VT3	$U_d/2$	$-U_d$	$U_d/2$
	VT1 и VT4	$-U_d/2$	U_d	$-U_d/2$

Следует отметить, что алгоритмы формирования линейных напряжений и соответственно функции управления силовыми транзисторами VT1–VT4 могут быть различными в зависимости от требуемых критериев и преследуемых целей [8–10]. Рассмотрим самый простой алгоритм формирования трехфазного выходного напряжения по закону синусоидальной ШИМ.

Пусть в системе управления синтезируются функции управления транзисторами VT1–VT4 по следующему алгоритму:

1) формируются напряжения управления (U_{VUy} , U_{WUy}):

$$U_{VUy} = K_{\text{мод}} \cdot \sin(\omega t);$$

$$U_{WUy} = K_{\text{мод}} \cdot \sin(\omega t + 2\pi/6),$$

где $K_{\text{мод}}$ – коэффициент модуляции, $\omega = 2\pi f$ – угловая частота вращения напряжения управления, f – частота напряжения управления.

Следует отметить, что в предложенной схеме несимметричного инвертора мы синтезируем именно линейные напряжения управления, а не фазные как в классической схеме трехфазного инвертора напряжения. Следовательно, сдвиг фаз синтезируемых линейных напряжений составляет именно $2\pi/6$. При этом мгновенные уровни формируемого линейного напряжения на выходе несимметричной схемы инвертора напряжения определяются согласно табл. 1 и зависят от уровня напряжения звена постоянного тока и алгоритма работы ключей и не зависят от нагрузки инвертора.

2) формируются два пилообразных симметричных опорных напряжения ($U_{\text{оп } VU}$, $U_{\text{оп } WU}$):

$$U_{\text{оп } VU} = (2/\pi) \arccos[\cos(\omega_{\text{нec}} t + \varphi_1)] - 1;$$

$$U_{\text{оп } WU} = (2/\pi) \arccos[\cos(\omega_{\text{нec}} t + \varphi_2)] - 1,$$

где $\omega_{\text{нec}} = 2\pi f_{\text{нec}}$ – угловая частота вращения опорного напряжения, $f_{\text{нec}}$ – несущая частота опорного напряжения, φ_1 – фаза опорного напряжения VU , φ_2 – фаза опорного напряжения WU .

3) синтезируются функции управления транзисторами VT1–VT4 несимметричной схемы инвертора:

$$VT_1 = \text{sign}[(U_{VUy} - U_{\text{оп } VU}) + 1]/2;$$

$$VT_2 = \text{sign}[(U_{\text{оп } VU} - U_{VUy}) + 1]/2;$$

$$VT_3 = \text{sign}[(U_{WUy} - U_{\text{оп } WU}) + 1]/2;$$

$$VT_4 = \text{sign}[(U_{\text{оп } WU} - U_{WUy}) + 1]/2,$$

где $\text{sign}(x)$ – знак числа x (знаковая функция).

Используя предложенную схему преобразователя частоты с несимметричной схемой инвертора напряжения было осуществлено математическое моделирование работы несимметричной схемы инвертора напряжения по предложенному алгоритму. Математическое моделирование выполнено в интерактивной среде *MATLAB Simulink*. На рис. 4 представлена математическая модель несимметричной схемы инвертора и реализованная система управления силовыми транзисторами.

Нагрузка каждой из фаз представляла собой последовательно соединенные R и L с параметрами $R = 0,5$ Ом, $L = 0,005$ Гн. Заданные параметры системы управления $U_d/2 = 500$ В; $K_{\text{мод}} = 0,9$; $f = 50$ Гц; $f_{\text{нec}} = 4000$ Гц; $\varphi_1 = 0,16$; $\varphi_2 = 0$.

На рис. 5 изображены осциллограммы мгновенных u_{uv} , u_{vw} , u_{wu} и действующих U_{UV} , U_{VW} , U_{WU} значений линейных напряжений на выходе преобразователя частоты с несимметричной схемой инвертора. На рис. 6 изображены осциллограммы мгновенных u_u , u_v , u_w и действующих U_u , U_v , U_w значений фазных напряжений на выходе преобразователя частоты с несимметричной схемой инвертора при его работе на симметричную нагрузку. На рис. 7 изображены осциллограммы мгновенных i_u , i_v , i_w и действующих I_u , I_v , I_w значений фазных токов на выходе преобразователя частоты с несимметричной схемой инвертора при работе на симметричную нагрузку.

Следует отметить, что в предложенной схеме инвертора напряжения при синтезе напряжения U_{VU} используется только напряжение управления U_{VUy} , при синтезе напряжения U_{WU} используется только напряжение управления U_{WUy} , а вот при синтезе напряжения U_{VW} используются оба напряжения управления U_{VUy} и U_{WUy} . Смещением фаз опорного напряжения φ_1 , φ_2 можно регулировать уровень действующего значения напряжения U_{VW} при этом действующие уровни напряжения U_{VU} , U_{WU} остаются без изменений в зависимости от смещения фаз опорного напряжения φ_1 , φ_2 .

Проведенный анализ результатов математического исследования показывает, что гармонический состав напряжения u_{VW} и напряжений u_{VU} , u_{WU} разный, поскольку они формируются из разных уровней напряжения звена постоянного тока. Как следствие этого будут различным и гармонический состав фазного напряжения u_u , и напряжений u_v , u_w , а так же тока i_u , и токов i_v , i_w . Следует отметить, что разными будут и средние значения квадрата ошибки модуляции тока (отклонения) на периоде импульсной функции управления.

Возвращаясь к схемотехнике силовой части следует отметить, что предложенный преобразователь частоты может быть реализован и простым соединением одного из выходных выводов с нулем питающей сети и одним накопительным конденсатором звена постоянного тока, схема которого представлена на рис. 8. Предложенный преобразователь частоты может быть использован при питании от сетей без нулевого провода. В таких сетях выпрямитель напряжения и организация трех уровней напряжения звена постоянного тока может быть выполнена с использованием самого простого емкостного делителя напряжения в звене постоянного тока либо с использованием схемы с трехобмоточным трансформатором напряжения с двумя вторичными обмотками и двумя выпрямителями напряжения (рис. 9).

Анализируя предложенную схему преобразователя частоты можно констатировать то, что ей присущи и

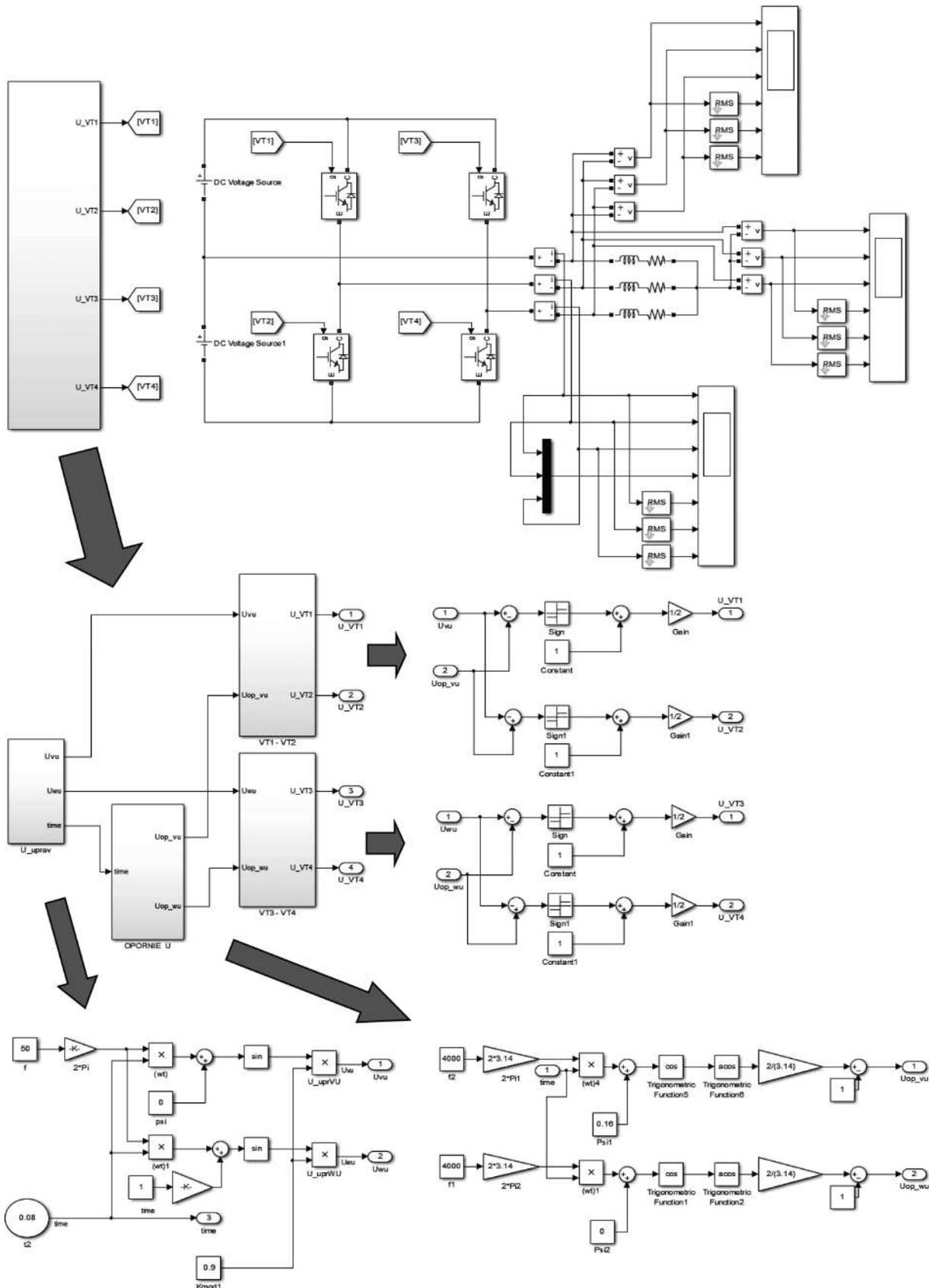


Рис. 4. Математическая модель несимметричной схемы инвертора и реализованная система управления четырьмя транзисторами

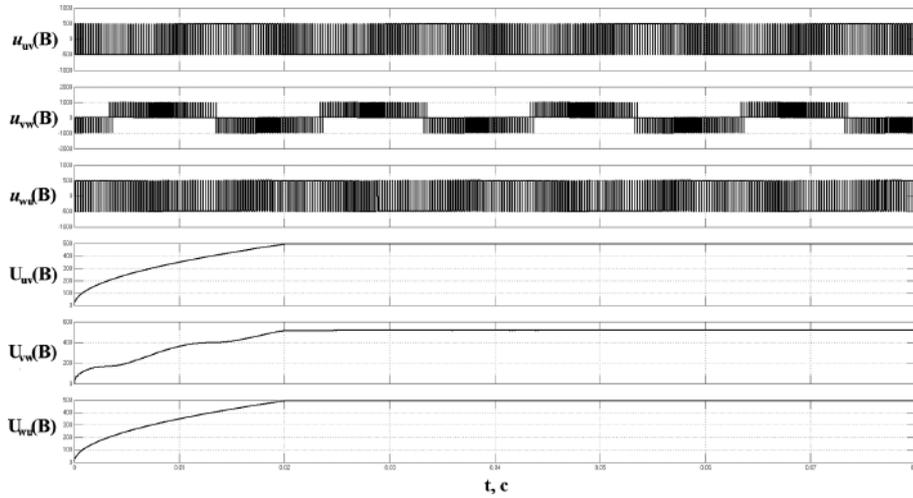


Рис. 5. Осциллограммы мгновенных u_{UV} , u_{VW} , u_{WU} и действующих U_{UV} , U_{VW} , U_{WU} значений линейных напряжении на выходе преобразователя частоты с несимметричной схемой инвертора

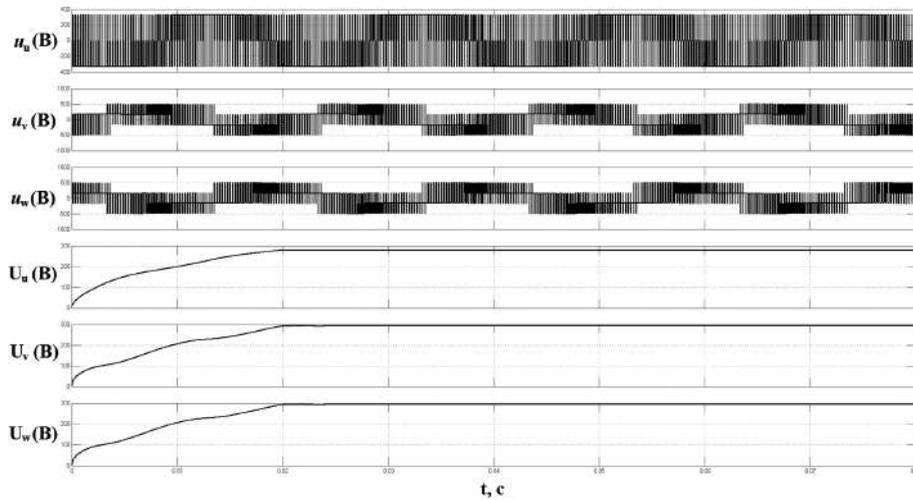


Рис. 6. Осциллограммы мгновенных u_U , u_V , u_W и действующих U_U , U_V , U_W значений фазных напряжении на выходе преобразователя частоты с несимметричной схемой инвертора при его работе на симметричную нагрузку

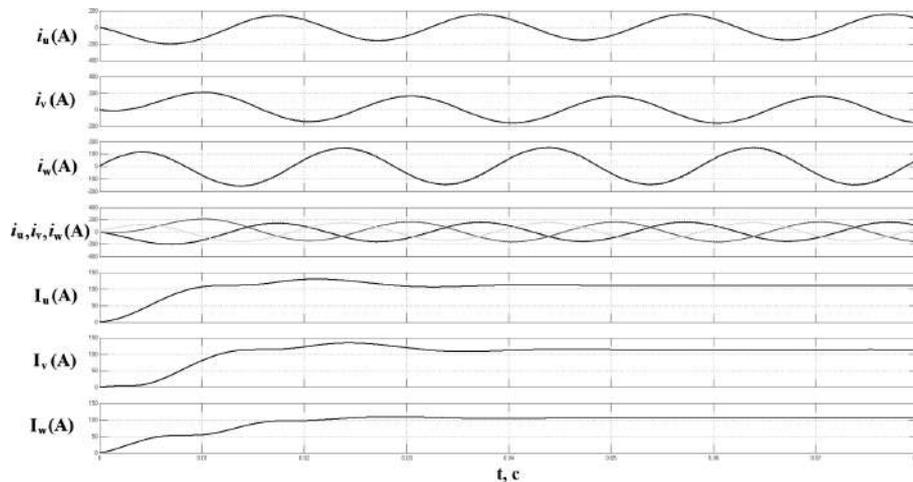


Рис. 7. Осциллограммы мгновенных i_U , i_V , i_W и действующих I_U , I_V , I_W значений линейных напряжении на выходе преобразователя частоты с несимметричной схемой инвертора при работе на симметричную нагрузку

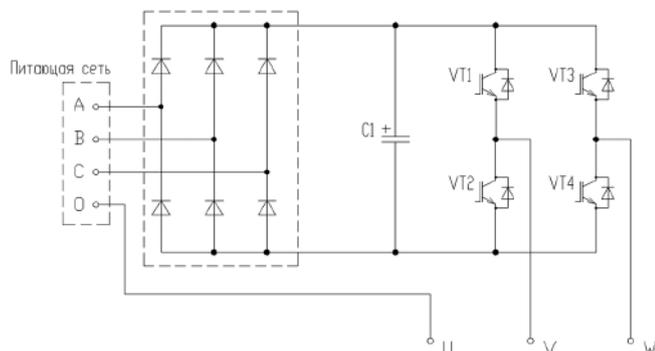
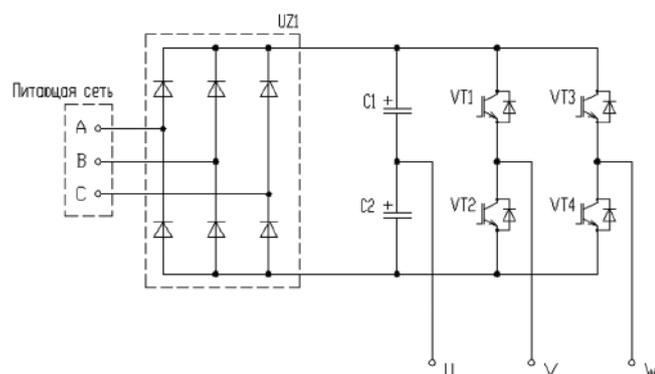
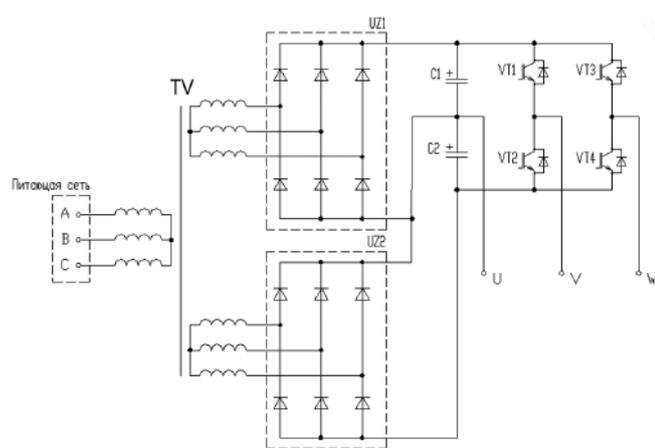


Рис. 8. Вариант схмотехнической реализации преобразователя частоты на основе несимметричной схемы инвертора с соединением одного из выходных выводов с нулем питающей сети



а



б

Рис. 9. Варианты схмотехнической реализации преобразователя частоты на основе несимметричной схемы инвертора при питании от сети без нулевого провода:
а – при помощи емкостного делителя напряжения в звене постоянного тока;
б – с использованием трехобмоточного трансформатора напряжения с двумя вторичными обмотками и двумя выпрямителями напряжения

недостатки. К недостаткам предложенной схемы преобразователя частоты можно отнести то, что силовые полностью управляемые ключи – транзисторы преобразователя частоты должны быть рассчитаны на полное напряжение звена постоянного тока такого преобразователя, хотя формируемый уровень действующего напряжения на выходе инвертора напряжения значительно ниже. Нагрузка такого электрического преобразователя должна иметь класс изоляции, рассчитанный на полное напряжение звена постоянного тока.

Подводя итог предложенной схеме преобразователя частоты с несимметричной схемой инвертора, можно констатировать, что отличительной особенностью предложения является использование всего четырех полностью управляемых полупроводниковых ключей – силовых транзисторов для формирования трех выходных фаз преобразователя частоты. Такое схемное решение позволит сократить число драйверов силовых транзисторов и значительно упростит систему управления. Предложенный инвертор напряжения позволяет повысить надежность, энергетическую эффективность, КПД, улучшить массогабаритные и эксплуатационные характеристики инвертора напряжения и преобразователя частоты на его основе. При этом предлагаемый преобразователь частоты с несимметричной схемой инвертора позволяет получить абсолютно такие же функциональные возможности присущие схеме классического трехфазного инвертора собранного на шести полностью управляемых ключах. Предложенная схема несимметричного инвертора напряжения и преобразователя частоты на его основе перспективна и может получить широкое распространение как в электроприводах небольшой мощности как бытового, так и промышленного применения, а также в электроприводах средней и большой мощности обладающих высоким показателем энергетической эффективности.

Литература

1. Пронин М. В., Воронцов А. Г. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет); под ред. Е. А. Крутякова. – СПб.: Электросила, 2003. – 172 с.
2. Сидоров С. Матричный преобразователь частоты – объект скалярного управления. – Силовая электроника 2009, № 3, С. 31–35.
3. Филатов В. Двух- и трехуровневые инверторы на IGBT. Перспективные решения. – Силовая электроника 2012, № 4, С. 38–41.
4. Р. Т. Шрейнер, А. В. Костылев, С. И. Шилин. Электропривод переменного тока с двухсекционным инвертором напряжения. Труды VII Международной (XVIII Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2012. – Иваново: ИЭГУ, 2012, С. 345–350.

5. Михеев К. Е., Томасов В. С. Анализ энергетических показателей многоуровневых полупроводниковых преобразователей систем электропривода. — Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики, 2012, № 1 (77), С. 46–52.
6. Милуша И. В., Коротаев А. Д. Разработка преобразователя частоты каскадного типа для двигателя погружного насоса. — Вестник ПНИПУ, № 7, 2013, С. 105–114.
7. Лазарев Г. Б. Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных схем. — Новости электротехники, 2005, № 2(32), С. 30–36.
8. Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е., Кондратьев Д. Е. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения. — Электричество, 2008, № 7, С. 23–31.
9. Чаплыгин Е. Е. Двухфазная широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения. — Электричество, № 8, 2009, С. 56–59.
10. Баховцев И. А., Зиновьев Г. С., Попов В. И., и др. Способы широтно-импульсной модуляции в автономных инверторах для частотного электропривода. — Электротехника, № 3, 1990, С. 46–50.
11. Гельвер Ф. А. Преобразователь частоты с несимметричной схемой инвертора. — Заявка на изобретение № RU 2018115623.

Гельвер Федор Андреевич, к. т. н., начальник лаборатории филиала “ЦНИИ СЭТ” ФГУП “Крыловский государственный научный центр”, доцент кафедры ЭП и ЭОБУ, ГУМРФ имени адмирала Макарова, тел.: 8-911-260-62-95, e-mail: gelver@bk.ru.

Требования к авторам для публикации в журнале “Практическая силовая электроника” (ПСЭ)

Публикация в журнале бесплатна для авторов.
Язык журнала — русский.

Для публикации статьи необходимо предоставить

- ✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;
- ✧ статью в электронном (в формате *MS Word*) и бумажном видах.

Статья должна содержать

- ✧ Ф. И. О. авторов на русском и английском языках;
- ✧ заголовок (на русском и английском языках);
- ✧ аннотацию (на русском и английском языках);
- ✧ ключевые слова (на русском и английском языках);
- ✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
- ✧ заключение (выводы);
- ✧ список литературы (если есть);
- ✧ информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, должность, название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или kryuchkov_v_v@mail.ru

Документы в бумажном виде должны быть отправлены по адресу: 111024, г. Москва, Андроновское шоссе, дом 26, ЗАО “ММП-Ирбис”.

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее — по 2 см; левое — 3 см, правое — 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С — конденсатор, VD — диод, L — дроссель и т.п.) — прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т.п.) — не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_д, L_{м1} и т.п.) — в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (С — емкость, I — ток, L — индуктивность и т.п.) — наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончания обозначения параметров (I₁, L₅, U_{ур1} и т.п.);
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание — шрифт прямой, буквенное латинское окончание — шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

В. И. Волков, В. В. Крючков

ФОРМИРОВАНИЕ МНОГОИМПУЛЬСНЫХ И МНОГОУРОВНЕВЫХ НАПРЯЖЕНИЙ С УЛУЧШЕННЫМ СПЕКТРАЛЬНЫМ СОСТАВОМ

T. V. Anisimova, V. I. Volkov,
V. V. Kryuchkov

Forming multi-pulse and multilevel voltages
with an improved harmonic content

Постоянный рост потребления электроэнергии устройствами как на борту летательных аппаратов и других подвижных объектов, а также промышленными и бытовыми системами при одновременном ужесточении требований к качеству потребляемой электроэнергии требуют поиска новых способов преобразования постоянного напряжения в переменное заданного качества. Инверторы необходимы также в системах альтернативной электроэнергетики (солнечные батареи, ветроэнергетические установки, приливные электростанции, топливные элементы), поскольку в таких системах первичные источники – источники постоянного тока.

В статье рассмотрены режимы формирования многоимпульсных и многоуровневых напряжений, позволяющие обеспечить заданное качество выходного напряжения инвертора за счет как исключения (либо подавления) высших гармоник низкого порядка, так и снижения коэффициента гармоник импульсных напряжений на входе силового фильтра для уменьшения его массы и габаритов.

Ключевые слова: инвертор, мостовой коммутатор, спектральный состав, коэффициент гармоник, коэффициент режекции, широтно-импульсное регулирование, широтно-импульсная модуляция, многоуровневое напряжение.

Continuous growth of electric power consumption by the flying vehicles onboard systems and aggregates as well as by industrial and home appliances with concurrent requirement strengthening to the consumed electric power quality require searching for new techniques of converting DC voltage into AC voltage of the specified quality. Inverters are also necessary for alternative electric energy systems, such as solar batteries, wind-driven power plants, tidal electric power plants, fuel cells, since primary sources in such systems are DC sources.

The article considers the modes of multi-pulse and multilevel voltages allowing ensuring the specified quality of the inverter output voltage by either elimination (or suppression) of high-order harmonics, or decreasing total harmonic distortion of pulse voltages at the input of the output filter.

Key words: inverter, full-bridge stage, harmonic content, total harmonic distortion, rejection ratio, pulse-width control, pulse-width modulation, multilevel voltage.

Постоянный рост потребления электроэнергии устройствами на борту летательных аппаратов и других подвижных объектов, а также промышленными и бытовыми системами при одновременном ужесточении требований к качеству потребляемой электроэнергии требуют поиска новых способов преобразования постоянного напряжения в переменное заданного качества. Инверторы необходимы также в системах альтернативной электроэнергетики (солнечные батареи, ветроэнергетические установки, приливные электростанции, топливные элементы), поскольку в таких системах первичные источники – источники постоянного тока.

Основное условие уменьшения массы и габаритов выходного фильтра инвертора для обеспечения заданного качества (коэффициента гармоник) выходного напряжения инвертора – исключение (или существенное подавление) низших гармонических составляющих импульсного напряжения на его входе, либо снижение коэффициента гармоник. Формированию многоимпульсных напряжений различных режимов и многоуровневых напряжений с улучшенным спектральным составом посвящено большое число работ [1–9, 11–17, 19–23].

Выходной каскад инвертора представляет собой полумостовой (рис. 1а), либо мостовой коммутатор

(рис. 1б) коммутаторов в однофазных и в трехфазных инверторах. Трехфазный инвертор реализуется либо на трех полумостовых (трехфазный мостовой каскад – рис. 1в), либо на трех мостовых каскадах. С помощью трехфазного мостового коммутатора реализуются напряжения, в спектре которых отсутствуют третья и кратные ей гармоники.

Регулирование длительности импульсов Режим широтно-импульсного регулирования

Самый простой способ исключения третьей и кратных ей гармоник – формирование на выходе мостового коммутатора импульса напряжения длительностью 120° (рис. 2), что соответствует решению уравнения

$$\cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 = 0$$

на отрезке $[0, \pi]$, при условии, что $\alpha_1 < \pi/2$, а $\alpha_2 < \pi$. Такое напряжение реализуется как в однофазных, так и в трехфазных инверторах. Коэффициент гармоник такого напряжения равен 30,554%.

