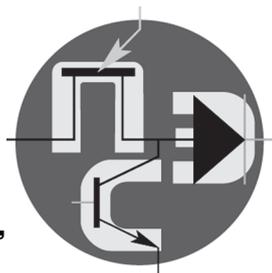


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 2 (78)/2020

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры микросистем 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”

В. А. Соловьев, д. т. н., профессор кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э Баумана

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры микросистем МАИ

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 — общество с ограниченной ответственностью “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 03.06.2020. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111033, Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “ММП-Ирбис”; тел./факс: (495) 927-10-16; 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

В. А. Соловьев, В. В. Соловьева, В. А. Соболев, В. И. Волченков

Моделирование в среде NI MULTISIM понижающего импульсного регулятора постоянного напряжения и лабораторного стенда для его испытания 2

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, А. А. Павлова

Расчет и моделирование переходных процессов в резонансном преобразователе с простым последовательным колебательным контуром 9

Д. А. Шевцов, Г. М. Ульященко, Е. В. Машуков

Трехфазные генераторы гармонического сигнала с управляемой частотой и амплитудой 17

И. П. Воронин, П. А. Воронин

Гибридный транзисторный ключ с внешним МОП-управлением для применения в высокочастотных режимах 22

В. И. Волков, В. В. Крючков

Разложение синусоидальной функции в ряд по мультипликативно-ортогональному базису 26

Е. С. Евдокимов, А. Г. Логачева, А. Н. Хуснутдинов

Экспериментальные исследования схем для усовершенствования устройств защиты электрооборудования от перенапряжений 33

К. Я. Шабо, А. Е. Мельников

Построение и исследование комбинированной системы управления одним каналом электропривода с общей задающей моделью 38

Е. В. Скиданова

Применение беспроводной передачи энергии для кардиостимуляторов 43

А. Л. Быкадоров, Т. А. Заруцкая

Моделирование работы системы тягового электроснабжения постоянного тока с накопителем энергии 47

В. П. Климов, С. Р. Климова

Назначение и способы реализации пусковых устройств в автономных энергосистемах на основе свободнопоршневых двигателей Стирлинга 52

Компьютерная верстка: В. В. Крючков

В. А. Соловьев, В. В. Соловьева, В. А. Соболев, В. И. Волченсков

МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ NI MULTISIM Понижающего Импульсного Регулятора Постоянного Напряжения и Лабораторного Стенда для его Испытания

*V. A. Solovlev, V. V. Soloveva,
V. A. Sobolev, V. I. Volchenskov*

Simulation of a Switched Mode Step-down DC Voltage Regulator and Laboratory Stand for Its Testing with the NI MULTISIM software

Приведены результаты сравнительного анализа особенностей моделирования устройств силовой электроники и создания виртуальных лабораторных стендов в средах имитационного моделирования MATLAB и схемотехнического моделирования NI Multisim. Описаны преимущества среды NI Multisim, позволяющей получать модели электронных устройств в наибольшей степени соответствующих их физическим аналогам. Показана необходимость проведения предварительной верификации основных параметров и характеристик моделей промышленных аналогов электронных приборов и микросхем, используемых при моделировании в среде NI Multisim устройств силовой электроники, на соответствие их справочным данным. Представлены результаты испытаний на виртуальных лабораторных стендах среды NI Multisim библиотечной модели BUCK_CONVERTER понижающего импульсного регулятора постоянного напряжения и его модели, созданной с использованием промышленных аналогов силовых полупроводниковых приборов и реальных накопителей электроэнергии. Указаны рекомендуемые области применения этих моделей.

Ключевые слова: схемотехническое моделирование, операционная среда NI Multisim, понижающий импульсный регулятор постоянного напряжения, виртуальный лабораторный стенд.

The article presents the results of comparative analysis of power electronic devices simulation, and virtual laboratory workbenches development in with the software such as MATLAB simulation modeling and NI Multisim circuit simulation. The advantages of the NI Multisim software, which allows obtaining models of electronic devices most closely corresponding to their physical counterparts, are described. The necessity of preliminary verification of the main parameters and characteristics of models of industrial analogs of electronic devices and microcircuits used when modeling power electronics devices in the NI Multisim environment for compliance with their reference data is shown. The results of tests at the virtual laboratory stands of the in environment NI Multisim library model BUCK_CONVERTER of the pulse step-down DC voltage regulator and its model created using industrial analogs of power semiconductor devices and electro energy storage real devices are presented. Recommended application area for these models are indicated