Разбиение 120° -градусного интервала на импульсы равной длительности, т. е. решение уравнения

$$\sin 3\beta_1 + \sin 3\beta_2 + \dots + \sin 3\beta_i + \dots + \sin 3\beta_p = 0,$$

где p – число импульсов на интервале $[0, \pi/2]$, – координата центра i -го импульса, приводит к режиму

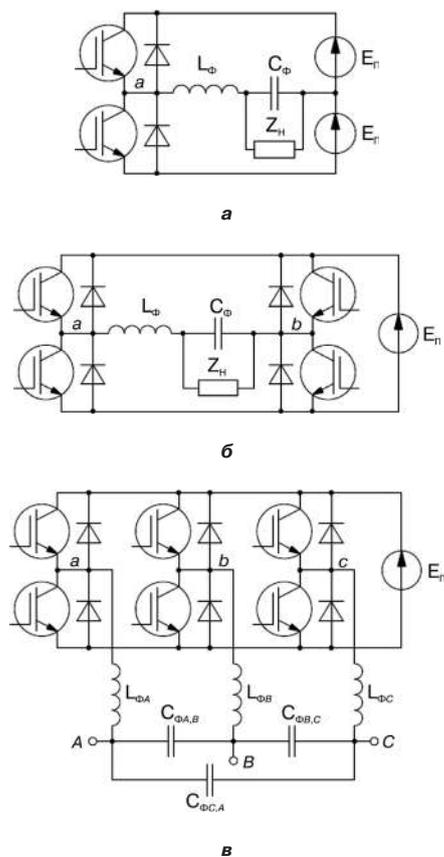


Рис. 1. Выходные каскады транзисторного инвертора: а – полумостовой; б – мостовой; в – трехфазный мостовой

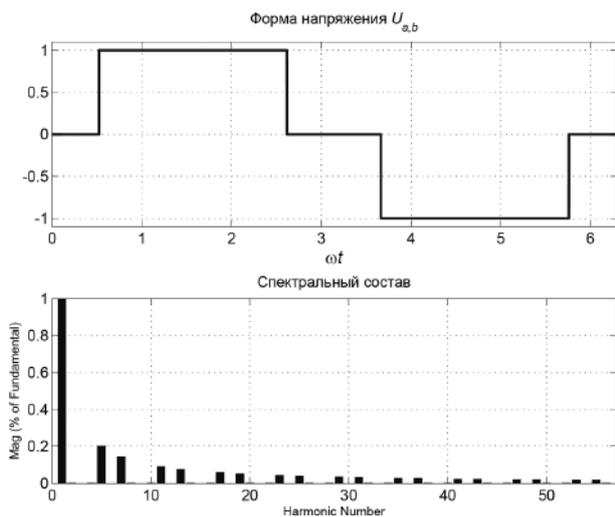


Рис. 2. Форма напряжения при длительности импульса 120° и его спектральный состав

кодированного широтно-импульсного регулирования (ШИР-КД) [11, 17], что позволяет регулировать амплитуду выходного напряжения инвертора в заданных пределах, однако ухудшает коэффициент гармоник. Формы напряжений ШИР-КД для двух и четырех импульсов на половине периода основной гармоники при $M = 0,7$ ($M = A_1/E_{\Pi}$, где A_1 – амплитуда основной гармоники выходного напряжения, E_{Π} – напряжение

питания мостового коммутатора) и начальные участки их спектров приведены на рис. 3а и б соответственно. Для первого случая расчетный коэффициент гармоник равен 63,692, а для второго 65,085. Такие напряжения возможно сформировать только с помощью мостового коммутатора (рис. 1б). Видно, что дальнейшее увеличение числа импульсов за половину периода основной гармоники не даст существенного снижения коэффициента гармоник.

Для исключения 3, 5 и кратных им гармоник во всем диапазоне регулирования амплитуды основной гармоники наиболее эффективно напряжение режима ШИР-КД, полученное по результатам, приведенным в [5, 9], форма и спектральный состав которого показаны на рис. 4а (коэффициент гармоник равен 79,734%). На рис. 4б приведены форма и спектральный состав напряжения режима ШИР-КД с исключением 3, 5,

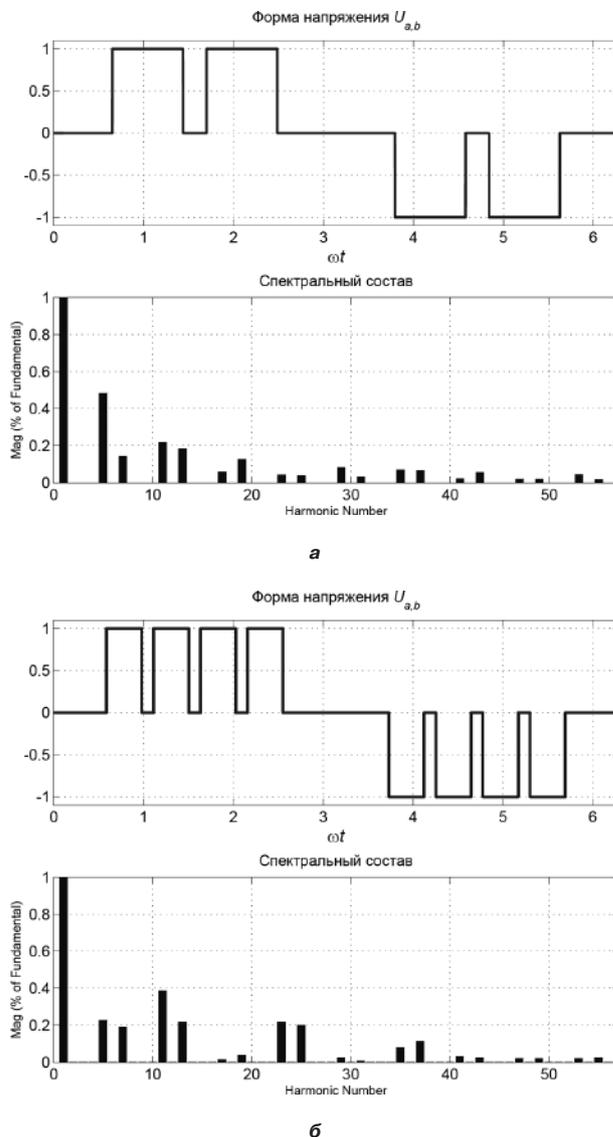


Рис. 3. Форма напряжения режима ШИР-КД и спектральный состав при исключении третьей и кратных ей гармоник при двух (а) и четырех (б) импульсах за половину периода основной гармоники

7 и кратных им гармоник во всем диапазоне регулирования амплитуды основной гармоники при максимальном индексе модуляции ($M = 1$), (коэффициент гармоник равен 50,307%). При $M = 0,7$ коэффициент гармоник напряжения рис. 4б равен 50,548%. Принцип формирования подобных напряжений подробно изложен в [17].

Режим широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону

В режиме широтно-импульсной модуляции по синусоидальному (ШИМ-СИН) закону возможно формирование как двухуровневого, так и трехуровневого напряжений [10].

При формировании двухуровневого напряжения в зависимости от числа импульсов за период основной гармоники выходного напряжения возможно наличие либо только четных гармоник (при четном числе

импульсов – рис. 5а), либо только нечетных (при нечетном числе импульсов – рис. 5б). При четном числе импульсов ($p = 16$) (рис. 5а) коэффициент гармоник равен 167,969, а при нечетном ($p = 17$) – 167,567%.

Форма и начальный участок спектра трехуровневого напряжения режима ШИМ-СИН-3 ($p = 16$) приведены на рис. 6. Коэффициент гармоник равен 87,495.

В [10] показано, что сравнивать многоимпульсные напряжения можно не только по коэффициенту гармоник, но и по коэффициенту режекции, определяемому по формуле

$$k_N = \frac{N^2 A_1}{A_N},$$

где N – номер первой неисключенной высшей гармоники; A_N – амплитуда N -ой гармоники; A_1 – амплитуда основной гармоники напряжения. Для повышения точности расчета выходного LC-фильтра инвертора

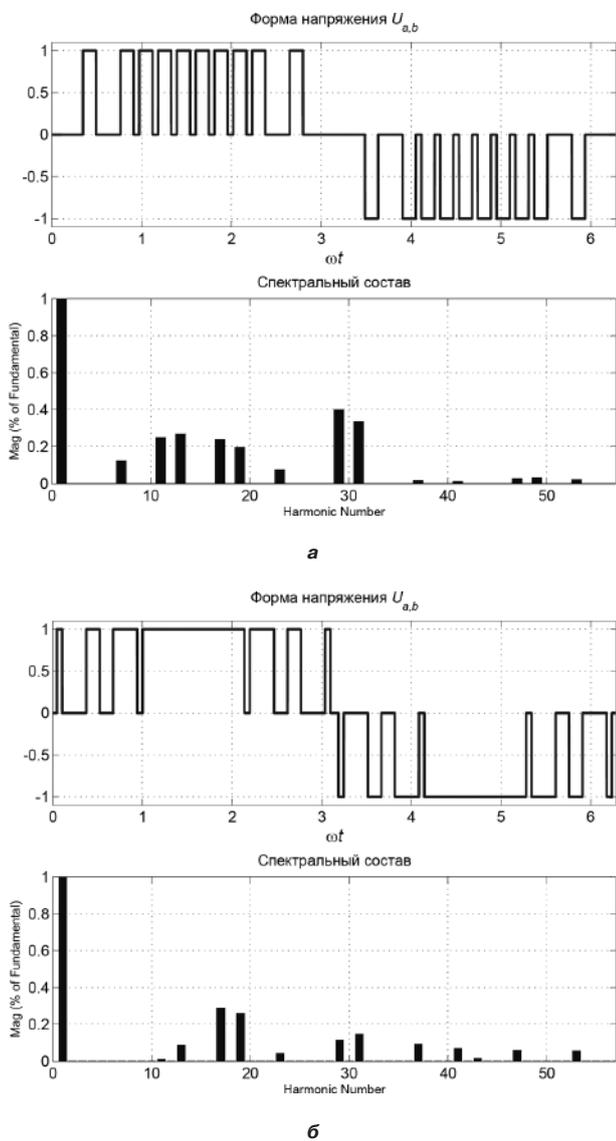


Рис. 4. Формы (вверху) и спектр (внизу) напряжения режима ШИР-КД: а – с исключением 3, 5 и кратных им гармоник ($M = 0,7$); б – с исключением 3, 5, 7 и кратных им гармоник ($M = 1$)

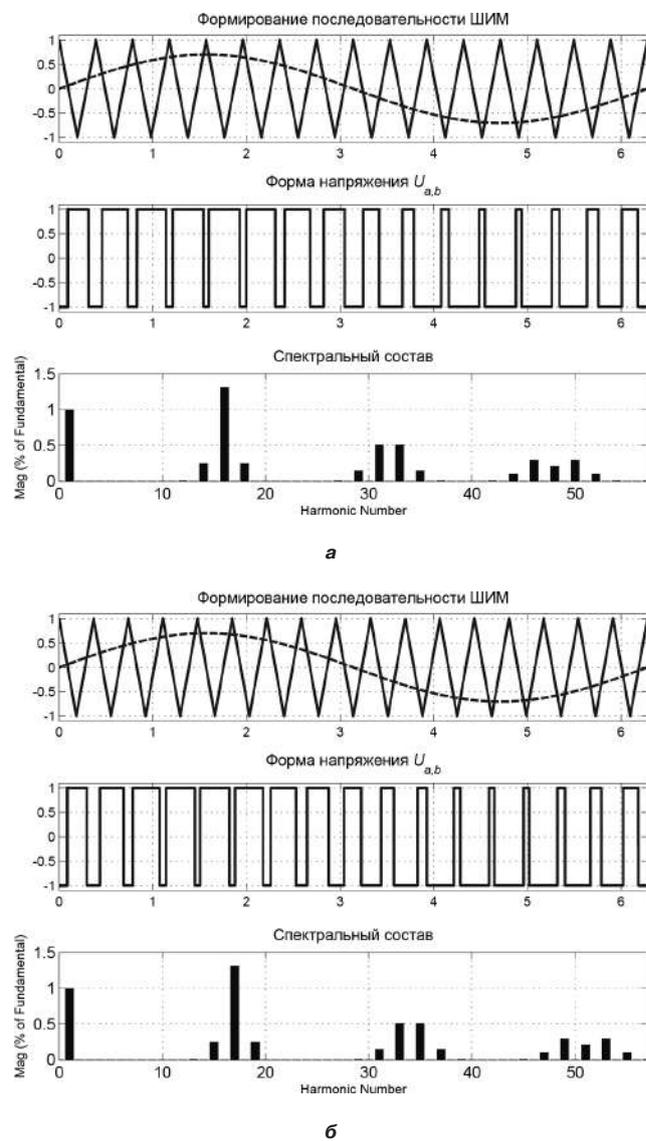


Рис. 5. Формы (вверху) и спектральный состав (внизу) двухуровневого напряжения режима ШИМ-СИН-2 при: а – четном ($p = 16$); б – нечетном ($p = 17$) числе импульсов

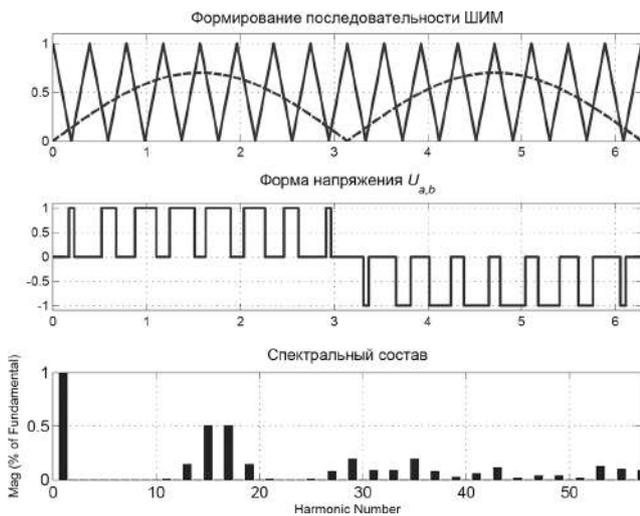


Рис. 6. Форма (вверху) и спектральный состав (внизу) трехуровневого напряжения режима ШИМ-СИН-3 при $\rho = 16$

в [18] предложено рассчитывать коэффициент режекции по уточненной формуле с учетом 101 высшей гармоники:

$$k_N = \frac{N^2 A_1}{\sum_{n=1}^{101} A_n^2} = \frac{N^2}{k_r}$$

т. е., используя коэффициент гармоник многоимпульсного напряжения.

В табл. 1 приведены результаты анализа рассмотренных многоимпульсных напряжений, аппроксимирующих синусоидальное, с точки зрения затрат на их последующую фильтрацию с помощью LC-фильтра. Методика расчета выходного фильтра инвертора приведена в [18]. Индуктивность и емкость фильтра рассчитаны на мощность 1250 ВА при коэффициенте мощности $\chi = 0,8$ и коэффициенте гармоник выходного напряжения 5%.

Скорректировать параметры фильтра можно с помощью моделирования, например, в *PSpice*.

Формирование многоуровневых напряжений

В настоящее время повышенное внимание уделяется инверторам, на входе силового фильтра которых формируется многоуровневое напряжение. Формирование таких напряжений позволяет существенно снизить коэффициент гармоник, что сказывается на выборе параметров выходного фильтра, а также частоты коммутации силовых ключей мостовых коммутаторов. Различные способы формирования многоуровневых напряжений рассмотрены в [3, 7, 8, 11, 14–16, 19–23].

Схема силового каскада многоуровневого инвертора показана на рис. 7.

Известно, что для исключения n низших гармоник требуется $n + 1$ уровней напряжения [23], однако, при этом возрастает и число транзисторных мостовых коммутаторов, формирующих каждый уровень напряжения. Однако, эта проблема в настоящее время стоит не так остро, поскольку многие производители силовых полупроводниковых компонентов выпускают

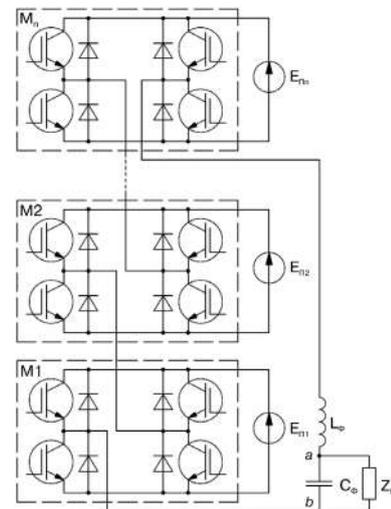


Рис. 7. Силовой каскад многоуровневого инвертора

Таблица 1. Сравнение параметров многоимпульсных напряжений

Режим	Число импульсов на периоде основной гармоники, ρ	Номер первой неисключенной высшей гармоники, N	Коэффициент гармоник, k_r	Коэффициент режекции, k_N	Индуктивность дросселя фильтра, мГн	Емкость конденсатора фильтра, мкФ
ШИР	2	5	30,554	81,822	163,278	14,183
ШИР-КД	4	5	62,692	39,877	215,847	16,93
ШИР-КД	8	5	65,085	38,412	218,886	17,067
ШИР-КД	20	7	79,734	61,454	176,741	14,959
ШИР-КД	140	11	50,548	239,378	93,415	9,191
ШИМ-СИН-2	16	14	167,969	116,688	128,298	11,899
ШИМ-СИН-2	17	15	167,567	134,247	119,864	11,285
ШИМ-СИН-3**	16	13	87,495	193,153	101,742	9,878

* Все параметры приведены для $M = 0,7$

** Не реализуется с помощью трехфазного мостового коммутатора в случае индуктивной нагрузки

мостовые коммутаторы в виде интегральных модулей, что позволяет существенно снизить массогабаритные показатели устройств этого класса.

Координаты начал уровней многоуровневого напряжения можно определить с помощью решения систем трансцендентных уравнений, в общем случае имеющих вид:

$$\begin{cases} \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_n \neq 0; \\ \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 + \dots + \cos 3\alpha_n = 0; \\ \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 + \dots + \cos 5\alpha_n = 0; \\ \vdots \\ \cos(N-1)\alpha_1 + (N-1)\cos \alpha_2 + \dots + (N-1)\cos \alpha_n = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где N – номер первой неисключенной высшей гармоники.

Таким образом, для исключения третьей и пятой гармоник при амплитудах уровней, равных $E_n/2$ и E_n соответственно (E_n – напряжение питания) необходимо решить следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 = 0; \\ \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 = 0, \end{cases} \quad (2)$$

где α_1 и α_2 – координаты начал уровней, при условии, что $0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \pi/2$.

Систему (1) можно решить аналитически, заменив суммы косинусов произведениями и приравнявая к нулю сомножителей, т. е.

$$\begin{cases} 2\cos \frac{3(\alpha_1 + \alpha_2)}{2} \cdot \cos \frac{3(\alpha_1 - \alpha_2)}{2} = 0; \\ 2\cos \frac{5(\alpha_1 + \alpha_2)}{2} \cdot \cos \frac{5(\alpha_1 - \alpha_2)}{2} = 0. \end{cases} \quad (3)$$

Условию $\alpha_1 < \alpha_2 < \pi/2$ удовлетворяют $\alpha_1 = \pi/15$ и $\alpha_2 = 4\pi/15$. Форма напряжения и начальный участок спектра показаны на рис. 8. Из рис. 8 видно, что из

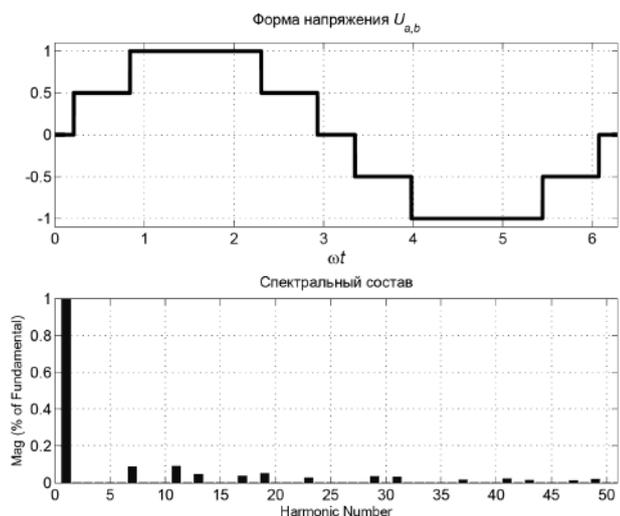


Рис. 8. Форма трехуровневого напряжения с координатами начал уровней $\alpha_1 = \pi/15$ и $\alpha_2 = 4\pi/15$ (вверху) и его спектральный состав (внизу)

спектра напряжения исключены также гармоники, кратные трем и пяти. При этом, рассчитанный коэффициент гармоник составил 16,922%.

Напряжение, координаты начал уровней которого получены простым подбором координат начал уровней и их амплитуд, используя [2]. При этом первый уровень начинается с нулевой координаты. Таким образом на интервале $[0; \pi/2]$ длительности всех уровней составляют $\pi/3$, а их относительные амплитуды равны соответственно 0,25; 0,75 и 1. Форма напряжения и начальный участок спектра показаны на рис. 9. Расчетный коэффициент гармоник напряжения рис. 9 составляет 15,289%.

На рис. 10 показаны форма и начальный участок спектра напряжения, координаты центров уровней которого равны соответственно $\pi/6, \pi/3$ и $\pi/2$, а относительные амплитуды уровней составляют соот-

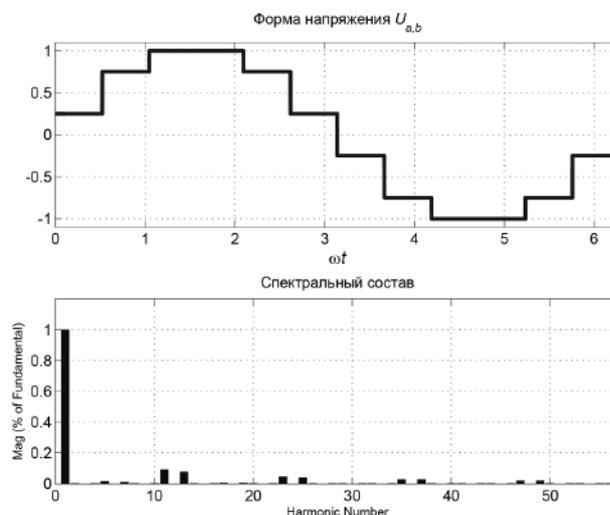


Рис. 9. Форма трехуровневого напряжения с координатами начал уровней $\alpha_1 = 0, \alpha_2 = \pi/6$ и $\alpha_3 = \pi/3$ (вверху) и его спектральный состав (внизу)

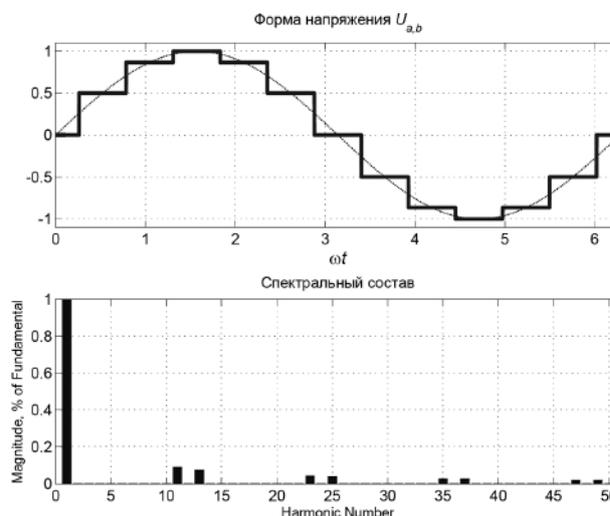


Рис. 10. Форма трехуровневого напряжения с координатами начал уровней $\beta_1 = \pi/6, \beta_2 = \pi/3$ и $\beta_3 = \pi/2$ (вверху) и его спектральный состав (внизу)

ответственно $\sin(\pi/6)$, $\sin(\pi/6)$ и $\sin(\pi/2)$. Длительность каждого уровня на интервале $[0; \pi/2]$ составляет $\pi/6$. Рассчитанный коэффициент гармоник такого напряжения составляет 14,674%.

Расчет параметров выходного фильтра для всех рассмотренных случаев многоуровневых напряжений проведен по методике, приведенной в [18]. Индуктивность и емкость фильтра рассчитаны на мощность 1250 ВА при коэффициенте мощности $\chi = 0,8$ и коэффициенте гармоник выходного напряжения не более 5%. Следует отметить, для напряжения рис. 9 при расчете выходного фильтра учитывалась высшая гармоника с номером $N = 11$, поскольку амплитуды пятой и седьмой гармоник не превышают 1% относительно основной гармоники.

Схема модели инвертора, реализующего напряжение рис. 8 приведена на рис. 11, а результаты мо-

делирования – ток и напряжение дросселя, а также напряжения на входе и выходе силового фильтра – на рис. 12. На рис. 13 приведены результаты гармонического анализа напряжений на входе и выходе силового фильтра.

Схема модели инвертора, реализующего напряжение рис. 9 приведена на рис. 14, а результаты моделирования – ток и напряжение дросселя, а также напряжения на входе и выходе силового фильтра – на рис. 15. На рис. 16 приведены результаты гармонического анализа напряжений на входе и выходе силового фильтра.

Реализовать напряжение рис. 10 можно с помощью схемы, приведенной на рис. 14, поскольку один из уровней напряжения – нулевой. Результаты моделирования – ток и напряжение дросселя, а также напряжения на входе и выходе силового фильтра по-

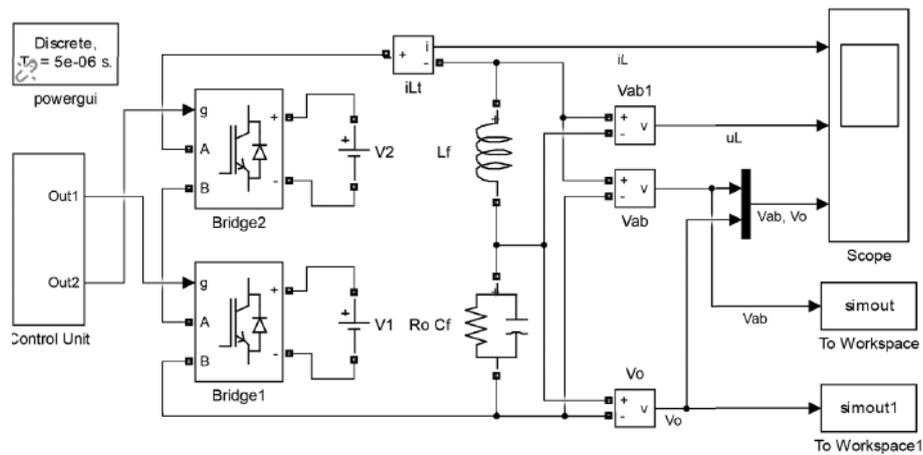


Рис. 11. Схема модели инвертора, реализующего напряжение рис. 8

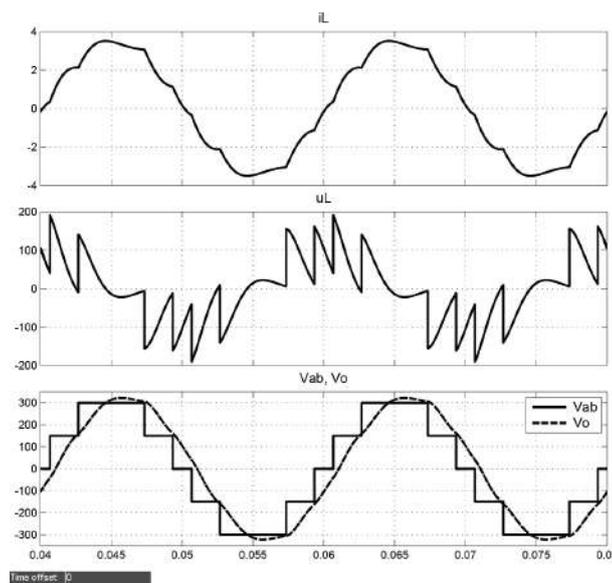


Рис. 12. Результаты моделирования инвертора по схеме рис. 11: ток дросселя (вверху); напряжение на дросселе (в середине); напряжения на входе и выходе силового фильтра (внизу)

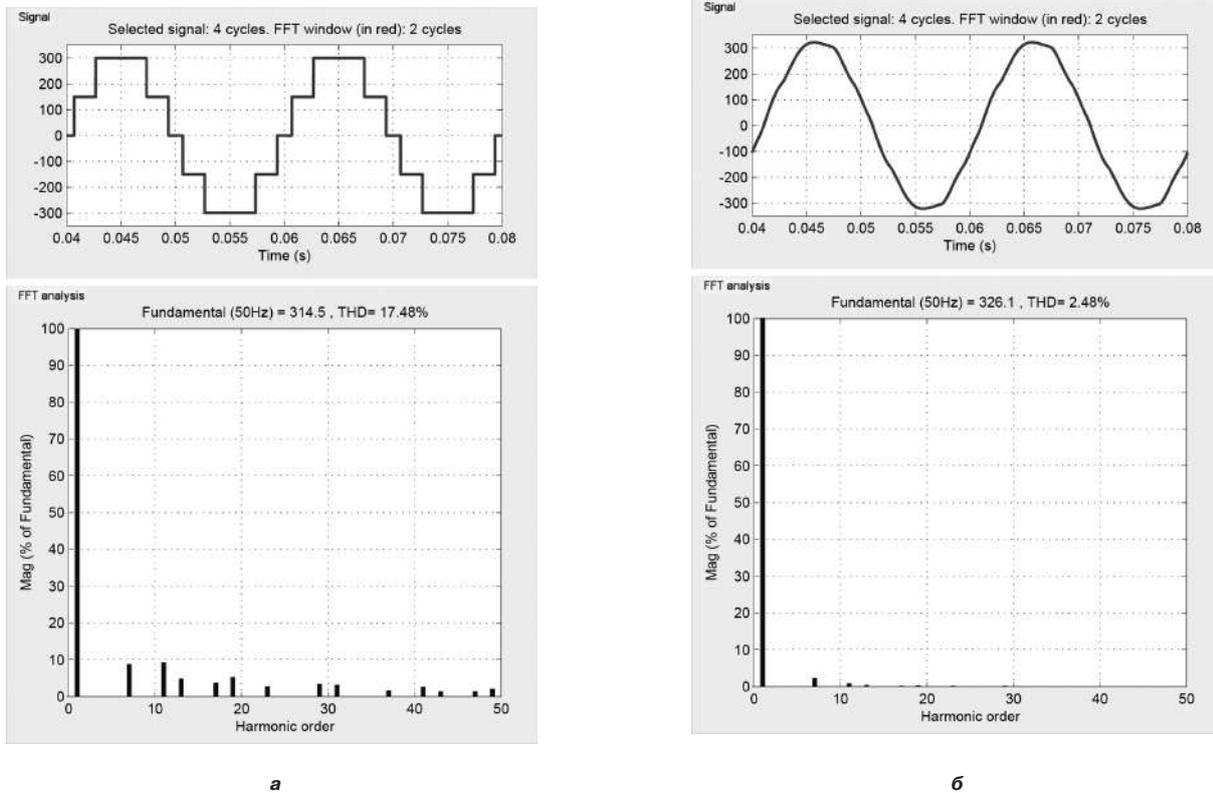


Рис. 13. Результаты гармонического анализа напряжений на входе (а) и выходе (б) силового фильтра (L_f, C_f – рис. 11)

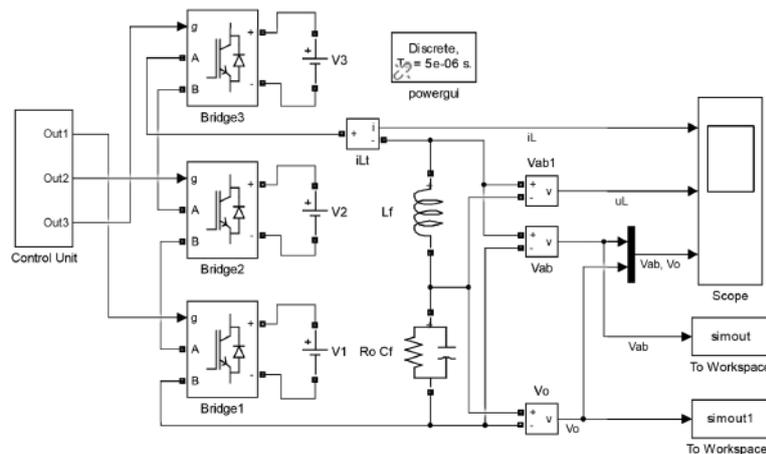


Рис. 14. Схема модели инвертора, реализующего напряжение рис. 9

казаны на рис. 17. На рис. 18 приведены результаты гармонического анализа напряжений на входе и выходе силового фильтра.

Представляет интерес формирование многоуровневого напряжения, используя режим широтно-импульсного регулирования. Для реализации такого комбинированного режима желательно, чтобы координаты начал уровней отстояли друг от друга на равных расстояниях. Рассмотрим напряжение рис. 9, считая, что такая форма соответствует $M = 1$. Тогда

координаты центров импульсов на $\pi/2$ будут соответственно $\pi/12, 3\pi/12$ и $5\pi/12$. Форма напряжения и начальный участок его спектра показаны на рис. 19. Параметры выходного фильтра рассчитаны по тем же условиям, что и для уже рассмотренных инверторов. Моделирование инвертора проведено по схеме рис. 14. Результаты моделирования приведены на рис. 20, а гармонического анализа напряжений на входе и выходе силового фильтра – на рис. 21.

В табл. 2 приведены результаты анализа рассмо-

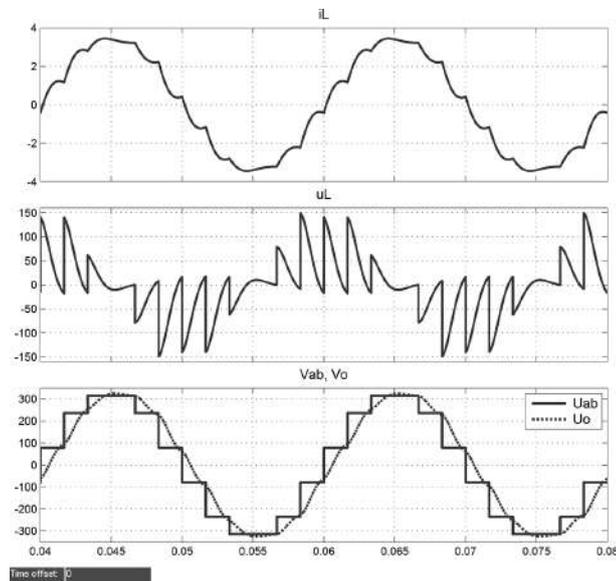
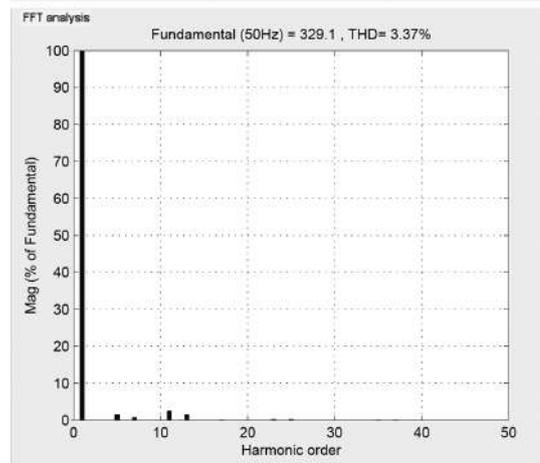
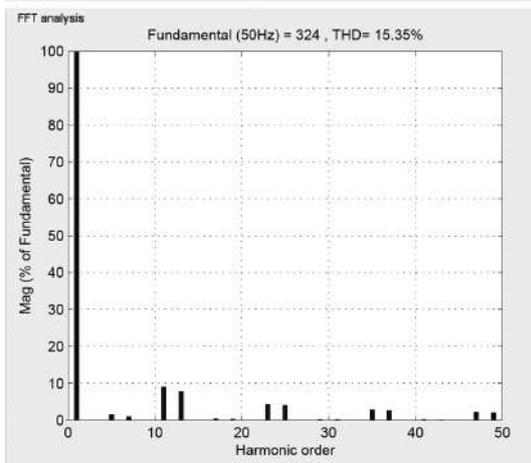
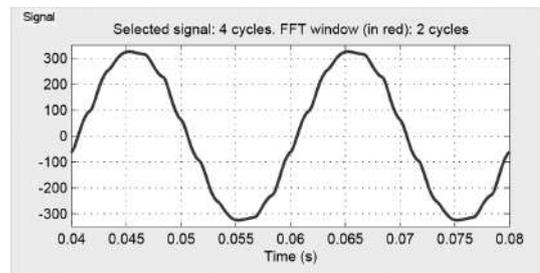
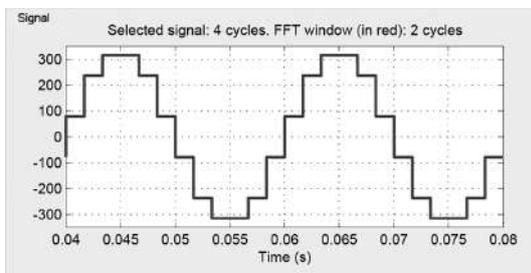


Рис. 15. Результаты моделирования инвертора по схеме рис. 14: ток дросселя (вверху); напряжение на дросселе (в середине); напряжения на входе и выходе силового фильтра (внизу)



а

б

Рис. 16. Результаты гармонического анализа напряжений на входе (а) и выходе (б) силового фильтра (Lf, Cf – рис. 14)

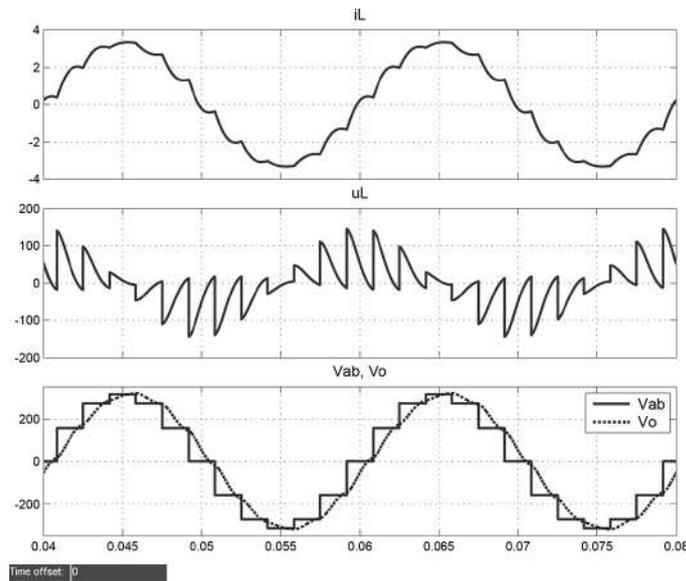
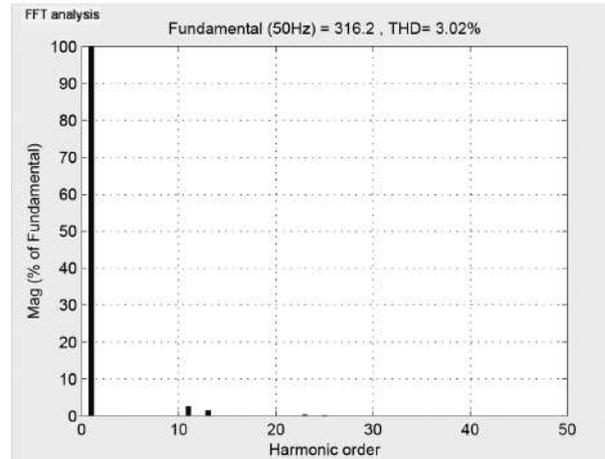
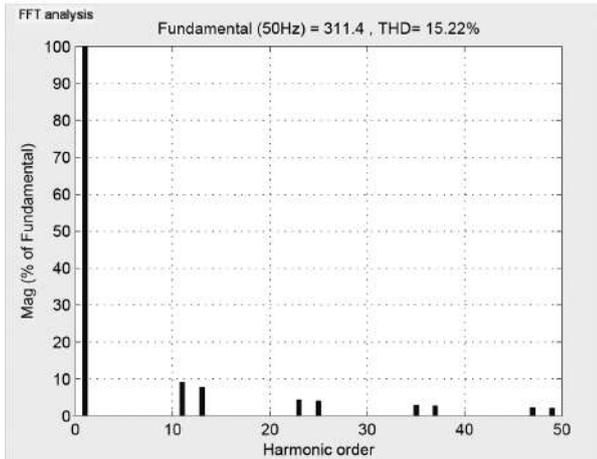
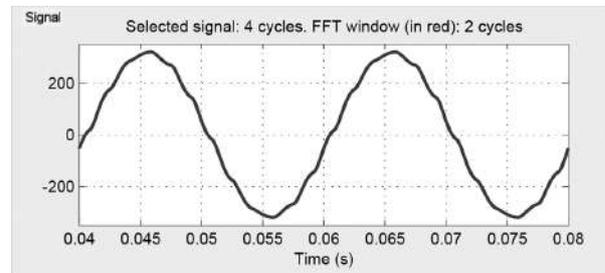
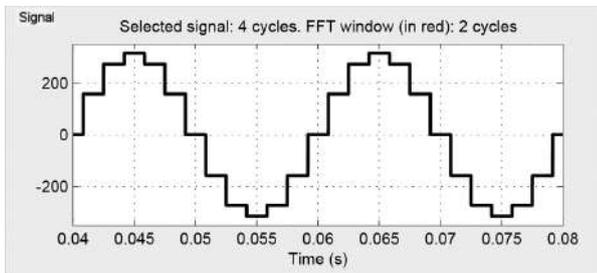


Рис. 17. Результаты моделирования инвертора с координатами центров уровней $\pi/6$, $\pi/3$ и $\pi/2$: ток дросселя (вверху); напряжение на дросселе (в середине); напряжения на входе и выходе силового фильтра (внизу)



а

б

Рис. 18. Результаты гармонического анализа напряжений (рис. 17) на входе (а) и выходе (б) силового фильтра (L_f , C_f – рис. 14)

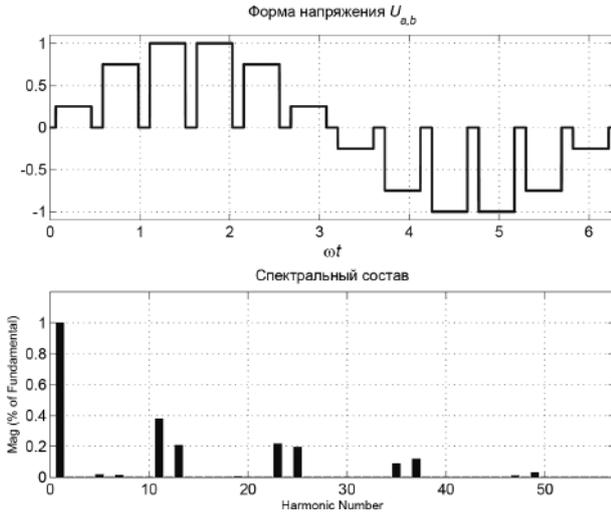


Рис. 19. Многоуровневое напряжение в режиме ШИР

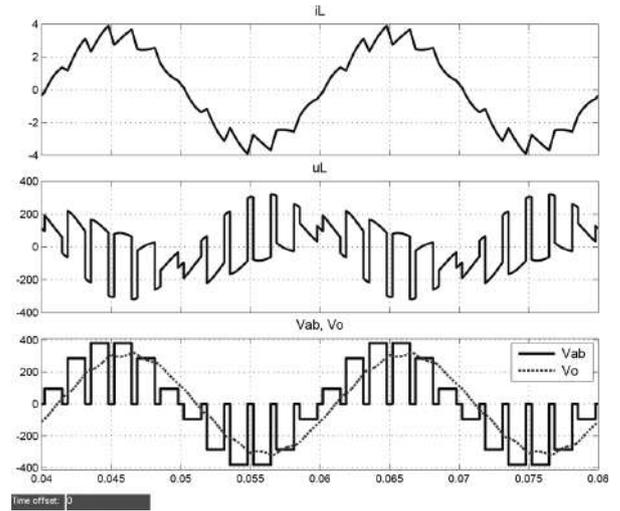
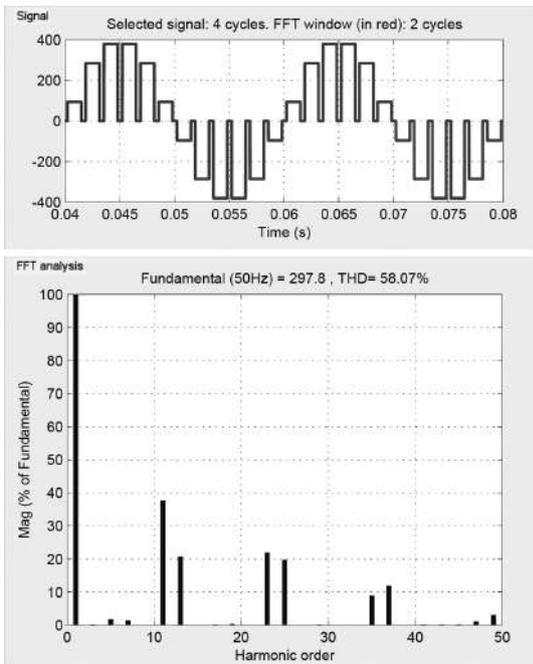
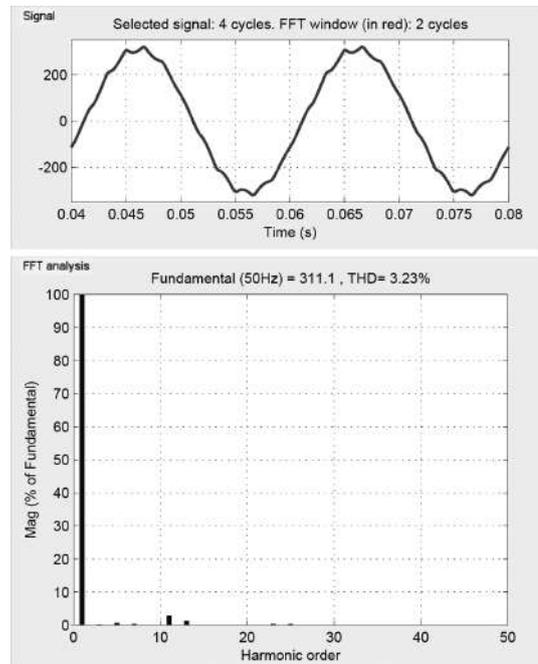


Рис. 20. Результаты моделирования многоуровневого напряжения в режиме ШИР: ток дросселя (вверху); напряжение на дросселе (в середине); напряжения на входе и выходе силового фильтра (внизу)



а



б

Рис. 21. Результаты гармонического анализа напряжений (рис. 20) на входе (а) и выходе (б) силового фильтра (L_f, C_f – рис. 14)

Таблица 2. Сравнение режимов формирования многоуровневых напряжений

Режим	Число уровней	Амплитуда основной гармоники	Номер первой неисключенной гармоники (N)	Коэффициент гармоник, %	Коэффициент режекции	Индуктивность фильтра, мГн	Емкость фильтра, мкФ
Рис. 8	5	1.04868	7	16.926	289.500	92.805	9.139
Рис. 9	6	1.02883	5*	15.289	791.433	56.630	5.852
Рис. 10	7	0.98861	11	14.674	824.612	55.766	5.768
Рис. 19	6	0.78365	5*	57.885	209.036	99.302	9.679

* Амплитуды 5 и 7 гармоник меньше 1% от основной, поэтому фильтр рассчитан на $N = 1$

тренных многоуровневых напряжений, аппроксимирующих синусоидальное, с точки зрения затрат на их последующую фильтрацию с помощью LC-фильтра.

Выводы

Рассмотренные режимы кодового широтно-импульсного регулирования легко реализуются аналого-цифровыми и цифровыми методами как в однофазных, так и в трехфазных мостовых инверторах. Однако, для существенного уменьшения массы и габаритов выходного фильтра необходимо существенно увеличивать число импульсов за период выходного напряжения (один импульс — одна исключенная гармоника). Поэтому режим ШИР-КД применим в инверторах малой и средней мощности (до 500 Вт).

Режим синусоидальной ШИМ позволят исключать большее число высших гармоник. Однако, в трехфазных мостовых инверторах при индуктивной нагрузке реализуется только режим двухуровневой ШИМ, имеющий худшие параметры, по сравнению с режимом трехуровневой ШИМ. Кроме того, при большом числе импульсов длительности начальных импульсов могут быть сопоставимы со временем переключения силовых транзисторов, что приведет к изменению спектрального состава, т. е. ухудшению качества выходного напряжения.

При больших выходных мощностях инверторы с многоуровневым напряжением имеют явное преимущество, вследствие значительно более низкой частоты переключений. Многоуровневые напряжения легко реализуются на основе полностью цифрового управления, а наличие мощных мостовых модулей обеспечивает приемлемые массогабаритные показатели.

Анализ режима формирования многоуровневого напряжения в режиме ШИР показал, что при разбиении уровней на отдельные импульсы с амплитудами, равными амплитудам уровней, существенно ухудшается коэффициент гармоник таких напряжений и, следовательно, параметры выходного фильтра инвертора.

Литература

1. Б. Бедфорд, Р. Хофт. Теория автономных инверторов, перевод с англ. под ред. И. В. Антика. — М.: Энергия, 1969. — 280 с.
2. Г. М. Малышков. Способы синтеза многоступенчатой формы выходного напряжения транзисторных инверторов. В кн.: “Электронная техника в автоматике”. Сборник статей. Под ред. Ю. И. Конева. Выпуск 1. — М.: Советское радио, 1969, С. 166–171.
3. Моун В. С., Лантев Н. И. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергия, 1972.
4. H. S. Patel and R. G. Hoft, “Generalised harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part I — harmonic elimination”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 9, pp. 310–317, May/June 1973.
5. Г. М. Малышков, И. Н. Соловьев. Простые формы выходного напряжения однофазных мостовых инверторов. В кн.: “Электронная техника в автоматике”. Сборник статей. Под ред. Ю. И. Конева. Выпуск 6. — М.: Советское радио, 1974, С. 89–90.
6. H. S. Patel and R. G. Hoft. “Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part II — voltage control technique”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 10, pp. 666–673, September/October 1974.
7. Г. М. Малышков. Анализ псевдосинусоидального выходного напряжения инверторов. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Под ред. Ю. И. Конева. Выпуск 7. — М.: Радио и связь, 1975, С. 81–84.
8. Г. А. Саркисов, А. Б. Майер. Об одном способе оптимизации коэффициента гармоник многоступенчатого квазисинусоидального напряжения. — Там же, С. 84–89.
9. Krishnamurthy K. A., Manajani S. B., Revankar G. N. and Dubey G. K. Selective Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Pulsewidth Modulated Inverters. — International J. Electron, 1979, v. 6, N 3, p. 321–330.
10. Г. М. Малышков. Коэффициент режекции гармоники. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Вып. 14. Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983, с. 162–169.
11. Малышков Г. М. Способы аппроксимации синусоидального напряжения дискретными. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Под ред. Ю. И. Конева, Выпуск 16. — М.: Радио и связь, 1985, С. 116–126.
12. Моун В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
13. D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo. Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice. A John Wiley & Sons, Inc. Publication, 2003.

14. С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков. Сравнение способов оптимальной минимизации коэффициента гармоник и исключения гармоник с регулированием напряжения для инверторов с многоуровневым выходным напряжением. — Практическая силовая электроника, 2010, № 1 (37), С. 19–26.
15. С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков. Формирование ступенчатых выходных напряжений инвертора с улучшенным спектральным составом. — Практическая силовая электроника, 2010, № 2 (38), С. 19–24.
16. С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков. Сравнение способов формирования выходных напряжений инверторов с неравномерными амплитудами ступенек. — Практическая силовая электроника, 2010, № 3 (39), С. 44–51.
17. Т. В. Анисимова, А. В. Бокунов, В. В. Крючков. Сравнительный анализ многоимпульсных выходных напряжений инверторов. — Практическая силовая электроника, 2012, № 2 (46), С. 28–36.
18. Т. В. Анисимова, В. В. Крючков. Расчет параметров выходного фильтра инверторов с синусоидальным выходным напряжением. — Практическая силовая электроника, 2012, № 3 (47), С. 6–10.
19. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Синтез параметров ступенчатых напряжений с использованием вейвлетных преобразований. — Практическая силовая электроника, 2012, № 4 (48), С. 18–24.
20. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Транзисторный инвертор с многоуровневым напряжением на входе силового фильтра для бортовых и наземных систем электропитания. — Практическая силовая электроника, 2013, № 2 (50), С. 23–25.
21. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Синтез многоуровневых импульсных напряжений с селективным исключением гармоник. — Практическая силовая электроника, 2013, № 3 (51), С. 29–34.
22. С. В. Аверин, В. Е. Щетинин. Алгоритм управления силовыми ключами многоячейкового инвертора в режиме ШИМ. — Практическая силовая электроника, 2016, № 2 (62), С. 44–47.
23. Волков В. И., Крючков В. В. Способ синтеза многоуровневых напряжений, аппроксимирующих синусоидальное. — Практическая силовая электроника, 2017, № 1 (65), С. 19–24.

Волков Вадим Иосифович, к. т. н., доцент кафедры "Вычислительные машины, системы и сети" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-43-82, e-mail: lasdov@gmail.com.

С. В. Сабуров

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПАПИЛЬОНАЖНЫХ ЛЕБЕДОК РЕЧНЫХ ЗЕМЛЕСОСОВ

S. V. Saburov

Совершенствование эксплуатации речных землесосов, повышение эффективности и качества технологических процессов грунтозабора и гидротранспортирования пульпы является исключительно важной технической задачей. Выполнение дноуглубительных работ, разработка перекатов, с целью обеспечения заданных глубин судового хода и габаритов пути, является многофункциональной, комплексной проблемой, решаемой в автоматизированной системе при участии человека – оператора вахтенным методом. Применение в системах позиционирования землесосов технических средств спутниковой навигации, а также переход к управлению земснарядом как сложным подвижным динамическим объектом с различными технологиями формирования траекторий движения создают условия для разработки качественно новых алгоритмов и систем группового управления электроприводами станковых и папильонажных лебедок, обеспечивающих высокую энергетическую эффективность оптимизируемых процессов.

Ключевые слова: цифровые технологии, земснаряд, электропривод, папильонажная лебедка, двигатель постоянного тока, модель, квадратичный критерий, оптимальный регулятор, вектор выхода, динамический наблюдатель.

Modeling control processes of electric drive for anchoring windlass of river pump-dredger

The river-based dredgers operation improving, and the pulp soil-suction and hydro-transportation efficiency and quality enhancing are the technical problem of utter importance. Performing the bottom dredging, rapids combing to ensure the specified navigation pass depth and clear-way is a multifunctional complex problem solved in an automated system with human operator participation a rotation method. Satellite navigation facilities application for soil-suction units positioning, as well as transition to the dredger control as complex moving dynamic object with various movement trajectories create conditions for developing qualitatively new algorithms and systems of group control for electric drives of lifting and anchoring windlasses, ensuring high energy effectiveness of the optimized processes.

Keywords: digital technologies, dredger, electric, anchoring windlass, DC motor, model, quadratic criterion, optimal controller, vector of output, dynamic observer.

Реализация оптимальных по производительности (максимум объема перемещаемого грунта в единицу времени) режимов при низких расходах топлива на транспортирование пульпы возможна при переходе на цифровые технологии управления и эксплуатации земснарядов, с использованием математических моделей и элементов интеллектуальных систем [1].

Для извлечения грунта со дна реки и транспортирования водогрунтовой смеси к месту отвала землесос оснащен гидротранспортной установкой, состоящей из дизельной энергетической установки с грунтовым насосом, пульпопроводом и дизель – генераторными агрегатами (ДГА). Мониторинг технологических режимов осуществляется по показаниям датчиков информации, с учетом рабочих параметров всасывающей и напорной частей пульпопровода. ДГА обеспечивают электроэнергией все потребители судна, в том числе – работу электроприводов лебедок [2].

В процессе извлечения грунта продольные перемещения землесоса производятся с помощью станковых лебедок путем выбирания станкового троса, а удержание объекта на заданной траектории обеспечивается папильонажными лебедками правого и левого бортов.

Различают два основных режима разработки перекатов: траншейный и папильонажный способы. В

зависимости от выбранного способа, устанавливают различные траектории движения земснаряда, которые реализуют при соответствующих схемах группового управления электроприводами рабочих органов. Их эффективность может быть повышена путем создания моделей и алгоритмов оптимизации как землесоса в целом, так и его составных частей [3].

Управление электроприводами папильонажных лебедок может быть значительно улучшено средствами автоматизации динамических систем в установившихся и переходных режимах, с использованием фундаментальных положений современной теории и методов численной оптимизации [4]. При этом каждый привод может быть преобразован в систему управления с обратной связью с оптимальным регулятором выхода (состояния), параметры которых легко синтезируются средствами цифровых технологий с помощью инструментов современных вычислительных систем.

На речных землесосах в электроприводах рабочих органов применены электродвигатели постоянного тока, что обеспечивает работу приводов в широком диапазоне изменения скоростей выбирания тросов и устойчивости удержания объекта на заданной траектории движения при разработке перекатов. Повышение качественных показателей управления скоростью

электродвигателей в эксплуатационных режимах, уменьшение времени переходных процессов и пере-регулирования, устранение возможных колебаний при натяжениях тросов, придание системам астатических свойств предлагается реализовать различными способами. В работе рассматриваются способы синтеза систем с использованием квадратичных (*LQR*) – регуляторов инструментами цифровых технологий [5].

Моделирование процессов управления скоростью электродвигателя привода папильонажной лебедки, установленной на земснаряде “Северо-Двинский – 714”, выполнено средствами инструментария *MATLAB* по алгоритмам, составленным с применением элементов объектно – ориентированного программирования. Лебедка предназначена для осуществления рабочего хода земснаряда при папильонажном способе перемещения в процессе разработки перекатов. При таком перемещении земснаряд проходит от одного края прорези до другого, снимает полосу грунта определенной ширины по длине прорези при заданном заглублении сосуна и затем периодически подтягивается вперед по станковому тросу. После этого снаряд движется поперек прорези в обратном направлении, и рабочий процесс повторяется. Удержание земснаряда на заданной траектории обеспечивается с помощью якорной системы позиционирования (см. рис. 1).

Моделирование электропривода и синтез регулятора

Моделирование электропривода основано на решении системы матричных дифференциальных уравнений (1) и (2), соответствующих инвариантным во времени динамическим комплексам,

$$\frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot u; \tag{1}$$

$$y = C \cdot x + D \cdot u, \tag{2}$$

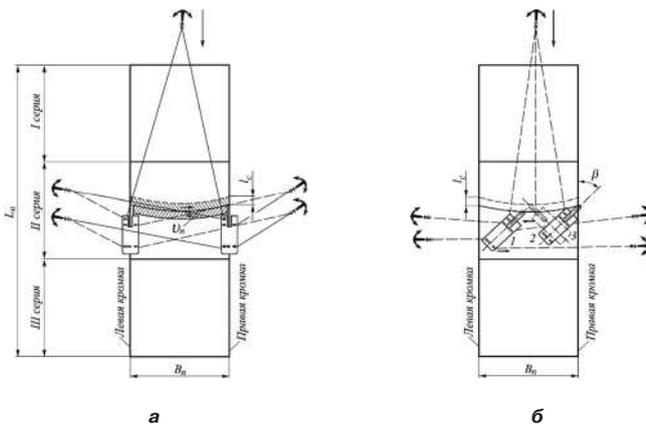


Рис. 1. Схема перемещения земснаряда при папильонажном способе работы:

а – параллельный папильонаж;

б – багермейстерский папильонаж

(цифрами 1, 2, 3 обозначена очередность положений земснаряда, угол между продольной осью снаряда и осью прорези – β , скорость движения земснаряда по папильонажной ленте – V_p , величина подачи по станковому тросу – L_c).

где вектор состояния $x \in R^n$, вектор управления $u \in R^m$, A – матрица состояния разомкнутой системы размерности $(n \times n)$, B – $(n \times m)$ – матрица управления, C – $(k \times n)$ – матрица измерений вектора переменных состояния, D – $(n \times m)$ – матрица аддитивных составляющих вектора выхода $y \in R^k$. Приведенная к виду (1) и (2) динамическая модель электропривода постоянного тока (рис. 1) представлена уравнениями

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{K_e}{L} & 0 \\ \frac{K_T}{J_m} & -\frac{B}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_c; \tag{3}$$

$$\omega = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix}, \tag{4}$$

где V_c – напряжение источника питания, i – ток якорной цепи электродвигателя, ω – угловая скорость вала электродвигателя, θ – угол поворота вала[6]. Параметрами модели электропривода являются:

L – индуктивность якорной цепи,

r – активное сопротивление якорной цепи,

K_e – коэффициент, определяющий противо–ЭДС электродвигателя,

B – коэффициент, определяющий зависимость момента сопротивления на валу от скорости,

K_T – коэффициент, определяющий зависимость движущего момента от тока якоря,

J_m – момент инерции электропривода, приведенный к валу электродвигателя.

Видно, что в уравнениях (3) и (4) матрица состояния модели имеет размерность (3×3) , $D = 0$, а измеряется только угловая частота при скалярном управлении.

На рис. 2 представлена схема модели электропривода с обозначениями элементов, соответствующих модели (3) и (4).

Согласно теории синтеза оптимального квадратичного регулятора (*LQR*), для минимизации критерия качества [7]

$$J = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt, \tag{5}$$

где Q и R – матрицы весовых коэффициентов соответствующих размерностей, требуется решить матричное уравнение Риккати

$$A^T P + PA - PRB^{-1} B^T P = -Q \tag{6}$$

и с помощью формулы

$$K = R^{-1} B^T P \tag{7}$$

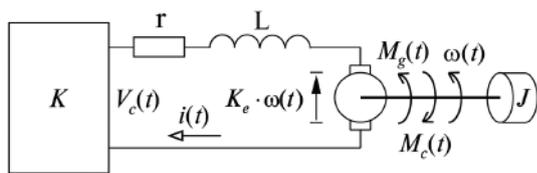


Рис. 2. Электропривод папилонажной лебедки с электродвигателем независимого возбуждения (K – конвертор)

рассчитать регулятор. В результате

$$u = -Kx. \tag{8}$$

Подстановка (8) в уравнение (1) позволяет получить матрицу замкнутой системы A_c , обладающей свойствами устойчивости и качественными показателями, заданными матрицами Q и R :

$$A_c = A - BK. \tag{9}$$

Заметим, что весовые матрицы Q и R , входящие в уравнение (6), играют фундаментальную роль в получении требуемых динамических свойств системы с регулятором. Выбор больших значений элементов приводит к уменьшению критерия качества (5), а увеличение R – к уменьшению управления при условии стабилизации критерия качества. Матрицы Q и R симметричны относительно главной диагонали, причем Q – положительно полуопределенная, а R – положительно определенная. Эти свойства можно использовать для быстрого выбора требуемых значений элементов матриц. Можно, например, на первом шаге задаться диагональными элементами матриц. Затем, путем вариации одного из диагональных элементов матрицы Q за несколько шагов получить требуемые значения коэффициентов числителя и знаменателя передаточной функции замкнутой системы в установившемся режиме (с LQR -регулятором). Их равенство соответствует установившейся ошибке, идентичной астатической системе. Такой метод часто используется на практике для выбора элементов весовых матриц.

Следует отметить, что применение критерия качества (5) предполагает сходимость интеграла на соответствующем временном интервале, что позволяет для синтеза регулятора использовать алгебраическое матричное уравнение Риккати, вместо дифференциального уравнения [8]. В результате синтезируется субоптимальный регулятор (7) при условии наблюдаемости пары (A, \sqrt{Q}) , что позволяет получить устойчивый замкнутый объект. Практическая значимость субоптимизации состоит в том, что в этом случае определяется путь к стабилизации любого многопараметрического объекта. Полюса системы (9) всегда будут располагаться в левой полуплоскости на комплексной плоскости корней характеристического уравнения [9]. Поскольку оптимальные траектории также могут быть получены с помощью гамильтониана

$$H_m = \begin{bmatrix} A & -BR^{-1}B^{-1} \\ -Q & -A^T \end{bmatrix}, \tag{10}$$

содержащего весовые матрицы, его собственные значения, расположенные в левой полуплоскости комплексной плоскости корней, должны совпадать с собственными значениями (9), что позволяет использовать для синтеза регулятора цифровой алгоритм Аккермана, а также выполнять проверку корректности расчетов.

Построение наблюдателя переменных состояния электропривода

Для оптимизации режимов работы электропривода требуется располагать информацией о векторе переменных состояния, который может быть восстановлен по измерениям хотя бы одной из переменных вектора выхода (2). С этой целью выполним построение наблюдателя состояния, который одновременно может служить математическим датчиком информации и использоваться для мониторинга технических систем на земснарядах [10].

Заметим, что если в уравнениях (1) и (2) вектор $u(t) = 0$, то переходный процесс в системе определится с помощью зависимости

$$x(t) = e^{At}x(0),$$

где $x(0)$ – вектор начальных условий.

Подадим сигнал $x(t)$ на вход динамической системы, которую назовем наблюдателем Луенбергера [X]:

$$\dot{z}(t) = F \cdot z(t) + H \cdot x(t), \tag{11}$$

где F и H – матрицы постоянных коэффициентов.

Предположим, что существует матрица преобразования T , удовлетворяющая матричному уравнению

$$T \cdot A - F \cdot T = H. \tag{12}$$

При выполнении условия (12) можно утверждать, что $z(t) = T \cdot x(t)$ для любого значения $t \geq 0$, если

$$z(0) = T \cdot x(0). \tag{13}$$

Если же условие (13) не соблюдается, то $z(t) \approx T \cdot x(t)$ с момента $t \geq t_p$, где t_p – время переходного процесса наблюдателя (11). Действительно, если существует линейное преобразование $z(t) = T \cdot x(t)$, то

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) - T \cdot \dot{x}(t) &= F \cdot z(t) + (H - T \cdot A) \cdot x(t) = \\ &= F[z(t) - T \cdot x(t)]. \end{aligned} \tag{14}$$

Воспользуемся вектором

$$s(t) = z(t) - T \cdot x(t). \tag{15}$$

Тогда уравнение (14), с учетом введенного вектора (15), принимает вид

$$\dot{s}(t) = F \cdot s(t), \tag{16}$$

и решение определится с помощью матричного экспоненциала при заданном векторе начальных условий

$$s(t) = e^{Ft}s(0). \tag{17}$$

Из (17) следует, что если $s(0) = 0$, то $s(t) = 0$. Следовательно, в переходном режиме

$$s(t) = z(t) - T \cdot x(t) = 0 \Rightarrow z(t) = T \cdot x(t). \quad (18)$$

В тех же случаях, когда $s(t) = z(t) - T \cdot x(t) \neq 0$, т. е. отсутствует информация о векторе начальных условий управляемой системы (1) и (2), переходный процесс определится с помощью уравнения

$$z(t) = T \cdot x(t) + e^{Ft} [z(0) - T \cdot x(0)]. \quad (19)$$

Выберем структуру матрицы F таким образом, чтобы переходный процесс в наблюдателе завершался значительно быстрее, чем в наблюдаемой системе (1). Тогда второе слагаемое в правой части (19) на временном интервале $t > t_p$ практически будет равно нулю, и будет выполнено условие $z(t) \approx T \cdot x(t)$.

В работах по теории наблюдателей показано, что существует единственное решение уравнения (12) относительно T , если матрицы A и F не имеют общих собственных значений.

Обобщая полученный результат на систему (11) с ненулевым входом, можно получить условие инвариантности работы наблюдателя от сигнала $u(t)$. Умножим уравнение (1) на матрицу T слева и подадим на вход наблюдателя (11) сигнал управления в виде $T \cdot B \cdot u(t)$:

$$\dot{z}(t) = F \cdot z(t) + H \cdot x(t) + T \cdot B \cdot u(t).$$

Тогда уравнение (14) примет следующий вид:

$$\dot{z}(t) - T \cdot \dot{x}(t) = F \cdot z(t) + (H - T \cdot A) \cdot x(t) + (T \cdot B - T \cdot B) \cdot u(t).$$

В результате переходный процесс в наблюдателе при компенсации погрешности наблюдений не зависит от сигнала управления $u(t)$. Поэтому наблюдатель можно рассчитывать в предположении отсутствия сигнала управления $u(t)$. Нетрудно видеть, что для получения равенства $z(t) = x(t)$ необходимо в уравнении (18) выбрать $T = I$, где I – единичная матрица соответствующей размерности. В этом случае динамическая модель наблюдателя будет иметь ту же размерности, что и размерность системы, поскольку

$$F = A - H. \quad (20)$$

Матрица H в уравнении (20) может содержать два блока. Первый блок служит для преобразования вектора выхода системы. Второй зависит от структуры матрицы входа наблюдателя

$$\dot{z}(t) = F \cdot z(t) + G \cdot y(t). \quad (21)$$

Здесь

$$H = G \cdot D. \quad (22)$$

В процессе синтеза наблюдателя матрица D размерности $(r \times n)$ не изменяется, а G размерности $(n \times r)$ может выбираться произвольно. Однако, при выборе G следует иметь в виду, что динамические свойства наблюдателя определяются матрицей

$$F = A - G \cdot D. \quad (23)$$

При этом должно выполняться условие наблюдаемости системы, т. е. матрица

$$[D'; A' \cdot D'; (A')^2 \cdot D'; \dots; (A')^{n-1} \cdot D']$$

должна иметь полный ранг n .

Применение цифровых технологий для регулирования скорости электропривода и построения наблюдателя переменных состояния

Приведем примеры синтеза оптимального регулятора скорости электропривода и наблюдателя вектора переменных состояния применительно к модели, представленной уравнениями (3) и (4). Если выходом является угловая скорость, а входом – напряжение на якоре электродвигателя, то модель упрощается

$$\begin{bmatrix} \frac{d\omega}{dt} \\ \frac{di}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_T}{Jm} & -\frac{B}{Jm} \\ -\frac{r}{L} & -\frac{K_e}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{Jm} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_c \\ V_c \end{bmatrix}, \quad (24)$$

$$\omega = C \cdot \begin{bmatrix} \omega \\ i \end{bmatrix} = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} \omega \\ i \end{bmatrix}, \quad (25)$$

где M_c – момент нагрузки (Н · м).

Моделирование выполним при следующих численных значениях параметров электропривода:

$$L = 0,09 \text{ Гн}, r = 0,0597 \text{ Ом}, K_e = 3 \text{ В} \cdot \text{с/рад}, \\ B = 0,1 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с/рад}, K_T = 3 \text{ Н} \cdot \text{м/А}, J_m = 10 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Моделирование привода (24) и (25) проведено с использованием цифровых технологий, реализованных с помощью функций вычислительной среды MATLAB. Получены следующие численные значения элементов матриц:

$$A = \begin{bmatrix} -0,0100 & 0,3000 \\ -33,333 & -0,6633 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ 11,1111 \end{bmatrix}; \\ C = [1 \quad 0]; D = 0.$$

Собственные значения матрицы A :

$$\text{eig}(A) = [-0,3367 \pm 3,1454i].$$

Наблюдатель синтезируем для разомкнутой системы, обладающей, согласно приведенному спектру, колебательными свойствами. Примем $D = C$. Зададим структуру матрицы

$$G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}$$

и выберем ее элементы, в соответствии с моделью (21) и формулой (22). В итоге получим:

$$H = G \cdot D = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ g_2 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 8 & 0 \\ 6 & 0 \end{bmatrix}.$$

Согласно модели (23), матрица F наблюдателя будет содержать следующие численные значения элементов

$$F = \begin{bmatrix} -8,0100 & 0,3000 \\ -39,3333 & -0,6633 \end{bmatrix}.$$

Собственные значения

$$\text{eig}(F) = \begin{bmatrix} -5,6380 \\ -3,0353 \end{bmatrix},$$

что свидетельствует о возможности применения F в качестве наблюдателя.

Для численного моделирования используем решатель ODE23 среды *MATLAB*. Составим обобщенную систему дифференциальных уравнений объекта и наблюдателя полной размерности. Запишем матрицу состояния обобщенной системы:

$$M = \begin{bmatrix} A & 0_{2 \times 2} \\ H & F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,0100 & 0,3000 & 0 & 0 \\ -33,3333 & -0,6633 & 0 & 0 \\ 8 & 0 & -8,0100 & 0,3000 \\ 6 & 0 & -39,3333 & -0,6633 \end{bmatrix}.$$

Введем вектор состояния с использованием обозначений, принятых в (24), (26), и наблюдателя

$$v^T = [v_1 \ v_2 \ v_3 \ v_4] = [\omega \ i \ \omega_H \ i_H].$$

Дифференциальное уравнение

$$\frac{dv}{dt} = M \cdot v + \begin{bmatrix} B \\ B \end{bmatrix} \cdot V_C \quad (26)$$

решается при следующих начальных условиях

$$v^T(0) = [v_1 \ v_2 \ v_3 \ v_4] = [5 \ 4 \ -2 \ -30]$$

на временном интервале $t = \{0, 4\}$ с; $V_C = 5$.

На рис. 3 приведены результаты моделирования переходного процесса в наблюдателе (26) при неравных начальных условиях. Видно, что переходный процесс практически завершается за время $t_p = 1,5$ с.

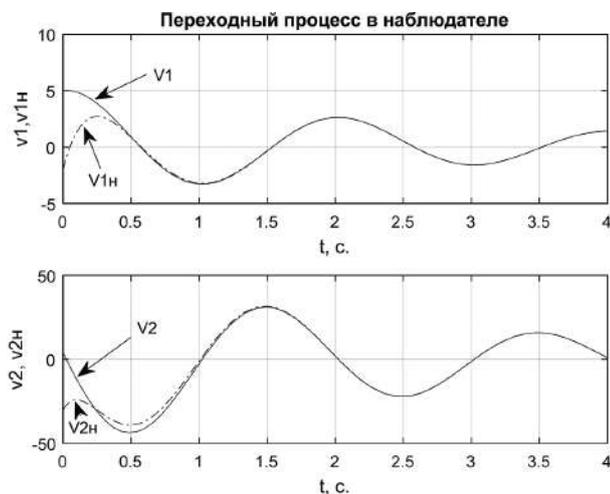


Рис. 3. Переходный процесс в наблюдателе при неравных начальных условиях векторов состояния наблюдателя и объекта

Для синтеза оптимального регулятора по критерию (5) выберем весовые матрицы

$$Q = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0,07 \end{bmatrix}, R = 0,5.$$

Затем для работы с объектом управления в режиме ЛТИ среды *MATLAB* выполним его перевод в пространство состояний с помощью оператора "ss" с соблюдением его синтаксиса. В результате получим разомкнутую динамическую систему с приведенными выше собственными значениями матрицы состояния A :

$$\text{sys} = \text{ss}(A, B, C1, D),$$

где для получения информации о векторе переменных состояния, с целью проверки решения, введем матрицу

$$C1 = \begin{bmatrix} 3,6062 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Синтез регулятора, согласно (7), выполним с помощью алгоритма Аккермана:

$$[K, P, e] = \text{lqr}(A, B, Q, R).$$

Функция $\text{lqr}()$ возвращает элементы матрицы регулятора K (формула (7)), матрицу Риккати P (уравнение (6)) и собственные значения матрицы состояния замкнутой системы с регулятором (уравнение (9)) $\text{eig}(A_c)$.

Приведем их численные значения:

$$K = [0,5933 \quad 0,3593];$$

$$P = \begin{bmatrix} 2,2120 & 0,0267 \\ 0,0267 & 0,0162 \end{bmatrix};$$

$$A_c = \begin{bmatrix} -0,0100 & 0,3000 \\ -39,9251 & -4,6561 \end{bmatrix}$$

$$\text{eig}(A_c) = [-2,333 \pm 2,5654i].$$

По формуле (10) выполним проверку корректности оценки собственных значений матрицы A_c . Определим гамильтониан

$$H_m = \begin{bmatrix} -0,0100 & 0,3000 & 0 & 0 \\ -33,3333 & -0,6633 & 0 & -246,9136 \\ -2,0000 & 0 & 0,0100 & 33,3333 \\ 0 & 0,0700 & -0,3000 & 0,6633 \end{bmatrix}.$$

Спектр гамильтониана

$$\text{eig}(H_m) = \begin{bmatrix} -2,3330 + 2,5654i \\ -2,3330 - 2,5654i \\ 2,3330 + 2,5654i \\ 2,3330 - 2,5654i \end{bmatrix}$$

содержит пару собственных значений, идентичных спектру матрицы A_c , что свидетельствует о корректности вычислений.

На рис. 4 в относительных единицах (О.Е.) представлен переходный процесс в системе регулирования скорости электродвигателя привода папильонажной лебедки. Применение регулятора позволило обеспечить оптимизацию интегрального квадратичного критерия (5) при требуемых качественных показателях. Перерегулирование в системе составляет менее 6%, а переходный процесс практически завершается в течение 2 с.

На практике для синтеза регулятора можно использовать модальный метод, базирующийся на выборе спектра матрицы A_c [11]. В таких ситуациях обычно переходный процесс в системе выбирают по рассчитанным полиномам различных фильтров: Баттерворта, Чебышева и др. [12, 13]. Определяют порядок полиномов, их коэффициенты, находят корни и записывают их в виде вектора P_x [14]. Затем используют функцию `place()` для расчета регулятора K_x . Например, такое решение можно выполнить применительно к рассматриваемому электроприводу.

Выберем $P_x = \text{eig}(A_c)$. Тогда получим регулятор в системе с обратной связью

$$K_x = \text{place}(A, B, P_x) = [0,5933 \quad 0,3593],$$

идентичный рассчитанному ранее.

Применение цифровых технологий в системах управления электроприводами механизмов на судах технического флота, в частности, на речных землесах, землечерпательных снарядах и др., позволяет на технологически новом уровне решать задачи позиционирования управляемых объектов, повысить эффективность, экономичность и качество выполнения дноуглубительных работ на водных путях. Цифровые технологии открывают новые пути к использованию механизмов построения интеллектуальных систем на объектах водного транспорта с последующим переходом к реализации концептуальных положений современной цифровой экономики.

Литература

1. Пашинский И. О. Интеллектуальная система управления электроприводом в задачах навигации мобильного робота / И. О. Пашинский, А. В. Юдин // Сборник научных трудов. 13-ая молодежная научно-техническая конференция “Научные технологии и интеллектуальные системы 2011”. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. С. 258–262.
2. Зобов, И. Б. Семь различий преобразователей частоты и систем частотного регулирования / И.Б. Зобов, Е.А. Киселева // Теплоэнергоэффективные технологии. – 2007, № 2. С. 11–18.
3. Боченков Б. М. Алгоритм управления, обеспечивающий желаемое сочетание энергетических и динамических свойств электропривода переменного тока / Боченков Б. М., Филюшов Ю. П. // Электротехника. – 2011, № 6. С. 53–58.
4. Мещеряков В. Н. Системы асинхронного электропривода на базе инвертора тока и инвертора напряжения с

Переходный процесс в электроприводе лебедки с LQR-регулятором

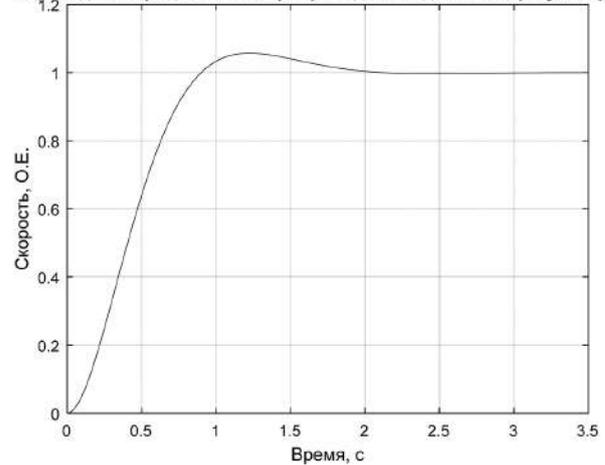


Рис. 4. Переходный процесс с регулятором $K = [0,5933 \quad 0,3593]$

оптимальным частотным управлением. Монография. – Липецк: ЛФ МИКТ, 2013. – 112 с.

5. Мещерякова О. В. Построение модели нейросетевой системы управления электроприводом постоянного тока. Материалы 13-й Международной научно-технической конференции “Информационные системы и технологии”, Нижний Новгород, 21.04.2017. С. 251–255.
6. Драчев Г. И. Теория электропривода: Учебное пособие. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2005. Часть 1. – 209 с.
7. Деметьев Ю. Н., Чернышев А. Ю., Чернышев И. А. Автоматизированный электропривод: Учебное пособие. – Томск: Изд-во ТПУ, 2009. – 224 с.
8. Абакумов А. М. Электрический привод. Ч.1. Электроприводы постоянного тока: учеб. пособ. / А. М. Абакумов., П. В. Тулупов, Ю. А. Чабанов. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2010. – 123 с.
9. Ильинский, Н. Ф. Основы электропривода. – М.: Изд-во МЭИ, 2003. – 224 с.
10. Сазонов А. Е., Сахаров В. В., Чертков А. А. Модальный метод синтеза наблюдателя для системы управления курсом судна. – Вестник государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова, 2016, № 4 (38). С. 211–223.
11. Rusu M. S., Grama L. The design of a DC motor speed controller. Fascicle of Management and Tech. Eng. Vol. VII (XVII), 2008, pp.1055-1060.
12. Doncker R. D., Pulte D. W. J., Veltman A. Advanced electrical drives: analysis, modeling, control. Springer, 2011.
13. Nise Norman S. Control system engineering, sixth edition. John Wiley & Sons, Inc. 2011.
14. K. Cheon, J. Kim, M. Hamadache, D. Lee. On Replacing PID Controller with Deep Learning Controller for DC Motor System, J. Autom. Control Eng., vol. 3, No. 6, 2015, pp. 452-456.

Сабуров Сергей Валерьевич, аспирант, Государственно-го университета, морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова, г. Санкт-Петербург, e-mail: sssssaaaabbbbbb@mail.ru.

Фам Конг Тао, Фам Ван Бьен, А. П. Темирев, С. С. Костинский

МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОЙ ЭЛЕКТРОМАШИНЫ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Pham Cong Tao, Pham Van Bien,
A. P. Temirev, S. S. Kostinsky

Experimental determination technique for high-power
switched-reluctance motor electromagnetic parameters

В работе представлена методика экспериментального определения электромагнитных параметров вентильно-индукторной электромашины большой мощности. Рассматривается методика проведения экспериментов и определения зависимости потерь энергии в цикле перемагничивания $\Delta W_{ст}(\Psi_{max})$, энергии $W_{вкл}$, потребляемой при включении, и энергии $W_{откл}$, возвращаемой при отключении полуфазы. Определение энергетических показателей рабочих режимов ВИП-1250, оперативное измерение мощности нагрузки.

Ключевые слова: вентильно-индукторный электропривод (ВИП), вентильно-индукторный двигатель (ВИД), вентильно-индукторная машина (ВИМ) мощность потерь, кривая перемагничивания.

The article presents a technique for the experimental determination of the switched reluctance electric drive electromagnetic parameters. A technique for determining the dependence of energy losses in magnetic reversal cycle $\Delta W_{st}(\Psi_{max})$, energy consumption while powering (W_{on}), and energy returned while a semi-phase switching-off (W_{off}). Energy indicators of the SRM-1250 operating modes determining and operative load power measuring are presented as well.

Keywords: switched-inductor electric drive, Switched Reluctance Motor, Switched Reluctance machine, lost power, reversal magnetization curve.

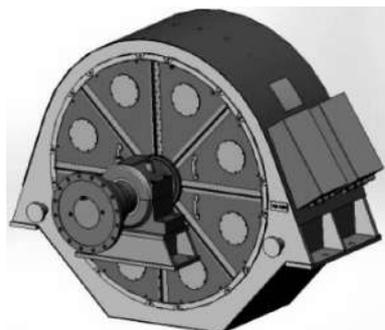
ООО “МИП Мехатроника” ЮРГПУ (НПИ)” по заданию АК “АЛРОСА” впервые в мире разработан, изготовлен и испытан вентильно-индукторный двигатель (ВИД) для шаровых мельниц мощностью 1250 кВт с частотой вращения 187 об/мин (рис. 1а) [2]. Основные параметры ВИП-1250 кВт приведены в табл. 1, а фотография ВИД-1250 кВт на объекте заказчика – на рис. 1б.

Таблица 1. Основные параметры ВИП-1250 кВт

№	Параметр	Величина
1.	Номинальная мощность, не менее, кВт	1250
2.	Номинальная частота вращения, об/мин	187,5 ± 5
3.	Номинальное входное напряжение, В	660
4.	Номинальный ток, А	1140
5.	КПД, не менее, %	96

Использование взаимной нагрузки пакетов ВИМ двухпакетной конструкции (или двух одинаковых ВИМ, сочлененных валами), один из которых работает в двигательном, а другой в генераторном режиме, позволяет для мощных двигателей устранить проблему нагружающего оборудования. При такой организации испытаний удается достаточно точно определить КПД электропривода при прямых измерениях токов цепей питания инверторов и суммарного тока потребления от источника питания (выпрямителя), поскольку цепи питания инверторов двигательной и генераторной секций включены параллельно. В этом случае в установившемся режиме от выпрямителя потребляется только мощность потерь.

Рассматриваемая в работе методика определения энергетических показателей рабочих режимов ВИП-



а



б

Рис. 1. Двигатель ВИД-1250 кВт (а) и его расположение на объекте заказчика (б)

1250 может быть использована как дополнительное средство определения значения вращающего момента на валу двигателя, его входной и выходной мощности, коэффициента полезного действия (КПД) и коэффициента электромеханического преобразования энергии ($K_{ЭМП}$) – аналога коэффициента мощности для ВИП. Она основана на обработке осциллограмм напряжений и токов в различных цепях силовой схемы ВИП. Основным способом получения указанных оценок энергетических показателей при методе взаимного нагружения двух пакетов одного двигателя является прямое измерение средних и действующих значений соответствующих токов и напряжений электроизмерительными приборами.

Определение кривой перемагничивания ВИП-1250

Для определения кривой перемагничивания полуфазы ВИП-1250 [2] в согласованном положении зубцов статора и ротора регистрировались осциллограммы тока и напряжения полуфазы для начального участка включения и участка отключения полуфазы при задании различных уставок токоограничения I_{max} в диапазоне 100...800 А. В качестве примера на рис. 2 приведены графики включения, а на рис. 3 – отключения полуфазы при $I_{max} = 100$ А и $I_{max} = 800$ А.

Особенность осциллограмм включения при $I_{max} = 800$ А заключается в том, что при работе токоограничения после двух коротких импульсов положительного напряжения ток превышает верхнюю уставку токового коридора, что приводит к одновременному отключению двух силовых ключей, протеканию тока через обратные диоды мостовой схемы инвертора и за счет этого приложению к полуфазе отрицательного напряжения. Длительность этого состояния определяется заложеной в систему управления блокировкой повторного включения ключа на время около 1 мс. В результате ток успевает снизиться почти до 300 А, а затем повторно нарастает до уставки токоограничения. Эта же блокировка определяет и период повторения двух первых коротких импульсов напряжения.

Как следует из рис. 2, при $I_{max} = 100$ А частота переключения существенно выше, поскольку уставка времени блокировки возрастает с ростом уставки I_{max} . Для получения графика потокосцепления $\Psi(I)$ на участке нарастания тока производится интегрирование сигнала напряжения при нулевом начальном условии $\Psi_0 = 0$

$$\Psi(t) = \Psi_0 + \int_{t_{вкл}}^t U_{\phi} dt. \tag{1}$$

Для участка спада тока аналогичный интеграл вычисляется с начальным значением Ψ_{max} , которое имеет первый интеграл к моменту достижения током уставки токоограничения

$$\Psi(t) = \Psi_{max} + \int_{t_{вкл}}^t U_{\phi} dt. \tag{2}$$

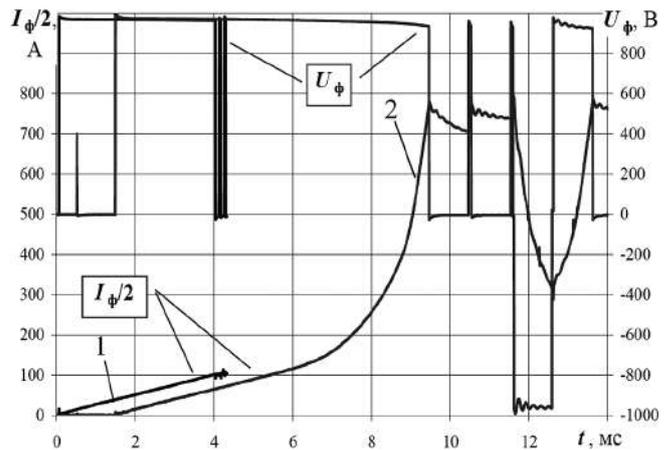


Рис.2. Осциллограммы включения полуфазы на токи 100 А и 800 А: 1 – $I = 100$ А; 2 – $I = 800$ А

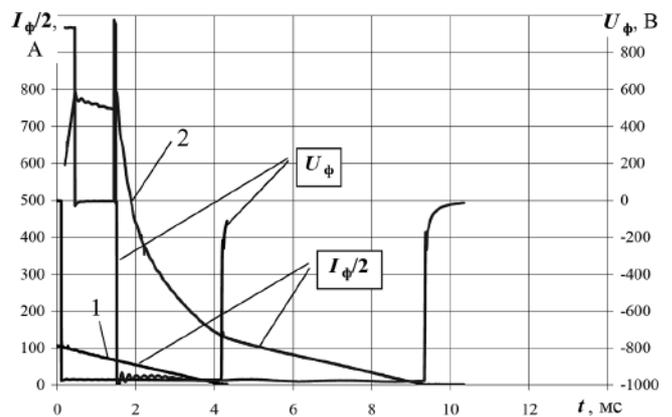


Рис.3. Осциллограммы отключения полуфазы при токах 100 А и 800 А: 1 – $I = 100$ А; 2 – $I = 800$ А

По исходной осциллограмме тока $I(t)$ и полученному графику $\Psi(t)$ строится график $\Psi(I)$, семейство значимости $\Psi(I)$ при токах от 100 А до 800 А приведены на рис. 4. Изменением начального значения Ψ_0 для каждого цикла перемагничивания они могут быть вложены друг в друга, что более заметно на рис. 5, где в увеличенном масштабе представлен начальный участок кривых перемагничивания рис. 4.

Полученное семейство кривых намагничивания относится к частному случаю намагничивания однополярным током. Для получения полного цикла перемагничивания необходим источник питания с изменением направления тока, в качестве которого, например, может быть использован однофазный трансформатор. При использовании однонаправленного источника тока возможно использовать переключение выводов фазы между двумя последовательными опытами включения/отключения фазы. Для оценки потерь в стали при перемагничивании по полному циклу можно также воспользоваться соотношением потерь при перемагничивании по полному и частичному (однополярному) циклам, полученным ранее при исследовании других экземпляров ВИД.

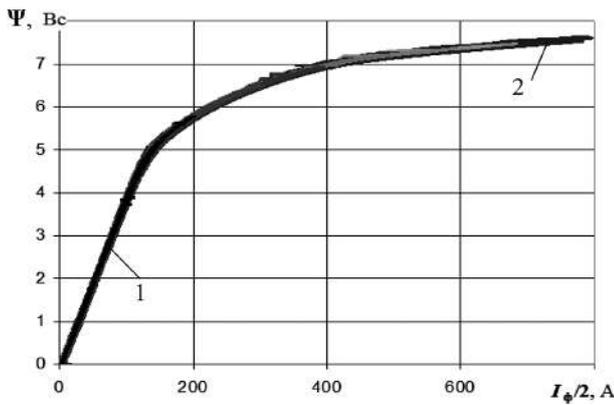


Рис. 4. Семейство кривых перемагничивания полуфазы при различных уставках токоограничения: 1 – $I_m = 100$ А; 2 – $I_m = 800$ А

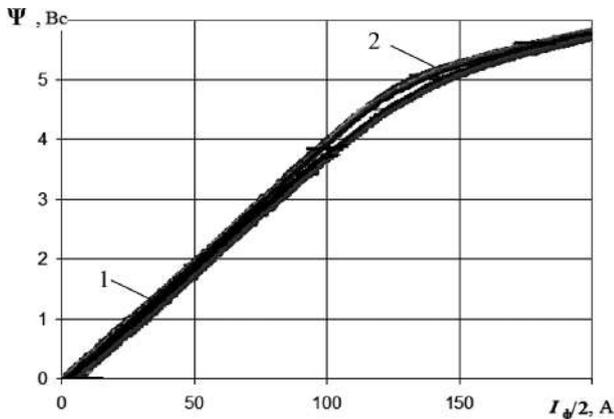


Рис. 5. Начальный участок семейства кривых перемагничивания полуфазы при различных уставках токоограничения: 1 – $I_m = 100$ А; 2 – $I_m = 800$ А

Следует заметить, что приведенные далее оценки потерь в стали, полученные из обработки данных экспериментального семейства кривых намагничивания, не могут быть непосредственно применены для оценки потерь в стали при рабочем цикле коммутации фаз ВИД, поскольку на разных участках магнитопровода перемагничивание происходит по разным циклам и с разной частотой. Но приближенная оценка получается относительно просто.

На рис. 6 приведены зависимость потерь энергии в цикле перемагничивания $\Delta W_{ст}(\Psi_{max})$, получаемой как разность энергии $W_{вкл}$, потребляемой при включении, и энергии $W_{откл}$, возвращаемой при отключении полуфазы. Там же штриховой линией показана аппроксимация этой зависимости степенной функцией от максимума потокосцепления в цикле перемагничивания. Расчеты проводились по формулам (3) и (4). В первом случае интегрирование производилось до момента достижения $\Psi(t) = \Psi_{max}$, во втором – до момента достижения $U_{\phi} = 0$ при $I_{\phi} = 0$.

$$W_{вкл}(t) = \int_{t_{вкл}}^t \frac{U_{\phi} \cdot I_{\phi}}{2} dt; \quad (3)$$

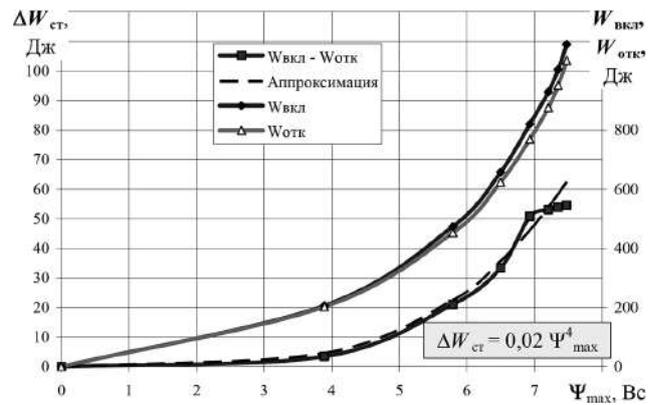


Рис. 6. Зависимости потерь энергии в цикле перемагничивания $\Delta W_{ст}(\Psi_{max})$, энергии $W_{вкл}$, потребляемой при включении, и энергии $W_{откл}$, возвращаемой при отключении полуфазы

$$W_{откл}(t) = \int_{t_{откл}}^t \frac{U_{\phi} \cdot I_{\phi}}{2} dt; \quad (4)$$

Для более точного определения именно потерь в стали в (3) и (4) вместо U_{ϕ} необходимо использовать $E_{\phi} = U_{\phi} - I_{\phi} R_{пф}/2$, но предварительные расчеты показали, что погрешность определения $W_{вкл}$ и $W_{откл}$ из-за неучета падения напряжения на активном сопротивлении полуфазы в данном случае не превышает 1%.

Определение энергетических показателей рабочих режимов ВИП-1250

Методика рассмотрена на примере обработки осциллограмм рабочего цикла коммутации полуфазы при $n = 190$ мин⁻¹. Исходные осциллограммы напряжения $u_{пф}(t)$ и тока полуфазы $i_{пф}(t)$ приведены на рис. 7. Аналогично опытам включения и отключения полуфазы при неподвижном роторе по формуле (1) рассчитывается график $\Psi(t)$, по которому затем получаем график $\Psi(i_{пф}, t)$, приведенный на рис. 8.

На рисунке 8, кроме полученной ранее кривой перемагничивания полуфазы в согласованном положении зубцов $\Psi_{сor}(i_{пф})$, приведены также результаты кривой перемагничивания $\Psi_{рас}(i_{пф})$ в рассогласован-

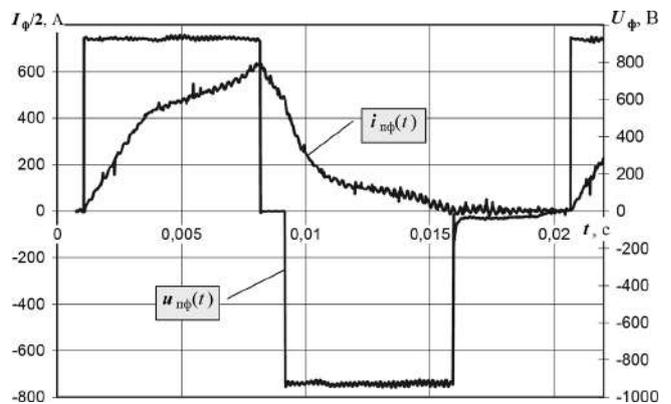


Рис. 7. Осциллограммы напряжения и тока рабочего цикла коммутации полуфазы при $n = 190$ мин⁻¹

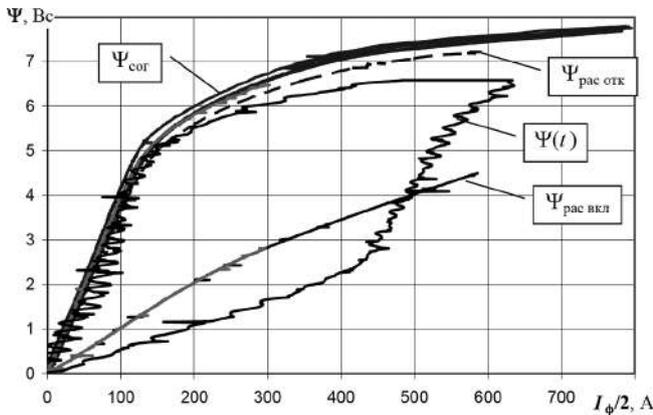


Рис. 8. Рабочий цикл коммутации полуфазы при $n = 190 \text{ мин}^{-1}$

ном положении зубцов (зубец статора против паза ротора).

В виду того, что пакеты сдвинуты не на 180 эл. град., график $\Psi_{\text{рас.вкл}}$ не совпадает с начальным участком $\Psi(t)$ рабочего цикла коммутации фазы, а график $\Psi_{\text{рас.отк}}$ не совпадает с $\Psi_{\text{рас.вкл}}$ и располагается близко к кривой перемагничивания согласованного положения. Об этом же свидетельствуют визуальные наблюдения поворота ротора после включения полуфазы двигателя при наличии тока в полуфазе генераторного пакета [1, 4].

За истинный график $\Psi_{\text{рас}}(i_{\text{пф}})$ следует принять начальный участок нарастания тока при включении фазы в рабочем цикле коммутации фазы, который достаточно точно аппроксимируется прямой линией $\Psi_{\text{рас}} = L_{\text{пф}} \cdot i_{\text{пф}}$, где $L_{\text{пф}} = 1 \text{ Вб} / 200 \text{ А} = 5 \text{ мГн}$ – индуктивность полуфазы в рассогласованном положении.

Определение входной и выходной мощности полуфазы и двигателя в целом для рассматриваемого режима работы. График мгновенной электрической мощности (рис. 9), потребляемой полуфазой из звена постоянного тока рассчитывается по формуле

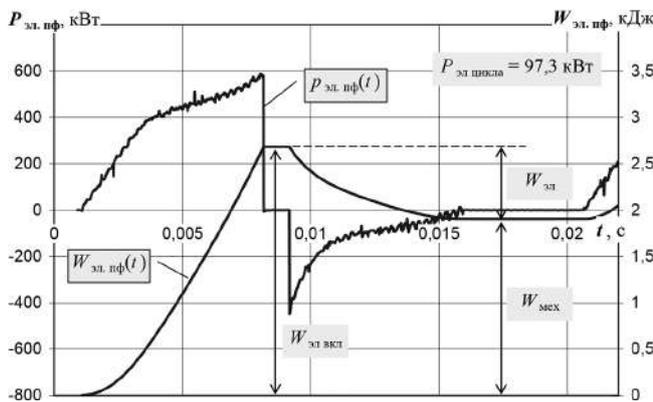


Рис. 9. Расчетные осциллограммы электрической мощности $P_{\text{эл. пф}}(t)$ и энергии $W_{\text{эл. пф}}(t)$ для рабочего цикла коммутации полуфазы при $n = 190 \text{ мин}^{-1}$

$$P_{\text{эл.пф}}(t) = u_{\text{ф}}(t) \cdot i_{\text{пф}}(t), \tag{5}$$

а электрической энергии по формуле, аналогичной (3), но интегрируемой в пределах всего цикла коммутации фазы

$$W_{\text{эл.пф}}(t) = \int_{t_{\text{вкл}}}^t (u_{\text{ф}} \cdot i_{\text{пф}}) dt = \int_{t_{\text{вкл}}}^t P_{\text{эл.пф}}(t) dt. \tag{6}$$

Расчет среднего значения $P_{\text{эл. пф}}(t)$ на периоде коммутации $T_{\text{ком}} = 19,6 \text{ мс}$ дает значение $P_{\text{эл. цикла}} = 97,3 \text{ кВт}$, а его умножение на $T_{\text{ком}}$ дает значение энергии, преобразуемой в механическую работу (без учета электрических потерь в обмотке и потерь в стали)

$$W_{\text{мех}}(t) = \int_{t_{\text{вкл}}}^{t+T_{\text{ком}}} P_{\text{эл.пф}}(t) dt = P_{\text{эл.цикла}} \cdot T_{\text{ком}} = 1,9 \text{ кДж} \tag{7}$$

Чтобы учесть электрические потери, рассчитываем по графику $i_{\text{пф}}^2(t)$ на интервале $T_{\text{ком}}$ действующее значение тока полуфазы $I_{\text{пф}} = 307 \text{ А}$ и при $R_{\text{пф}} = 0,02 \text{ Ом}$ мощность электрических потерь полуфазы

$$\Delta P_{\text{эл}} = I_{\text{пф}}^2 R_{\text{пф}} = 1,885 \text{ кВт}.$$

Мощность потерь в стали приблизительно оцениваем по графику $\Delta W_{\text{ст}}(\Psi_{\text{max}})$ (рис. 6). Из рис. 8 для рассматриваемого цикла коммутации $\Psi_{\text{max}} = 6,58 \text{ Вб}$, что дает $\Delta W_{\text{ст}} = 37,5 \text{ Дж}$. Этому соответствует мощность потерь в стали $\Delta P_{\text{ст}} = \Delta W_{\text{ст}} / T_{\text{ком}} = 1,9 \text{ кВт}$.

В результате имеем механическую мощность, развиваемую одной полуфазой (без учета механических потерь)

$$P_{\text{мех.пф}} = P_{\text{эл.цикла}} - \Delta P_{\text{эл}} - \Delta P_{\text{ст}} = 93,5 \text{ кВт}. \tag{8}$$

При условии равномерности распределения нагрузки между полуфазами и идентичности работы всех трех фаз в каждом из двух пакетов имеем суммарную электрическую мощность и суммарную механическую мощность

$$P_{\text{эл}} = 12 P_{\text{эл. цикла}} = 12 \cdot 97,3 = 1167,5 \text{ кВт};$$

$$P_{\text{мех}} = 12 P_{\text{мех. пф}} = 12 \cdot 93,5 = 1122 \text{ кВт};$$

$$\eta = (P_{\text{мех}} / P_{\text{эл}}) \cdot 100\% = 96\%.$$

Из графика $W_{\text{эл. пф}}(t)$ (рис. 9) определяем значение коэффициента электромеханического преобразования

$$K_{\text{ЭМП}} = W_{\text{мех}} / W_{\text{эл. вкл}} = 1,9 / 2,685 = 0,71.$$

Поскольку на роторе имеется $Z_R = 16$ зубцов, угловая скорость вращения ротора равна [4]

$$\omega = 2\pi / 16 / T_{\text{ком}} = 20 \text{ 1/с},$$

что соответствует частоте вращения ротора

$$n = 30 / \pi \cdot \omega \text{ мин}^{-1}.$$

Значение вращающего момента на валу находим по формуле

$$M = P_{\text{мех}} / \omega = 1122 / 20 = 56 \text{ кНм}.$$

Оперативное измерение мощности нагрузки

Исходные осциллограммы, рассмотренные в разделе методики определения энергетических показателей рабочих режимов ВИП-1250, были получены с помощью компьютера, внешнего многоканального универсального модуля АЦП/ЦАП L-CardE14-440. Функциональные возможности этого комплекса позволяют оперативно получать информацию о мощности нагрузки в режиме взаимного нагружения пакетов ВИД.

На рис. 10 приведены исходные графики напряжения и тока полуфазы при $n = 190 \text{ мин}^{-1}$, фрагмент которых был конвертирован на лист книги *Microsoft Excel*, где и производилась вся дальнейшая обработка (рис. 7). Они зарегистрированы на интервале 2,826 секунд с дискретностью 0,015 мс (частотой 66,66 кГц). Полученное значение $P_{\text{эл. цикла}} = 97,07 \text{ кВт}$ близко к полученному ранее значению 97,3 кВт.

Вывод

Испытания показали, что ВИП имеет достаточный резерв для обеспечения проектной мощности в 1250 кВт при частоте вращения 190 мин^{-1} и данный тип электропривода вполне конкурентоспособен с применяемыми в настоящее время СД в аналогичной мощности. Представлена методика экспериментов и определения зависимости потерь энергии в цикле перемагничивания $\Delta W_{\text{ст}}(\Psi_{\text{max}})$, энергии $W_{\text{вкл}}$.

Литература

1. А. П. Темирев, Г. К. Птах, А. В. Анисимов и др. Перспективы применения вентильных индукторных электроприводов на горно-обогатительных комбинатах акционерной компании “Алроса”. — *Электромеханика*, № 2, 2009, С. 42–50.
2. Патент № 99654 РФ, МКПО 1301. Индукторный электродвигатель ИД-1250/187. Темирев А. П., Цветков А. А., Фам Конг Тао и др. — зарегистрирован в Государственном реестре изобретений 16.08.2016.
3. Птах Г. К. Вентильно-индукторный реактивный электропривод средней и большой мощности: зарубежный и отечественный опыт. — *Электротехника: сетевой электронный научный журнал*, 2015.
4. С. А. Цветков, В. И. Киселев, Нгуен Куанг Кхоа и др. Вентильно-индукторный электропривод для горно-обогатительных комбинатов акционерной компании “Алроса”. — *Интеллектуальные электромеханические системы*

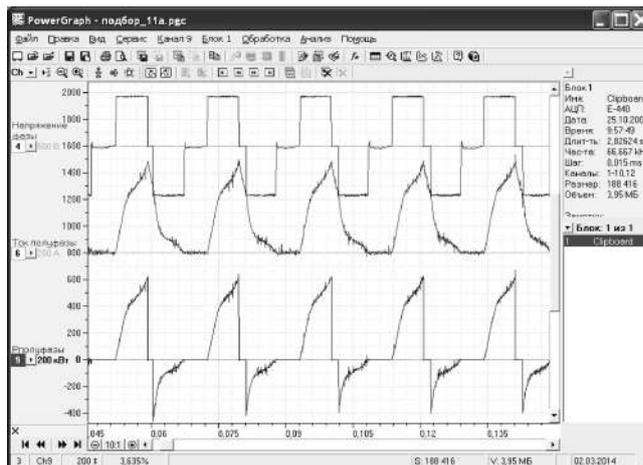


Рис. 10. Исходные осциллограммы напряжения и тока полуфазы и расчетная осциллограмма электрической мощности $P_{\text{эл. пф}}(t)$ при $n = 190 \text{ мин}^{-1}$

и комплексы специального назначения: Материалы межотраслевого науч.-техн. семинара. г. Новочеркасск. 10–12 июня 2014 г. Юж.-Рос. гос. политехн. ун-т (НПИ), 2014. С. 70–76.

5. Темирев А. П. Математическое моделирование, проектирование, и экспериментальное определение параметров вентильно-индукторных электроприводов: Монография. — Новочеркасск: ЛИК, 2011 г. — 794 с.

Фам Конг Тао, аспирант кафедры “Электроснабжение и Электропривод” Южно-Российского государственного политехнического университета (НПИ) им. М. И. Платова, e-mail: tao.phamcong@gmail.com;

Фам Ван Бьен, аспирант, кафедры “Электроснабжение и Электропривод” Южно-Российского государственного политехнического университета (НПИ) им. М. И. Платова, e-mail: tyloveu2006@mail.ru;

Темирев Алексей Петрович, д. т. н., профессор кафедры “Электроснабжение и Электропривод” Южно-Российского государственного политехнического университета (НПИ) им. М. И. Платова, e-mail: temirev@list.ru.

Костинский Сергей Сергеевич, к. т. н., доцент кафедры “Электроснабжение и Электропривод” Южно-Российского государственного политехнического университета (НПИ) им. М. И. Платова, имени М. И. Платова, e-mail: mirovingen1987@mail.ru.

А. А. Миронов

СИНХРОНИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ УНИФИЦИРОВАННЫХ МОДУЛЕЙ ПИТАНИЯ С ШИМ-КОНТРОЛЛЕРОМ ВНЕШНИМ СИНХРОСИГНАЛОМ

Anatoly Mironov

В статье анализируются особенности работы импульсных преобразователей с ШИМ-контроллером в режиме синхронизации частоты внешним синхросигналом, описываются алгоритм работы и схемотехнические решения, стабилизирующие работу преобразователей.

Ключевые слова: преобразователь, ШИМ-контроллер, коэффициент заполнения, диапазон частот синхронизации, частотный гистерезис.

Conversion frequency synchronization of standardized power modules synchronization signal with PWM controller by external synchronization signal

The article analyzes specifics of operation of switched mode converters with PWM controller, operating in synchronization mode. by an external clock source. The operation algorithm and circuit solutions that stabilize the converters operation are described.

Key words: converter, PWM controller, duty cycle, synchronization frequency range, frequency hysteresis.

Разработка систем вторичного электропитания (СВЭП), в которых составляющие их преобразователи работают в режиме синхронизации частоты, ведется давно и уже без особых трудностей. Зная заранее диапазон частот синхросигнала, его форму и амплитуду, разработчик подбирает схемотехнику узлов преобразователя, при которой обеспечивается эффективная работа ключей, не возникает условий для замагничивания магнитопроводов трансформаторов и дросселей.

Реализация же СВЭП на основе унифицированных модулей питания (МП) в режиме синхронизации частоты преобразования, наоборот, сопряжена с определенными проблемами. При разработке унифицированных рядов МП точечные компоненты рассчитываются на конкретную частоту преобразования, изменение которой чревато увеличением тока подмагничивания, потерь на перемагничивание, насыщением магнитопроводов. Доработка таких МП внесением в схему устройства синхронизации частоты преобразования ведет к увеличению высокочастотных выбросов напряжения и динамических потерь в ключах преобразователя, снижению КПД и надежности. Поэтому разработчики унифицированных МП не любят этого режима работы, да и вообще не любят “пускать в свою разработку чужие” управляющие сигналы во избежание проблем и отказов. Ведь потребитель может подать и “не тот сигнал”. И если узел синхронизации все же необходимо вводить, то его схемотехника и алгоритм работы должны обеспечивать надежную работу МП при всех возможных сигналах на управляющих выводах. Проанализируем возможности, которые предоставляют интегральные ШИМ-контроллеры для реализации режима синхронизации частоты преобразования.

Контроллеры первого поколения вообще не имеют специального вывода для синхронизации [1]. Точку подключения этого сигнала необходимо получать искус-

ственно добавлением в схему дополнительных электрорадиоэлементов (ЭРИ). Более “продвинутые” микросхемы уже имеют специальный вход, но также требуют дополнительных ЭРИ для реализации этого режима [2].

Современные ШИМ-контроллеры не продвинулись в этом вопросе дальше [3]. И те, и другие имеют одни и те же особенности организации режима синхронизации, а именно:

- требуют дополнительных ЭРИ для реализации необходимого формата сигнала;
- гальванически связаны с “сигнальной землей” ШИМ-контроллера, в то время как входной синхросигнал подается относительно входной “силовой земли”, имеющий в общем случае другой потенциал;
- частота синхронизации должна быть больше рабочей частоты ШИМ-контроллера, в противном случае работа преобразователя становится неустойчивой.

Учитывая вышеперечисленные особенности и недостатки, разработан алгоритм работы и схемотехника узла синхронизации (УС), обеспечивающие не только надежную работу МП, но и защищающие его от некорректных входных управляющих сигналов. Структурная схема УС показана на рис. 1.

Преобразователь с УС работает в двух режимах.

1. Работа на собственной частоте преобразования при отсутствии корректного управляющего сигнала на входе синхронизации.

2. Работа на частоте управляющего сигнала при наличии корректного управляющего напряжения на входе синхронизации.

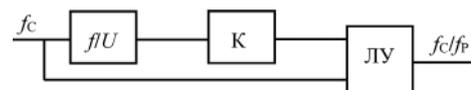


Рис. 1. Структурная схема устройства синхронизации

Под корректным сигналом понимается сигнал заданной амплитуды, формы и допустимого диапазона частот. При выполнении этих условий узел синхронизации работает следующим образом. Управляющий сигнал поступает на вход преобразователя “частота–напряжение” f/U . Статическая передаточная характеристика преобразователя f/U графически выглядит так, как показано на рис. 2. Она может быть линейная либо нелинейная (выпуклая, вогнутая). Требование одно – она должна быть однозначная и стабильная, не изменяющая свои характеристики от температуры, напряжения питания и пр. В данном случае с увеличением частоты управляющего сигнала пропорционально увеличивается выходное постоянное напряжение преобразователя f/U . Выходное напряжение преобразователя поступает в узел компараторов К для определения частоты управляющего сигнала. Компараторы настроены на два значения напряжения: меньшее по значению напряжение – напряжение захвата U_3 – соответствует минимальному значению частоты f_3 допустимого диапазона внешнего синхронизирующего сигнала, большее по значению напряжение – напряжение отпущения U_0 – максимальному значению частоты f_0 допустимого диапазона сигнала.

Сигналы с выходов компараторов К обрабатываются логическим устройством ЛУ, на вход которого приходит в том числе и управляющий синхросигнал. Если его частота находится в допустимом диапазоне, на выход ЛУ проходит напряжение с частотой синхронизации f_c внешнего сигнала, которое подается на вход синхронизации ШИМ-компаратора. Если частота синхронизирующего сигнала находится вне допустимого диапазона, выход ЛУ блокируется, и ШИМ-компаратор работает на собственной рабочей частоте преобразователя f_p , находящейся примерно в середине диапазона f_3-f_0 . Описанный алгоритм гарантирует работу преобразователя в ограниченном, разрешенном разработчиком, “корректном” диапазоне частот. Результирующая статическая передаточная характеристика УС с учетом описанного алгоритма работы ЛУ представлена на рис. 3.

На основе описанного “идеального” алгоритма работы реализовано устройство синхронизации. При

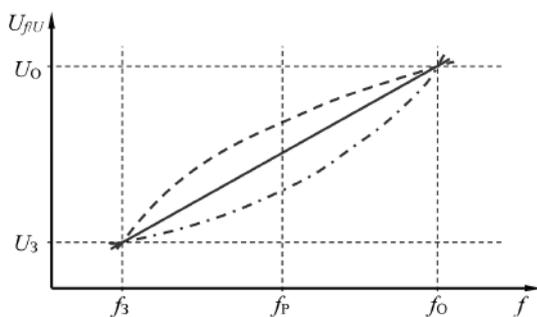


Рис. 2. Статическая передаточная характеристика преобразователя f/U

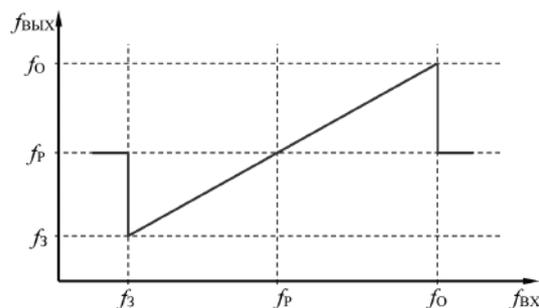


Рис. 3. Статическая передаточная характеристика УС

практической реализации узлов УС параллельно решались вопросы помехоустойчивости. На рис. 4 показана функциональная схема УС, где это обстоятельство нашло отражение.

Входной управляющий сигнал полезно подавать через развязывающий трансформатор Тр. Это позволит, если потребуется, заземлить нужный вход синхронизации в нужной точке и исключить помехи от силовых цепей. Кроме того, трансформатор позволяет при необходимости просто форматировать и инвертировать сигнал. Входным сигналом служит переменное напряжение прямоугольной формы.

Преобразователь “частота–напряжение” реализован на основе одновибратора Од с триггером Шмитта на входе. Наличие гистерезиса повышает “прямоугольность” и устраняет шумовую составляющую входного сигнала. Сигналы на выходе триггера либо нормализованы по амплитуде и форме, либо отсутствуют.

На выход Од подключен фильтр низкой частоты ФНЧ. Каждый передний фронт сигнала на входе Од запускает его. Длительность импульса на выходе Од всегда постоянна. Импульсы с выхода Од поступают в ФНЧ, где сигнал интегрируется и сглаживается. На выходе ФНЧ действует постоянное напряжение $U_{f/U}$, определяемое из выражения:

$$U_{f/U} = U_{од} \times K_3, K_3 = t_{и} \times f_c,$$

где $U_{од}$ – выходное напряжение Од во время импульса $t_{и}$;

K_3 – коэффициент заполнения;

$t_{и}$ – длительность импульса на выходе одновибратора Од;

f_c – частота сигнала синхронизации.

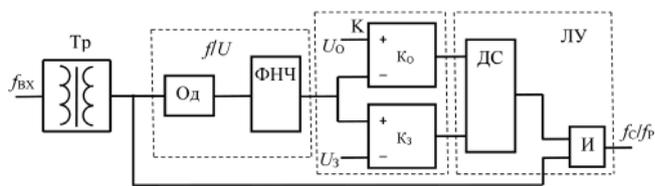


Рис. 4. Функциональная схема УС

Поскольку длительность выходного импульса Од всегда постоянна, с ростом частоты f_c увеличивается коэффициент заполнения K_3 и, следовательно, постоянное напряжение на выходе ФНЧ. Сигнал с выхода ФНЧ поступает в узел компараторов К. Для устойчивой работы в зоне пороговых напряжений U_3 и U_0 каждый из них охвачен положительной обратной связью, глубина которой определяет гистерезис в зоне частот входа в режим синхронизации f_3 и выхода из него f_0 . С учетом этого статическая передаточная характеристика УС деформируется и в реальном УС выглядит, как показано на рис. 5.

Работа в УС происходит следующим образом. При увеличении частоты синхросигнала захват в режим синхронизации происходит при частоте f_3 – на графике рис. 5 движение идет слева направо по траектории зеленого цвета. Если в сигнале присутствует небольшая девиация частоты, это на работе УС не отражается, так как гистерезис компаратора КЗ удерживает УС в режиме синхронизации до тех пор, пока изменение (уменьшение) частоты не достигнет значения $f_{3'}$. Сигналы на выходах компараторов КЗ и КО декодируются дешифратором ДС логического узла ЛУ так, что разрешается прохождение синхросигнала через элемент И – ШИМ-контроллер преобразователя работает на частоте синхросигнала.

При увеличении частоты синхросигнала выход из режима синхронизации происходит при частоте $f > f_0$. Устройство переходит в режим работы на рабочей частоте f_p независимо от того, что на входе синхронизации присутствует сигнал корректный по форме и амплитуде, но уже некорректный по частоте. При этом сигналы на выходах компараторов K_3 и K_0 декодируются ДС так, что блокируется прохождение синхросигнала через элемент И – на выходе УС сигнал устанавливается в состояние, при котором управляемый ШИМ-контроллер преобразователя переходит в режим работы на собственной рабочей частоте.

При уменьшении частоты синхросигнала возврат в режим синхронизации происходит на частоте $f_0' < f_0$, так что небольшая девиация частоты на работу УС также не влияет. Теперь при уменьшении частоты синхросигнала движение на графике рис. 5 будет происходить справа налево по траектории красного цвета. Выход

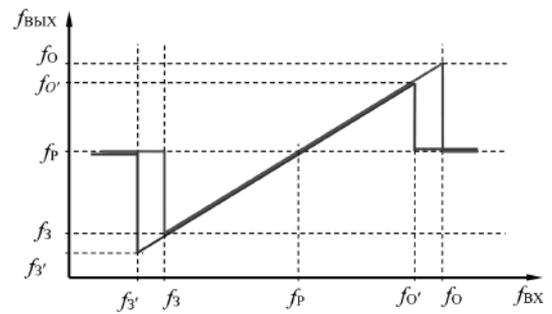


Рис. 5. Реальная статическая передаточная характеристика УС

из режима синхронизации произойдет на частоте $f_{3'} < f_3$ – на выходе УС сигнал устанавливается в состояние, при котором управляемый ШИМ-контроллер преобразователя переходит в режим работы на собственной рабочей частоте.

На основе описанного алгоритма разработана схема устройства синхронизации и опробована в работе на модулях серии МДМ240(480)-ЕП [4]. УС допускает подачу синхросигнала с частотой $f_c = (0,9...1,1) \times f_p$. За пределами этого диапазона модули питания автоматически переходят в режим работы на собственной рабочей частоте.

Литература

1. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – М., ДО-ДЭКА, 1997 г., С. 94–95.
2. Там же, С. 175.
3. Описание микросхемы LM5026 на сайте фирмы TI по адресу: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5026.pdf>, С. 17–18.
4. Справочный лист на модули питания постоянного тока серии МДМ на сайте WWW.AEIP.RU предприятия-производителя ООО “Александр Электрик источники электропитания”.

Мионов Анатолий Александрович, главный конструктор ООО “Александр Электрик источники электропитания”, тел.: (499)181-19-20, (499)181-26-04, (909)156 54 97. Факс: (499)181-05-22, (916)950-87-53, Web-сайт: www.aeip.ru, e-mail: miонов@aeip.ru.

А. М. Сокольский, М. Л. Сокольский

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЙ МИГРАЦИИ В ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ АВИОНИКИ

A. M. Sokolsky,
M. L. Sokolsky

Studying electrochemical migration mechanisms
in printed circuit boards for avionics

Надежность электротехнических систем авионики, наружных сред-ствах телеком-муникаций, аппаратуры морского базирования и др. во многом зависит от их защищенности от возникновения электрохимических процессов на печатных платах. Статья посвящена экспериментальному изучению явления электрохимической миграции.

Ключевые слова: печатная плата, электрохимический процесс, электрохимическая миграция, дендриты, дендритоподобный проводник, экспериментальные исследования.

Reliability of avionics electrical systems, external telecommunications, marine-based equipment, etc. largely depends on their protection against the electrochemical processes emergence on printed circuit boards. The article is devoted to the experimental study of the electrochemical migration phenomenon.

Key words: printed circuit board, electrochemical process, electrochemical migration, dendrites, dendrite-type conductor, experimental studies.

Явление электрохимической миграции (ЭХМ) заключается в том, что при наличии слоя электролита между проводниками, по которым течет небольшой постоянный ток, проводник с большим потенциалом (анод) растворяется под действием напряжения, отдавая положительно заряженные ионы металла, которые, в свою очередь, осаждаются на проводнике с меньшим потенциалом, образуя дендритоподобный проводник (рис. 1). Это приводит к возникновению коротких замыканий и выходу из строя бортовой аппаратуры.

Чтобы предложить методику по борьбе с электрохимической миграцией, необходимо экспериментально изучить механизмы явления ЭХМ.

Для исследования процесса ЭХМ разработана и изготовлена тест-плата по ГОСТ 55693-2013 (рис. 2а) и создана экспериментальная установка, функциональная схема которой представлена на рис. 2б.

Для наблюдения за ходом эксперимента использовался цифровой электронный микроскоп DTX 30. Для измерения сопротивления — цифровой мультиметр UT61E. В качестве блока питания применялся источник постоянного тока LW PS-305D. Для предотвращения короткого замыкания при образовании дендритов и их металлизации цепь установлен резистор на 10 кОм.

Эксперимент проводился при температуре 20°C, напряжением 5 В. На проводники тестовой платы, для создания идеальных условий для возникновения электрохимической миграции, шприцем наносилась капля де-ионизированной воды объемом 1 мл и удельным сопротивлением 18,2 Мом · см. Эксперимент проводился с несколькими тестовыми платами при одинаковых условиях. Изменение сопротивления при электрохимической миграции и металлизации дендритов измерялось цифровым мультиметром UT61E и фиксировалось на ПК DEL (рис. 3). На рисунке кривая R — показания мультиметра, а R-10 — величина реального сопротивления межпроводникового промежутка.

Проанализировав полученные результаты, процесс электрохимической миграции можно, условно, разделить на три этапа:

1. Образование ионов меди и выделение водорода.
2. Рост и замыкание дендритов.
3. Металлизация дендритов с последующим возникновением короткого замыкания.

Очевидно, что уже по завершению второго этапа процесса — замыкания межпроводникового промежутка — сопротивление падает до 30 Ом, что более чем достаточно для возникновения отказов в работе авионики, электротехнических комплексов и систем.

Что касается третьего этапа, то после его завершения происходит короткое замыкание, т.е. сопротивление падает практически до единиц Ом, что может привести к возгоранию. Поскольку отказы электротехнических комплексов и систем происходят уже на втором этапе ЭХМ есть смысл изучить этот процесс внимательнее.

Для исследования процесса образования и роста дендритов была создана экспериментальная установка (рис. 4).

Тестовая плата помещалась в климатическую камеру Votsch vc3 7018. Для визуального контроля использовался цифровой USB микроскоп DTX 30, для измерения величины тока — цифровой тераомметр ПрофКиП Е6-13М с выходом RS232, а для создания разности потенциалов — источник постоянного тока LW PS-305D. В качестве регистрирующего устройства использовался ноутбук Dell.

Для проведения экспериментов разработаны и изготовлены тестовые платы с различными межпроводниковыми расстояниями.

Серии экспериментов проводились при следующих условиях:

- температура в камере: 10, 20, 30, 40 и 50°C;
- разность потенциалов: 1,5; 5 и 12 В;

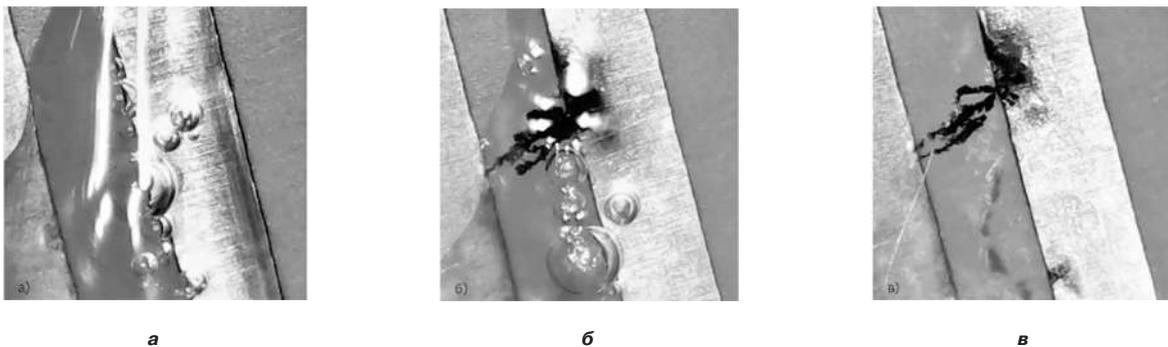


Рис. 1. Процесс возникновения проводящих мостиков дендритов в пленке влаги: а – начало процесса, обусловленное наличием в зазоре влаги и разности потенциалов; б – начало роста дендрита; в – завершение образования проводящего мостика дендрита

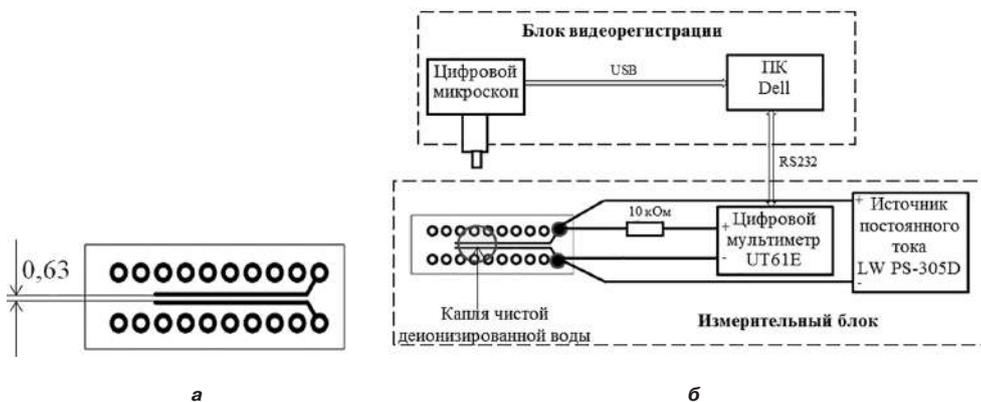


Рис. 2. Тестовая плата (а) и экспериментальная установка (б)

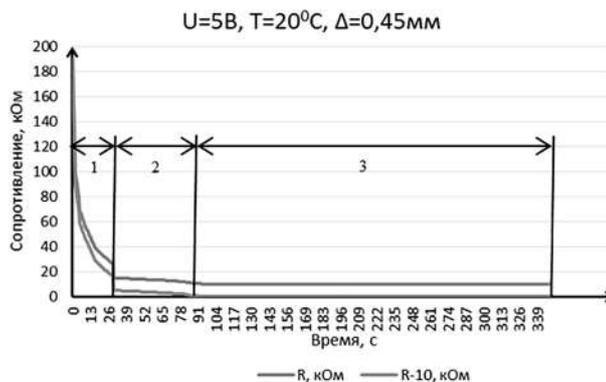


Рис. 3. Изменение сопротивления при росте и металлизации дендритов

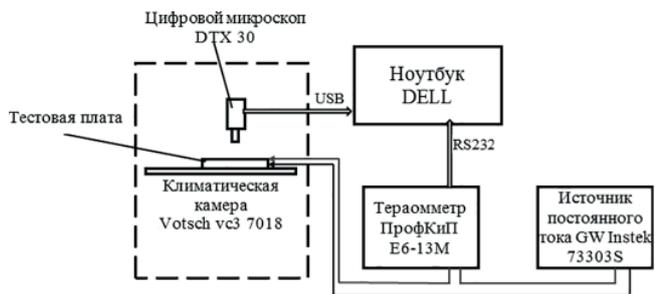


Рис. 4. Структурная схема экспериментальной установки для исследования процесса роста дендритов

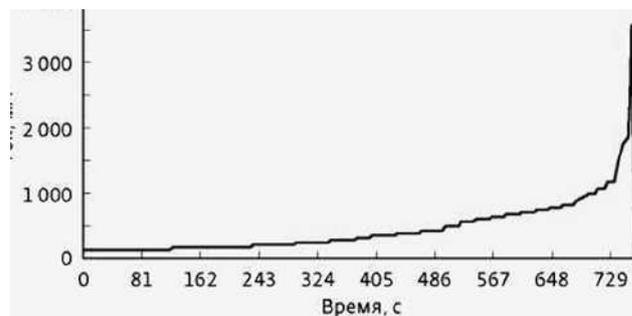


Рис. 5. Третий этап ЭХМ – металлизации дендритов

– межпроводниковые расстояния: 0,25; 0,15 и 0,1 мм.

В результате эксперимента получены зависимости изменения тока роста дендритов во времени от температуры, разности потенциалов и межпроводникового расстояния. Процесс регистрации результатов эксперимента заканчивался при заполнении дендритами межпроводникового расстояния, т. е. по завершению второго этапа электрохимической миграции.

В случае если процесс продолжается дальше, происходит металлизация дендритов, что приводит к возгоранию платы.

На рис. 5 показано изменение тока на третьем этапе ЭХМ – металлизации дендритов.

Очевидно, что отказ авионики возникает в конце второго этапа, так как сопротивление цепи дендритов падает до 30 Ом, что соответствует току утечки в цепи приблизительно 160 мА. Далее процесс электрохимической миграции приводит к катастрофическим последствиям: примерно на 750 секунде между проводниками образуется металлическая перемычка из восстановленной меди, сопротивление которой всего несколько Ом, что может привести к возгоранию печатной платы.

Литература

1. *Медведев А. М., Васильев Ф. В., Сокольский М. Л.* Источник тока для диагностического контроля электриче-

ских соединений в авионике. – *Практическая силовая электроника*, 2013, № 3 (51). С. 54–56.

2. *Медведев А. М., Васильев Ф. В., Сокольский М. Л.* Диагностический контроль электрических соединений в электронных системах. – *Практическая силовая электроника*. 2013, № 1 (49). С. 42–44.
3. *Сокольский А. М., Медведев А. М.* Технологическое обеспечение надежности электрической изоляции электронных сборок авионики. – *Сборка в приборостроении*, 2015, № 11, С. 41–44.
4. *Медведев А. М.* Контроль печатных плат по признакам внешнего вида. – *Технологии в электронной промышленности*, 2005. № 3. С. 34–39.

Сокольский Антон Михайлович, соискатель кафедры “Технология приборостроения” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), e-mail: sokol347@gmail.com;

Сокольский Михаил Львович, доцент кафедры “Технология приборостроения” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), e-mail: mikky63@yandex.ru.

А. В. Воронцов

ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ВОСПРОИЗВОДСТВА ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

А. В. Vorontsov

Equipment for reproducing electric energy quality parameters of power supply systems

В статье представлен обзор имитационных воздействий, для воспроизводства норм качества систем электроснабжения. Приведен обзор показателей качества электроэнергии. Описаны проблемы практической реализации воспроизводства заданных форм питающего напряжения. Дано описание современной реализации имитационного комплекса, характеристики имитаторов постоянного и переменного тока, варианты их конструкционного исполнения, некоторые возможности примененного программного обеспечения.

Ключевые слова: имитатор, преобразователь, система.

The article presents an overview of simulation impacts for reproducing the quality standards of power supply systems, and reviews electric power quality indicators. Problems of reproduction practical realization of the supplied voltage specified waveforms are considered. The article presents modern implementation of the simulation complex, the DC and AC simulators characteristics, options of their embodiment, and several possibilities of software application.

Keywords: simulator, converter, system.

Изменения значений параметров качества электроэнергии (КЭ), существующие в системах электроснабжения (СЭС) различных видов и назначения в реальных условиях эксплуатации подключенной к ним РЭА, зачастую не могут обеспечить необходимую устойчивость ее функционирования. Поэтому экспериментальная проверка работоспособности РЭА при подаче на ее вход электропитания кондуктивных электромагнитных воздействий в виде изменений значений параметров КЭ имеет очень важное значение. Для реализации такой проверки необходимо наличие нормативной базы и имитационных технических средств (ИТС), адекватных реальной электромагнитной обстановке в СЭС.

Требования к КЭ для различных назначений и видов СЭС устанавливаются соответствующими стандартами по видам техники. Так КЭ для СЭС самолетов и вертолетов регламентируются ГОСТ Р 54073 и КТ-160D, для СЭС наземной техники – ГОСТ 32144,

ГОСТ В 21134, ГОСТ РВ 51937, ГОСТ В 21999-86 и др., для СЭС корабельной РЭА – ГОСТ РВ 2090-004 и др.

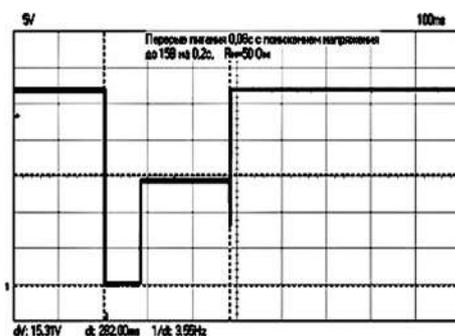
Изменения значений параметров КЭ, общие для различных видов СЭС, могут иметь статический или динамический характер.

К показателям КЭ СЭС постоянного тока относятся:

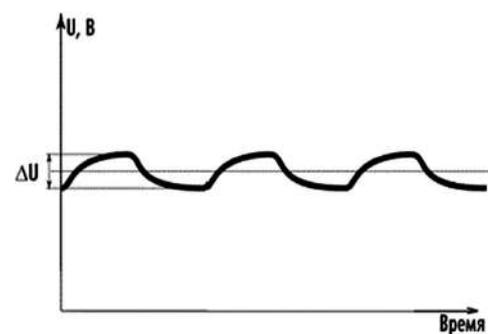
- статические (медленные) изменения напряжения длительностью более секунды;
- динамические (в виде провалов или выбросов) изменения напряжения длительностью десятки миллисекунд (рис. 1а);
- пульсации напряжения (рис. 1б);
- высоковольтные импульсы напряжения (рис. 5).

К показателям КЭ СЭС переменного тока относятся:

- статические (медленные) изменения напряжения длительностью более секунды;
- статическое изменение частоты;



а



б

Рис. 1. Динамические изменения КЭ (напряжения) в СЭС постоянного тока:
а – уменьшение напряжения до 1 В на 80 мс с восстановлением до 15 В на 200 мс и возвратом к 27 В;
б – пульсации напряжения с размахом ΔU В

- динамические (в виде провалов или выбросов) изменения напряжения длительностью десятки миллсекунд (рис. 2);
- наложение на синусоиду напряжения высших гармоник (рис. 3а, 4а);
- динамическое изменение (девиация) частоты (рис. 4б);
- наличие постоянной составляющей напряжения;
- сдвиг и изменение чередования (последовательности) фаз;
- высоковольтные импульсы напряжения (рис. 5).

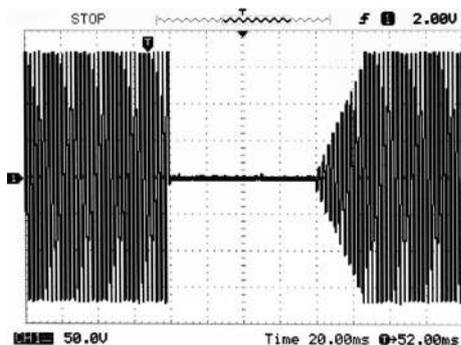


Рис. 2. Уменьшение напряжения 115 В до 0 В на 80 мс с последующим восстановлением до 11 В за 20 мс

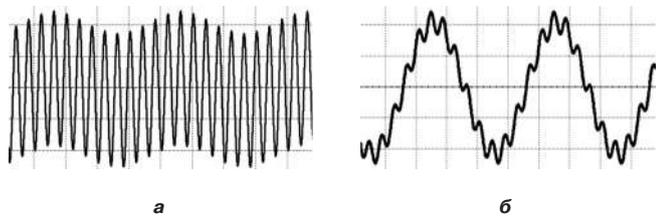


Рис. 3. Амплитудная модуляция частоты: а – ниже основной; б – выше основной

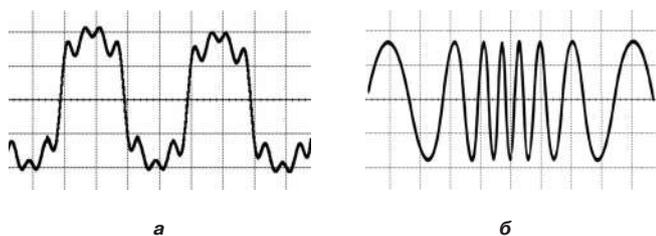


Рис. 4. Амплитудная и частотная модуляция напряжения основной частоты:

- а – наложение 3, 5 и 7 гармоник напряжения основной частоты;
- б – модуляция (девиация) основной частоты напряжения

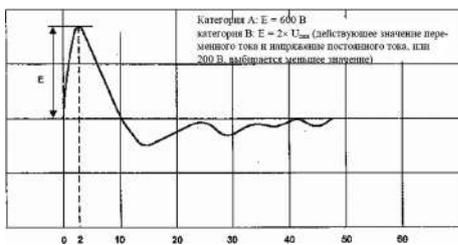


Рис. 5. ВИН с амплитудой 600 В и длительностью 10 мкс

Для имитаторов СЭС, воспроизводящих вышеперечисленные показатели КЭ, наиболее сложным является формирование динамических изменений в виде коротких провалов и выбросов напряжения длительностью от 80 до 100 мс (рис. 1а и 2). Искажение синусоидальной формы переменного напряжения и пульсации постоянного напряжения формируется наложением модулирующего сигнала на основное напряжение. Модуляция может осуществляться частотами как ниже, так и выше частоты основного напряжения. Имитаторы позволяют исказить основное напряжение модуляцией несколькими частотами в диапазоне от 1 до 15000 Гц (рис. 3 и 4а).

Как правило, основной вклад в искажение синусоиды вносят нечетные модулирующие частоты. Максимальная амплитуда искажений вносятся 3, 5 и 7 гармониками основной частоты. Модуляция 3-мя гармониками приведена на рис. 4а.

На надежность работы аппаратуры может влиять изменение частоты переменного напряжения во времени – девиация частоты (модуляция). Отклонение от основной частоты до 100% с периодом повторения не менее 2-х периодов основной частоты приведено на рис. 4б.

Важным фактором, характеризующим СЭС, являются высоковольтные импульсы напряжения (ВИН), имеющие различную природу происхождения. Для авиационной и морской РЭА, как правило, рассматриваются воздействия на РЭА импульсов, возникающих в СЭС при штатных и аварийных коммутационных процессах в энергетически мощном оборудовании, питающемся от той же СЭС, что и относительно маломощная РЭА. Основными нормируемыми параметрами таких ВИН являются амплитуда, длительность и период повторения. Кроме того, в СЭС переменного тока важным параметром является фаза питающего напряжения во время воздействия ВИН.

Энергию ВИН в основном определяет внутреннее сопротивление создающего его источника (в ИТС – генератора импульсов). Для авиационных СЭС оно равно 50 Ом ±10%. ВИН нормируется амплитудой до 600В ±10% и длительностью 10мкс ± 10% (рис. 5). Перед подачей в цепь электропитания РЭА ВИН аттестуется без подключения эквивалента нагрузки. При подаче ВИН в цепь электропитания испытываемой РЭА его форма и значения параметров могут отличаться от приведенных выше. Метод проведения контроля работоспособности РЭА (во время или по окончании действия ВИН) устанавливается в ТЗ (ТУ) на нее.

Кроме регламентированных в НТД значений параметров КЭ также представляет интерес воспроизводство ИТС их более жестких (количественно расширенных) значений. Их вероятное реальное воздействие на РЭА в период эксплуатации может создать на объекте ее применения критическую ситуацию. Чтобы априорно предусмотреть соответствующие меры к ее недопущению или существенному снижению вероятности появления, РЭА должна иметь опреде-

ленный запас устойчивости. Для этих, а также иных исследовательских целей ИТС должны обеспечивать значения показателей КЭ, превышающие установленные нормы.

Для воспроизводства ИТС модуляций и динамических изменений напряжения в качестве базовых устройств для них используются источники питания со статическим инвертором на выходе. Наиболее “тяжелым” режимом работы статического инвертора с синусоидальным выходным напряжением, является его включение на выпрямительную нагрузку, в совокупности с которой статический инвертор образует систему с изменяемыми параметрами (рис. 6).

Когда выпрямительный диод закрыт, инвертор работает на холостом ходу. Когда диод открывается, инвертор суммарно обеспечивает форсированный заряд емкости фильтра и ток нагрузки. Таким образом, пиковое значение тока при такой нагрузке в несколько раз выше его максимального значения при работе на активную нагрузку эквивалентной мощности.

В статическом инверторе выходное напряжение модулируется ШИМ. Для сглаживания модулированного напряжения и придания ему синусоидальной формы на выходе инвертора устанавливается LC-фильтр (рис. 7).

При работе на активную нагрузку – проблем с фильтром не возникает, поскольку сигнал гармонический. В случае выпрямительной нагрузки, приходится искать компромисс между сглаживающими свойствами LC-фильтра и допустимым коэффициентом нелинейных искажений. Индуктивность и внутреннее сопротивление катушки индуктивности приводят к искажению синусоидальной формы, следовательно, появлению гармонических искажений. Как видно из рис. 8, на фронте напряжения наблюдается искажение, вызванное форсированным зарядом емкости фильтра после отпирания выпрямительных диодов. В момент запитания диодов, энергия, накопленная в дросселе, вызывает свободные колебания на резонансной частоте

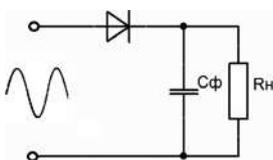


Рис. 6. Нагрузка с однополупериодным выпрямителем

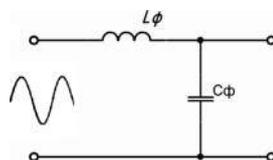


Рис. 7. LC-фильтр

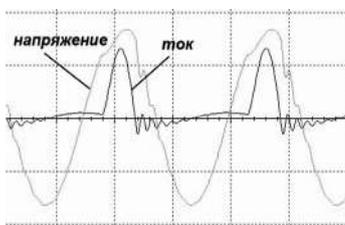


Рис. 8. Напряжение и ток инвертора с LC-фильтром при нагрузке однополупериодным выпрямителем

те фильтра. Осцилляции наблюдаются и на осциллограмме напряжения и на осциллограмме тока.

Недостатком метода является существенно нелинейный характер модуляции. Для его устранения в усилителях с фазосдвигающей цепочкой применяют дополнительную обратную связь (ОС) с выхода фильтра. При приближении к порогу ограничения, дополнительная ОС приводит к резкому увеличению частоты переключения, в результате чего форма выходного сигнала приближается к сигналу усилителя с гистерезисным управлением.

На рис. 9 представлена структура усилителя, в котором выходной LC-фильтр используется в качестве фазосдвигающей цепи. Таким образом, недостаток контура управления превращается в его достоинство. Кроме того, обратная связь компенсирует искажения, вносимые выходным фильтром. Для возникновения генерации необходим сдвиг фазы на 360 градусов. Передаточная функция усилителя имеет общий вид $H(s)$.

Критерием устойчивой работы усилителя будет фазовый сдвиг в 360° , т. е. $\arg[H(2i\pi f)] = 0$.

LC-фильтр обеспечивает сдвиг фазы в 180 градусов для высоких частот. Необходима дополнительная цепь, которая доведет сдвиг фазы на частоте генерации до 180 градусов и зафиксирует его. Для частот выше и ниже частоты генерации сдвиг фазы должен существенно изменяться. Суммарная задержка срабатывания компаратора и выходного каскада вносят сдвиг фазы, пропорциональный частоте. В результате его можно свести к цепи, корректирующей фазу ОС. Колебания возникнут на частоте, при которой вносимая активными элементами задержка и сдвиг фазы в корректирующей цепочке взаимно компенсируются. Следуя этим критериям, рассчитывается обратная связь и выходной фильтр.

Моделирование автогенераторного усилителя дало хорошие результаты по устойчивости его работы на различные нагрузки. Его работа на частоте 400 Гц при нагрузке на однополупериодный выпрямитель изображена на рис. 10. На фронте осциллограммы напряжения наблюдается небольшое искажение формы при отпирании выпрямительного диода. Искажение формы тока не наблюдается.

Практическая реализация подтвердила результаты моделирования. Разработан новый класс инверторов, отлично работающих на нелинейную, выпрямительную нагрузку. Созданы качественно новые преоб-

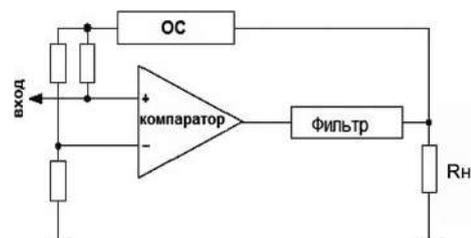


Рис. 9. Структурная схема автогенераторного усилителя с обратной связью, учитывающей влияние выходного фильтра

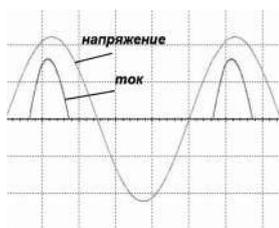


Рис. 10. Осциллограммы тока и напряжения на выходе автогенераторного усилителя при работе на однополупериодный выпрямитель

разователи напряжения, в которых используются автогенераторные усилители, что позволяет не только точно воспроизводить синусоидальное напряжение, но и имитировать нелинейности. Частота генерации усилителя выбирается в пределах 50–200 кГц, что позволяет использовать в качестве силовых ключей мощные IGBT и SiC MOSFET транзисторы.

На базе автогенераторных усилителей разработаны статические преобразователи с выходными напряжениями 36, 115, 200, 220, 380 В и частотами 50, 400, 1000, 2000, 3000 Гц. Для имитации переходных процессов в СЭС разработаны регулируемые преобразователи с выходным напряжением от 5 до 300 В и частотой от 15 до 1500 Гц. Преобразователи позволяют воспроизводить нелинейные искажения и модуляцию напряжения и частоты. Частоту можно уменьшать вплоть до постоянного тока. Обеспечивается значение мощности преобразователей от 1500 ВА до 30 кВА. На их основе изготавливаются имитаторы СЭС постоянного и переменного тока.

Имитаторы СЭС имеют типовую структуру и отличаются по составу в зависимости от требований применения. На рис. 11 представлен имитатор СЭС трехфазного переменного тока 115/200 В, 400 Гц, 400 Гц,

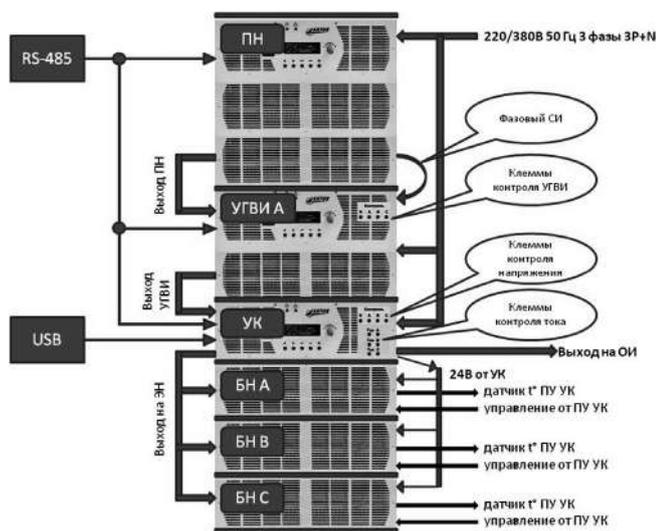


Рис. 11. Имитатор трехфазной СЭС переменного тока 15 В/200 В, 400 Гц: ПН – регулируемый источник переменного тока ПНБАЗ3-16/160/1200КРС(19); УГВИ А – устройство генерации высоковольтных импульсов для цепи переменного тока; УК – управляемый коммутатор; БНА, БНВ, БНС – блоки нагрузок фаз А, В, С

16 кВА. Имитатор позволяет испытывать бортовое авиационное оборудование на соответствие ГОСТ Р 54073, ГОСТ 19705 и КТ160D (разделы 16.0 и 17.0).

Технические характеристики имитатора:

- питающая сеть, В (Гц): 220 В/380 (50);
- выходное напряжение: фазное с регулировкой, В: 115/200;
- небаланс напряжения, В: 10;
- частота выходного напряжения, Гц: 380 ... 420;
- переходная частота переменного тока, Гц: 320 ... 480;
- модуляция напряжения, В: до 10;
- частотные составляющие модуляции выходного напряжения, Гц: 1 ... 15000;
- максимальная амплитуда пульсации напряжения, В: до 10;
- составляющая напряжения постоянного тока, В: от 1 до –1;
- сдвиг фазных напряжений, град.: 0 ... 240;
- выходная мощность, кВА: до 16;
- амплитуда импульсов напряжения, В: +(50 ... 600);
- длительность импульсов напряжения:
 - а) 5 мкс при частоте следования 50 Гц;
 - б) 10 мкс при частоте следования 1 Гц;
- длительность переходного отклонения выходного напряжения, мс: 10 ... 10000;
- переходное отклонение напряжения, В: 0–180/254.

Имитатор СЭС постоянного тока с напряжением 27 В и максимальным током нагрузки 100 А представлен на рис. 12.

Технические характеристики имитатора:

- питающая сеть, В (Гц): 220/380 (50);
- плавная регулировка напряжения в диапазоне, В: 0 ... 100;
- переходное пониженное напряжение ($U_{\text{пон}}$) в диапазоне, В: 8–24;
- переходное повышенное напряжение ($U_{\text{пов}}$) в диапазоне, В: 32–80;
- переменная составляющая выходного напряжения с амплитудой до 10 В в диапазоне частот, Гц: 1 ... 15000;

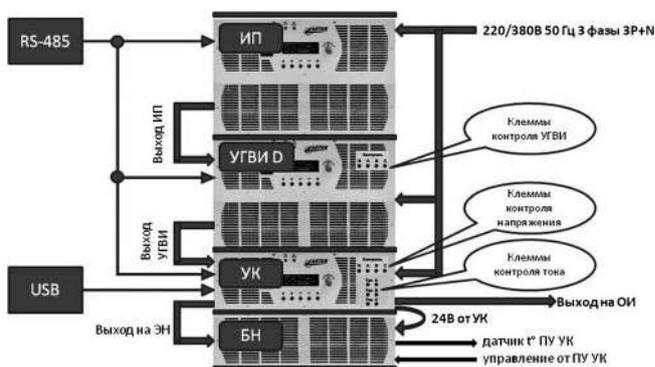


Рис. 12. Имитатор СЭС постоянного тока 27 В/100 А: ИП – регулируемый источник питания постоянного тока ИП380-100/100-КРС(19); УГВИ D – устройство генерации высоковольтного импульса для цепи постоянного тока; УК – управляемый коммутатор; БН – блок нагрузок

- одиночные или повторяющиеся импульсы напряжения:
 - а) частота следования, Гц: $1,0 \pm 0,5$;
 - б) длительность, мкс: 10 ± 1 ;
 - в) амплитуда, В: 50 ... 600 В;
- одиночные или повторяющиеся импульсы напряжения:
 - а) частота следования, Гц: 50 ± 5 ;
 - б) длительность, мкс: 5 ± 1 ;
 - в) амплитуда, В: 50 ... 600 В;

изменение амплитуды импульса в зависимости от режима работы не более, чем на $\pm 20\%$ от установленной;

- понижение напряжения с регулировкой значения от 24 В до 8 В и длительности от 3 мс до 100 мс;
- повышение напряжения с регулировкой значения от 32 В до 80 В и длительности от 3 мс до 100 мс;
- понижение и повышение напряжения с длительностью: 3; 80; 100; 200; 500; 1000 мс, с допуском $\pm 15\%$ без перерыва питания и с перерывом питания длительностью 3 мс ($\pm 15\%$).

В состав вышеприведенных имитаторов входят эквиваленты нагрузки для проведения первичной и периодической аттестации. Эквиваленты нагрузки имеют четыре ступени – 25%, 50%, 75%, и 100% номинальной мощности. Имитаторы обеспечивают все характеристики без использования дополнительных внешних устройств.

Управление имитаторами осуществляется как в ручном режиме, так и от персонального компьютера с помощью программы ADControl (рис. 13).

Имеется возможность запрограммировать последовательность изменения выходных параметров. Для реализации специальных искажений зарезервированы функции, в которые пользователь может самостоятельно записать требуемые формы или сегменты сиг-

нала для дальнейшего их воспроизводства. Программа взаимодействует с оборудованием через порт RS-485, протокол ModBus RTU. Возможна установка Ethernet, GPIB. При записи сценариев работы устанавливаются точки контроля. В этих точках происходит запись оцифрованного сигнала. По записанным данным создается отчет с подробным анализом полученных значений.

Встроенный модуль контроля и программа **ADMesure** визуализируют на персональном компьютере формы и величины напряжений и токов, на выходе имитатора. Программа ADMesure позволяет:

- провести анализ КЭ (рис. 14а);
- провести гармонический анализ (рис. 14б);
- определить сдвиг фаз между током и напряжением;
- определить коэффициенты амплитуды, активные и реактивные составляющие и др.

В [4] описано применение имитатора переходных (динамических) изменений напряжения в СЭС самолета при испытании бортового ИБП ПН115/115 на соответствие ГОСТ Р 54073 и ГОСТ 19705 (рис. 15).

Все вышеупомянутое оборудование может функционировать как в составе имитационного комплекса, так и самостоятельно, как автономные имитаторы постоянного и переменного тока с воспроизводством отдельных параметров КЭ СЭС, а также как генератор ВИН и управляемый коммутатор. Имитационное оборудование разработано по модульному принципу, что позволяет агрегатировать устройства с выходной мощностью от 2 до 64 кВт.

ООО «НТЦ АКТОР» постоянно ведет работу по расширению номенклатуры и функционально-параметрических возможностей изделий.

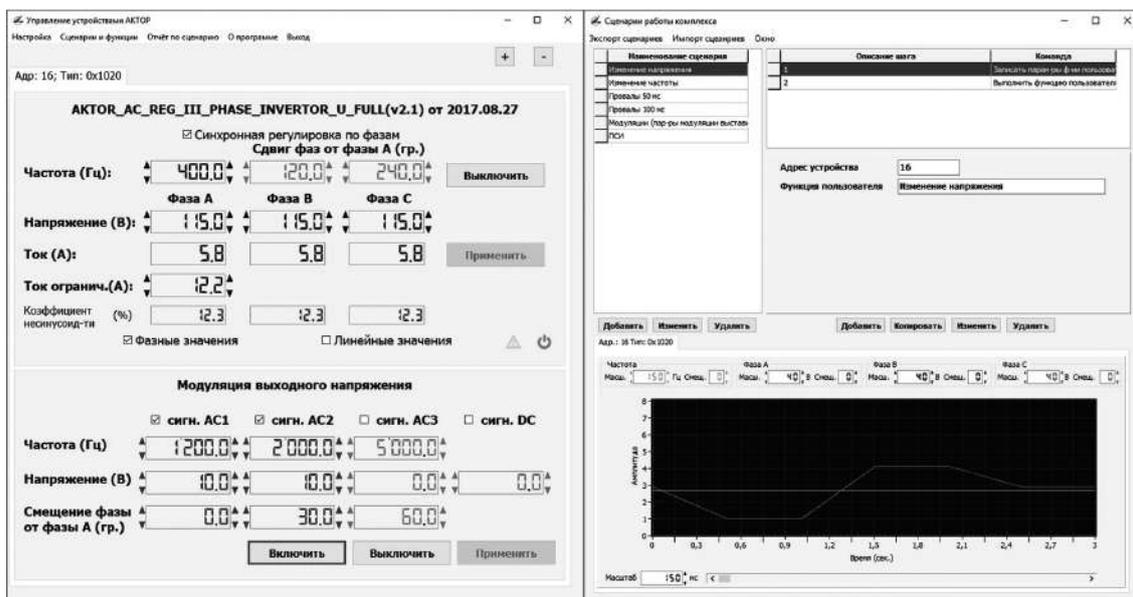


Рис. 13. Программа управления ADControl: а – окно управления; б – окно записи и визуализации сценария

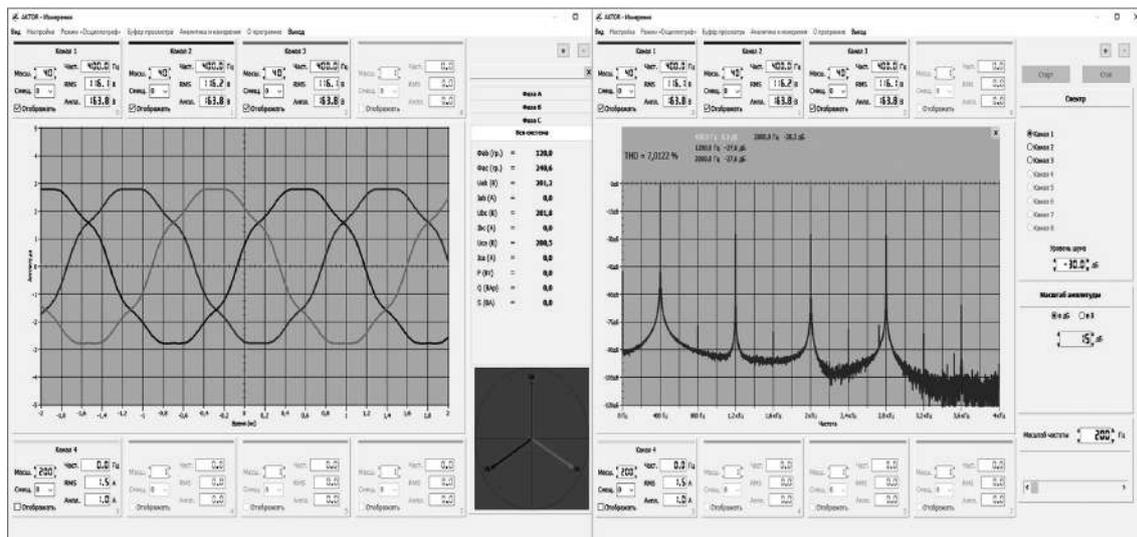


Рис. 14. Программа ADMeasure: а – окно анализа параметров сигнала; б – окно анализа спектра

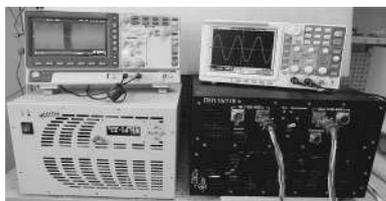


Рис. 15. Проведение испытаний бортового ИБП (справа внизу) на воздействие переходных изменений напряжения СЭС. снижение напряжения до 0 В на 120 мс с помощью имитатора трехфазной сети 115/200 В 400 Гц (слева снизу)

Литература

- ГОСТ Р 54073-2010 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии.
- Кушнерев Н. А., Родин М. В. Защита источников вторичного электропитания большой мощности от бросков пускового тока и коммутационных процессов в питающей сети. – ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ, 2014, № 3, С. 52–55.
- Унифицированный ряд программируемых имитаторов систем электроснабжения переменного тока (СЭС), реклама ЦНПО “Ленинец”, С.-П. 1989.
- Воронцов А. В. Испытания бортового ИБП на воздействия переходных искажений системы электропитания. – Силовая Электроника, 2016, № 5, С. 64–66.
- Воронцов А. В., Либенко Ю. Н. Традиции и эволюции развития технических средств имитации видов и значений параметров качества входной электроэнергии РЭА. Материалы 6-й всероссийской научно-технической конференции “ЭМС”, 2017, С. 74–85.
- А. Воронцов, П. Заика. Особенности построения имитаторов бортовых систем электроснабжения. – Силовая электроника, 2016, № 3, С. 90–93.
- Заика П.Н. Методика оценки стойкости аппаратуры к воздействию изменений входного напряжения. – Научно-технический сборник “ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ”, 2005, № 5, С. 137–139.
- Воронцов А. В. Испытание бортового статического преобразователя на соответствие требованиям ГОСТ Р 54073-2010. – Силовая электроника 2015, № 1, С. 50–52.
- Балтайс Э. О., Иванов В. А. и др. Имитатор установившихся и переходных режимов в сети переменного тока, Межвузовский сборник научных трудов “АНАЛИЗ И ДИАГНОСТИКА ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ”, Ленинград, 1989, С. 15–16.
- Алешин И. Е., Войтковский С. И., Заика П. Н. и др. Имитаторы бортовых сетей постоянного тока 27 В. – Научно-технический сборник “ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ”, 2005, № 5, С. 112–119.
- Соловьев И. Н., Гранков И. Е. Инвариантный к нагрузке инвертор. – Практическая силовая электроника, 2001, № 1, С. 24–28.
- Suresh Kuamr. K. S. Active Power Filterinf Techiques for Harmonic Elimination. Dept. of Electric.Engg. R.E.C.
- N. Bhoopal and G. Venu Madhav. Neural and Neuro-Fuzzy Controllers for UPS Inverter Applications. International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol 2, No. 8, November 2009. pp. 45-49.
- Bruno Putzeys. Globaly modulated self-oscillating amplifier with improved lianearity. AES 37th International Conference, Hillerod, Denmark, 2009.
- Bruno Putzeys. Simple Self-Oscillating Class D Amplifier with Full Output Filter Control. AES 118 Cinventon (May 2005) Paper Number 6453.

Воронцов Алексей Викторович, генеральный директор ООО “НТЦ АКТОР”, тел: +7 (495) 204-15-38, e-mail: av@aktor.ru.

Ю. Н. Либенко

ВАРИАНТЫ ПРИМЕНЕНИЯ ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ ВОСПРОИЗВОДСТВА ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Yu. N. Libenko

Application options of equipment for reproducing electric energy quality parameters of power supply systems

В статье рассмотрены основные виды имитационных технических средств (ИТС), воспроизводящих виды и значения параметров качества систем электроснабжения, регламентируемых соответствующими нормативно-техническими документами и предназначенных для электропитания РЭА в различных направлениях применения. На основе предложенной базовой номенклатуры ИТС приведены варианты их применения в виде отдельных устройств, комплектов из отдельных устройств и автоматизированных комплексов ИТС в зависимости от выполняемых задач по проверке РЭА.

Ключевые слова: имитационное техническое средство, виды и значения параметров качества электроэнергии систем электроснабжения РЭА, имитатор СЭС постоянного тока, имитатор СЭС переменного тока, имитатор высоковольтных импульсов напряжения, комплект имитационных технических средств, автоматизированный комплекс имитационных технических средств.

The article considers the main types of technical simulators (TS) for reproducing the types and values of the of power supply systems' quality parameters, governed by the relevant normative and technical documents and intended for powering radio electronic equipment (REE) in various applications. Based on the proposed fundamental TS nomenclature, the article presents options for their application in the form of separate devices, sets of separate devices and automated STE systems, depending on the tasks being performed on REE testing.

Key words: technical simulator, power quality parameters types and values of electric REE power supply systems, DC PSS simulator, AC PSS simulator, high voltage pulses simulator, technical simulator equipment set, automated complex of technical simulator equipment.

Информация о традициях и эволюции развития технических средств имитации видов и значений параметров качества входной электроэнергии РЭА, а также о современном состоянии их разработки приведена в [1–4]. В настоящей статье рассмотрены концепции применения этих средств в виде отдельных устройств, комплектов и автоматизированных комплексов.

В зависимости от конкретной задачи проведения проверки РЭА на воздействие изменения значений различных параметров качества питающей ее электроэнергии, могут быть востребованы соответствующие этой задаче виды и взаимодействия имитационных технических средств (ИТС), воспроизводящих такие параметры в заданных диапазонах значений. Эти проверки могут проводиться на стадиях разработки и изготовления РЭА, при некоторых видах ее технического обслуживания, ремонтно-восстановительных работах, проведении различных исследований. Как правило, алгоритмы работы ИТС, соответствующие таким задачам, реализуются с помощью набора управляющих программ, создаваемых априорно или оперативно самими специалистами, проводящими вышеупомянутые проверки. При этом ИТС могут быть применены в различных вариантах.

Далее приведены основные функциональные возможности ИТС, являющиеся общими для различных вариантов их применения.

ИТС воспроизводят виды и значения параметров качества электроэнергии, соответствующие требованиям одного нормативно-технического документа

(НТД), или группы НТД для одного направления техники.

Реализация требований НТД выполняется применением одного общего программного обеспечения (ПО) с возможностью выбора оператором необходимой его части или с помощью набора индивидуальных ПО.

При выполнении своей основной функции ИТС обеспечивают воспроизведение видов и значений параметров качества электроэнергии:

- в пределах рабочих (штатных) диапазонов значений, соответствующих заданным требованиям для РЭА;
- со значениями параметров электроэнергии, превышающих граничные для РЭА до $\pm 25\text{--}30\%$, используемых при ее разработке и проведении различных исследований.

ИТС могут воспроизводить в заданной последовательности как отдельные, так и совмещенные во времени виды параметров качества электроэнергии.

Кроме выполнения основной функции ИТС обеспечивают также:

- контроль собственной работоспособности;
- регистрацию формы и значений имитируемых видов параметров качества электроэнергии;
- регистрацию формы и значений параметров качества электроэнергии СЭС, обеспечивающих штатное электроснабжение РЭА;
- сопряжение с внешними информационно-управляющими устройствами (комплексами, системами);

– управление функционированием вручную с лицевой панели ИТС или от внешней ПЭВМ, а также автоматизированное управление по стандартному интерфейсу от внешних управляющих устройств (систем);

– передачу результатов контроля работоспособности и сведений об имитируемых воздействиях по стандартному интерфейсу на внешние информационные устройства;

– непосредственное физическое сопряжение с проверяемой РЭА путем:

а) выдачи на РЭА “пилот-сигнала” о предстоящем формировании штатных и нештатных значений параметров качества электроэнергии;

б) приема от РЭА контрольного сигнала (работа/отказ) по результату подачи на нее имитируемых воздействий;

– косвенное сопряжение с проверяемой РЭА путем временной “привязки” моментов подачи имитирующего воздействия к астрономическому времени с последующим совмещением в единой шкале времени данного процесса с аналогично зафиксированной реакции РЭА на это воздействие;

– возможность однократного, N -кратного или циклического повторения проверок;

– то же при совмещении имитации видов и значений параметров качества электроэнергии СЭС с контролем внешними тестовыми системами, синхронизируемыми с ИТС, значений качества электроэнергии на выходах конечных преобразователей напряжения системы электропитания РЭА (в соответствии с п. А 1.5 “Приложение А” ГОСТ РВ 20.57. 310-98);

– определение ориентировочных запасов устойчивости РЭА к воздействию на ее вход электропитания нерегламентированных значений параметров качества электроэнергии вблизи границ рабочего диапазона их значений;

– то же при совмещении имитации нерегламентированных значений параметров качества электроэнергии вблизи границ рабочего диапазона их значений с контролем внешними тестовыми системами, синхронизируемыми с ИТС, значений качества электроэнергии на выходах конечных преобразователей напряжения системы электропитания РЭА;

– формирование с помощью ИТС N -кратного или циклического повторения заранее зарегистрированного однократного или редко возникающего процесса.

Применение ИТС в виде отдельных устройств

Основные виды ИТС

Основными видами ИТС, воспроизводящих виды и значения параметров качества электроэнергии, вырабатываемой системами электроснабжения (СЭС) для электропитания РЭА на объектах трех основных областей применения – наземных (стационарных и подвижных), авиационных (наземных и бортовых) и морских (наземных и бортовых):

– имитатор СЭС постоянного тока (ИСЭС / =);

– имитатор СЭС однофазного переменного тока (ИСЭС / 1 ~);

– имитатор СЭС трехфазного переменного тока (ИСЭС / 3 ~);

– имитатор высоковольтных импульсов напряжения (ИВИН) для – СЭС / = (ИВИН / =);

– имитатор высоковольтных импульсов напряжения для СЭС / 1~ (ИВИН / 1~);

– имитатор высоковольтных импульсов напряжения для СЭС / 3~ (ИВИН / 3~).

Большинство типовых проверок РЭА и ее составных частей выполняется с применением ИТС, представляющих собой отдельные устройства и воспроизводящих параметры качества электроэнергии соответствующей СЭС. К таким ИТС можно отнести также ИВИН для проверки РЭА объектов наземной и морской техники, в случаях его непосредственного подключения между реальной СЭС и входом электропитания РЭА. Этот вариант применяется при отсутствии необходимости совместного воздействия на РЭА ВИН и других видов воздействий в виде регулируемых изменений значений параметров качества электроэнергии СЭС.

ИВИН, применяемые для проверки РЭА объектов авиационной техники, ввиду особенностей параметров ВИН, реализуются, как правило, в составе ИТС, имитирующего электроэнергию соответствующей СЭС.

Дополнительным активным (управляемым) устройством, расширяющим возможности основных видов ИТС, может быть устройство коммутации (УК):

– имитирующее:

а) нарушение чередования фаз в трехфазной СЭС переменного тока;

б) подключение нейтрального рабочего проводника вместо любого из фазных в трехфазной СЭС переменного тока;

в) нарушение полярности при подключении РЭА к источнику электроэнергии (СЭС) постоянного тока;

– подключающее выход ИТС к различным входам РЭА с возможностью подачи и отключения напряжения питания по каждому из них в заданной последовательности;

– обеспечивающее заданную полярность ВИН, сформированных однополярным ИВИН, а также подачу их в выбранную цепь (провод-провод, провод-корпус).

Дополнительным пассивным (неуправляемым) устройством, расширяющим возможности ИВИН, может быть отдельное устройство “связи-развязки” (УСР), выполняющее две основные функции:

– ввод ВИН, сформированного ИВИН, в цепь электропитания РЭА;

– защиту СЭС или узлов в выходной цепи ИСЭС от опасного воздействия сформированного ВИН.

УСР в виде отдельного устройства предназначено для применения совместно с ИВИН при необходимости обеспечения большего значения тока в цепи электропитания РЭА, чем может обеспечить УСР, встроенное в ИВИН.

УСР для цепи с напряжением постоянного тока, как правило, входит в структуру ИВИН/=.

Применение ИТС в виде комплекта устройств

Состав комплекта ИТС

Комплектом является совокупность отдельных устройств ИТС, не связанных функционально единым управлением и не объединенных конструктивно. Состав комплекта определяется Заказчиком.

В качестве примера, в комплект ИТС могут быть включены:

- А. ИСЭС / 1~ (ИСЭС / 3~) совместно с ИВИН / 1~ (ИВИН / 3~)^{1, 2};
- Б. ИИЭ / 1~ (ИИЭ / 3~) совместно с ИИЭ / =³;
- В. ИИЭ / 1~ (ИИЭ / 3~; ИИЭ / =) по 2 экз. каждого вида⁴.

Примечания: 1 Управление ИТС осуществляется отдельно вручную с их лицевых панелей (устройства, не связанные функциональным управлением).

2. ИВИН любого вида подключается к выходу соответствующего ему ИСЭС для обеспечения ввода ВИН “на фоне” напряжения электропитания РЭА с дополнительной возможностью регулировки изменения значений параметров качества электроэнергии в фазе (фазах).

3. Применяется для априорной раздельной проверки функционирования отдельных составных частей и групп этих частей в РЭА, получающих электропитание на переменном и на постоянном токах. 4. Применяется для проверки РЭА, получающей электропитание на объекте от двух аналогичных и одновременно функционирующих СЭС. Имитация значений качества электроэнергии в каждой из них может выполняться поочередно или одновременно.

Применение автоматизированного комплекта ИТС (КИТС)

Состав КИТС

Состав КИТС определяется Заказчиком или предлагается Исполнителем на основании анализа требований Заказчика к выполнению заданных исследований и проверок.

Назначение КИТС

А. Автономное применение для выполнения задач по проверке:

– систем электропитания РЭА (РЭА в целом), электроснабжение которых обеспечивается от нескольких разных СЭС;

– РЭА, обладающей повышенной сложностью и количеством входящих в нее различных подсистем и алгоритмов функционирования;

– РЭА, обладающей адаптивными свойствами, позволяющими обеспечить требуемые показатели безотказности, живучести и безаварийности РЭА.

Б. Автономное применение при проведении технологических тренировок РЭА и ее основных функциональных частей.

В. Применение в составе других автоматизированных тестовых систем более высокого уровня для обеспечения выполнения задач проверки РЭА на соответствие требованиям к функциональной безопасности.

Автоматизированный КИТС содержит в своем составе АРМ со специальным ПО, с помощью которого реализуется управление работой всех его составных частей через информационные магистрали в соответствии с заданным алгоритмом функционирования, а также обеспечивается мониторинг формируемых воздействий и качества электроэнергии в реальных СЭС, питающих РЭА. Автоматизированный КИТС содержит в своем составе АРМ со специальным ПО, с помощью которого реализуется управление работой всех его составных частей через информационные магистрали в соответствии с заданным алгоритмом функционирования, а также обеспечивается мониторинг формируемых воздействий и качества электроэнергии в реальных СЭС, питающих РЭА.

Литература

1. В. В. Бартош, П. Н. Заика, Ю. Н. Либенко. Концепции создания и применения параметрических рядов комплексов имитационных технических средств для проверки автономных систем электроснабжения передвижных радиоэлектронных объектов военной техники связи. – Электропитание, 2015, № 3, С. 5–12.
2. А. Воронцов, П. Заика. Особенности построения имитаторов бортовых систем электроснабжения. – Силовая электроника, 2016, № 3, С. 90–93.
3. Воронцов А. В., Либенко Ю. Н. Традиции и эволюции развития технических средств имитации видов и значений параметров качества входной электроэнергии РЭА. Сборник докладов VI научно-технической конференции “Электромагнитная совместимость (ЭМС)” 18–19 мая 2017, г. Москва, С. 74–85.
4. Воронцов А. В. Оборудование для воспроизводства параметров качества электроэнергии систем электроснабжения. Сборник докладов VII научно-технической конференции “Электромагнитная совместимость (ЭМС)” 17–18 мая 2018, г. Москва, С. 76–87.

Либенко Юрий Николаевич, главный специалист АО “НИИВК им. М.А. Карцева”, доктор электротехники, действительный член АЭН РФ, ученый секретарь секции “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”, тел.: +7 (495) 330-06-38, e-mail: Lib7636@rambler.ru.

С. М. Коротков, А. В. Лукин, И. Н. Соловьев

НОВИНКИ ЭЛЕКТРОНИКИ (по материалам сайта PowerPulse.net)

S. M. Korotkov, A. V. Lukin,
I. N. Soloviev

Recent Developments in Electronics
(according to the website PowerPulse.net)

В статье дан обзор новой продукции ведущих фирм производителей электронных компонентов и изделий на основе материалов, размещенных на сайте PowerPulse.net.

The article presents the review of new products of the leading electronic components and products manufacturers based on the materials from the Web site PowerPulse.net.

Ключевые слова: кремниевый силовой транзистор, карбидокремниевый силовой транзистор, драйвер, операционный усилитель, схема управления, контроллер.

Key words: silicon power transistor, silicon-carbide power transistor, driver, operational amplifier, control circuit, controller.

Драйвер с гальванической изоляцией для управления и защиты карбидокремниевых и кремниевых силовых транзисторов

Одноканальный драйвер STGAP2S фирмы **STMicroelectronics** (рис. 1) может управлять карбидокремниевыми или кремниевыми МДП-транзисторами и IGBT в широком спектре структур импульсных устройств, обеспечивая максимальное напряжение затвора 26 В и либо отдельные выходы включения/выключения, либо защиту от эффекта Миллера (*Miller clamp*) [1, 2].



Рис. 1

Драйвер STGAP2S содержит активный вывод *Clamp*, обеспечивающий возможность предотвращения нежелательного включения транзистора в полумостовой схеме [2, 3]. Соединение затвора МДП-транзистора к этому выводу позволяет замыкать затвор на изолированную землю при отключении до прихода следующего сигнала на включение.

Выходы всех драйверов STGAP2S обеспечивают ток 4 А при амплитуде выходного напряжения, равной напряжению питания для жесткого эффективного переключения даже при использовании в мощных инверторах. Задержка распространения сигнала от входа к выходу составляет 80 нс для обеспечения высокоточного управления в режиме ШИМ на высоких частотах переключения, свойственных карбидокремниевым приборам. Способность выдерживать боль-

шие величины dV/dt при синфазном переключении предотвращает ложные переключения при работе на больших мощностях.

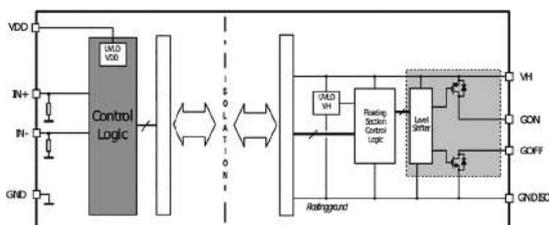
Гальваническая развязка при коммутации напряжений до 1700 В, также встроенная, позволяет существенно снизить стоимость промышленных или бытовых электроприводов, индукционных нагревателей, источников бесперебойного питания (ИБП) и контроллеров корректоров коэффициента мощности.

Расширенные встроенные устройства защиты включают отключение при понижении напряжения (*Under-Voltage Lockout – UVLO*) для защиты силового ключа при снижении напряжения питания. Кроме того, обеспечена и защита от перегрева, а также аппаратная блокировка для предотвращения поперечной проводимости от высокого уровня к низкому (*high-side/low-side cross conduction*) в полумостовых схемах.

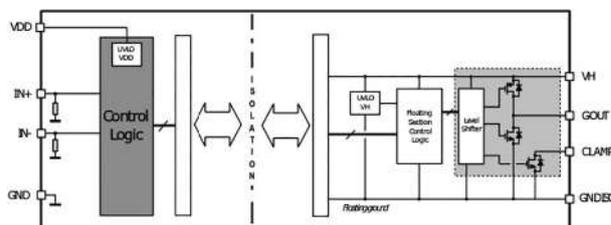
Обеспечивается также работа в дежурном режиме, с обеспечением безопасного состояния выхода при экономии электроэнергии.

В распоряжение разработчиков предоставляется оценочная плата EVALSTGAP2SM, облегчающая процесс начала проектирования.

Драйвер доступен в двух различных конфигурациях: вариант с отдельными выходами для включения (GON) и отключения (GOFF) (рис. 2а) и вариант с одним выходом (GOUT) и подавлением эффекта Миллера (CLAMP) (рис. 2б).



а



б

Рис. 2

Основные характеристики драйвера STGAP2S:

- одноканальный драйвер с возможностью управления напряжением до 1700 В;
- допустимая нагрузка по току затвор-исток при 25°C: 4 А;
- в переходных режимах выдерживает dV/dt до ± 100 В/нс;
- полная задержка распространения сигнала 80 нс;
- раздельные выводы включения и отключения для простой конфигурации управления затвором;
- активный вывод для подавления эффекта Миллера с током до 4 А;
- функция отключения при понижении напряжения;
- напряжение управления затвором до 26 В;
- входы 3 В, 5 В, ТТЛ/КМОП с гистерезисом;
- защита с отключением при перегреве;
- функция дежурного режима.

Операционный усилитель КМОП с низким уровнем шума, поддерживающий высокоточные измерения

Фирма *ROHM Semiconductor* объявила о выпуске нового операционного усилителя КМОП с наименьшим по сравнению с известными аналогами уровнем шума (рис. 3) [1], оптимизированным для промышленного применения при необходимости высокоточных измерений, например, акселерометрах, используемых в гидроакустических системах, или оптических датчиках, работающих с ультра малыми сигналами.

В последние годы помимо устройств *IoT* датчики используются в целом ряду от мобильных и транспортных систем до промышленного оборудования для улучшения функциональности и обеспечения упреждающего регулирования.

Поскольку датчики используются для преобразования различных природных и физических изменений в электрические сигналы, им необходима высокая точность. Но, в то же время, существует тенденция перевода периферийных схем датчиков на питание пониженным напряжением для большей экономии электроэнергии.

Операционные усилители устанавливаются в оконечных каскадах для усиления выходных аналоговых сигналов датчиков. Но, поскольку эти сигналы крайне маломощные, необходимо применять меры против помех для обеспечения высокоточной передачи сигналов.

С этой целью фирмой *ROHM Semiconductor* разработан операционный усилитель с высокой помехо-

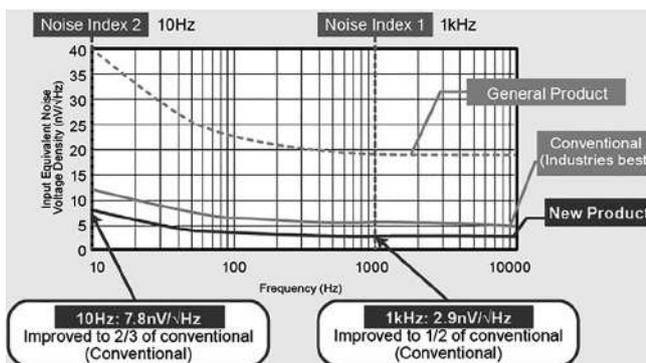


Рис. 3

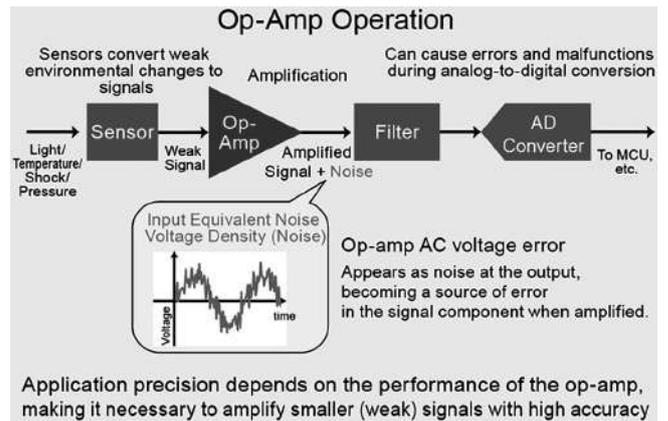
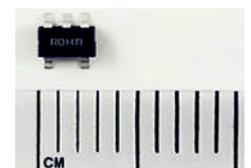


Рис. 4

устойчивостью для автомобильного рынка, используя систему производства с вертикальной интеграцией, которая использует основные технологии разработки аналоговых устройств (рис. 4) [1].

ROHM Semiconductor представила операционный усилитель с наилучшими в отрасли характеристиками по подавлению внешних шумов, оптимизированный для применения в промышленных и бытовых устройствах. Операционный усилитель LMR1802G-LB разработанный с использованием ведущей на рынке технологии фирмы, охватывающей разработку схемы, исследование процессов и компоновку, позволяет снизить плотность эквивалентного шума входного напряжения в два раза: 2,9 нВ/(Гц^{0,5}) на частоте 1 кГц и 7,8 нВ/(Гц^{0,5}) на частоте 10 Гц) по сравнению с традиционными усилителями, что существенно улучшает измеренные характеристики сигналов датчиков.



Резистор вместо оптрона и/или дополнительной обмотки в обратноходовых преобразователях

Обычно, для стабилизации выходного напряжения автономных источников используются методы с применением компонентов с ограниченным сроком службы, например, оптроны и/или дополнительные обмотки. В отличие от этих методов фирмой *ROHM Semiconductor* разработаны контроллеры для автономных обратноходовых преобразователей постоянного напряжения исключающие необходимость использования вышеуказанных типов цепей обратной связи.

Организация обратной связи на первичной стороне, чтобы отслеживать напряжение и ток на вторичной стороне, исключает необходимость применения оптрона или дополнительной обмотки совместно с другими необходимыми компонентами. Это существенно упрощает конструкцию, приводя к повышению надежности, большей экономии электроэнергии и повышению миниатюризации. Стабильность выходного напряжения обеспечивается за счет использования одного резистора с помощью запатентованного фир-

мой метод создания обратноходового преобразователя (рис. 5).

Простая и эффективная конструкция хорошо подходит для источников питания промышленного применения, например, оборудования автоматизированного производства, систем накопления электроэнергии, инверторов солнечных батарей, серво усилителей и инверторов большой мощности. Пример использования контроллера в инверторе показан на рис. 6.

Помимо компонентов BD7F100xxx-LB и BD7F200xxx-LB у онлайн дистрибьюторов можно приобрести оценочную плату, объединяющую компоненты BD7F100PHFN-LB.

Оценочная плата BD7F100HFN-EVK-001 упрощает оценку и проверку контроллера обратноходового преобразователя (входное напряжение 24 В, выход 5 В/800 мА) фирмы ROHM.

Адаптивное управление временем улучшает характеристики при изменении нагрузки

Традиционные интегральные схемы управления источником питания подвержены существенным колебаниям выходного напряжения при мгновенном изменении тока нагрузки. Под влиянием этого, фирма разработала метод адаптивного управления временем включения на основе проверенного на рынке метода разработки управления временем включения, примененного для интегральных схем управления неавтономными источниками питания (рис. 7).

Этот новый метод позволяет существенно улучшить характеристики при мгновенном изменении тока нагрузки, снижая колебания выходного напряжения более чем на 65%, т. е. менее 200 мВ (при токе нагрузки 1 А и времени нарастания 100 мкс), что приводит к увеличению надежности.

Основные особенности:

- высокая скорость переходного процесса при изменении нагрузки за счет адаптивного управления временем включения;
- автоматический режим малой нагрузки обеспечивает высокий КПД во все диапазоне нагрузки;
- устранение необходимости в компонентах, пересекающих границу изоляции, что повышает безопасность работы;
- не требуются компоненты с ограниченным сроком службы, например, оптроны, что обеспечивает длительный срок работы;
- поддержка конфигурации с несколькими выходами для перекрестного регулирования.

Компоненты выпускаются в двух корпусах: HSON8 и HTSOP8 (рис. 8).

Литература

1. Today's Top Stories. – www.powerpulse.net.
2. STGAP2S Galvanically Isolated 4A Single Driver. Datasheet. – STMicroelectronics, 2018.
3. Application Note 5314.Active Miller Clamp. Products with feature: ACPL 331J, 332J. – Avago Technologies, www.avagotech.com.
4. Low Noise, Low Input Offset Voltage CMOS Operational Amplifier LMR1802G-LB Datasheet. – ROHM Semiconductor.
5. Optocoupler-less Isolated Flyback Converter BD7F100PHFN-LB BD7F100EFJ-LB. Datasheet. – www.rohm.com.

Коротков Сергей Михайлович, к. т. н., начальник отдела АС/DC источников питания общего назначения АО "ММП-Ирбис", тел.: +7(495) 987-10-16.

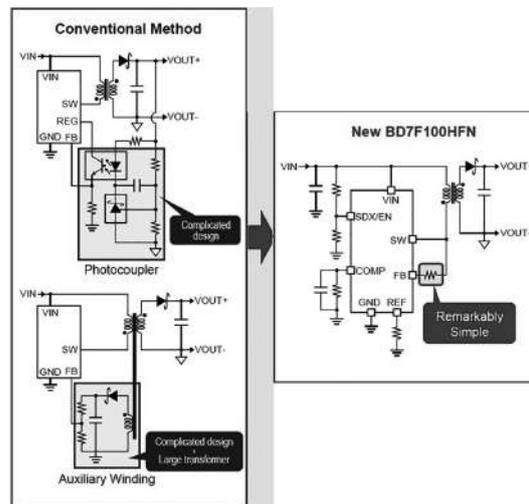


Рис. 5

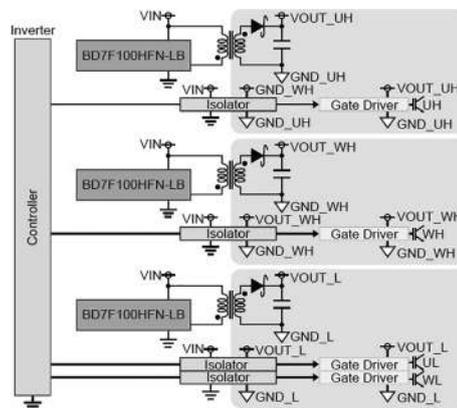


Рис. 6

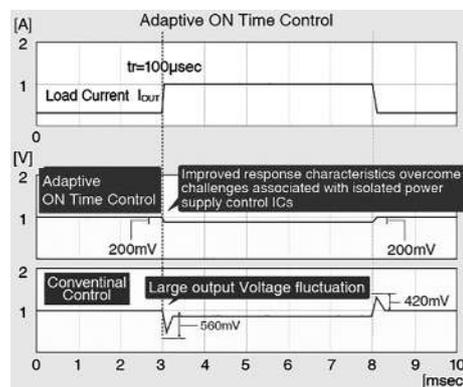


Рис. 7

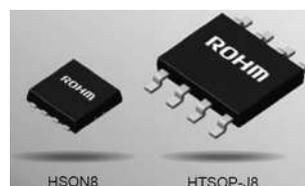


Рис. 8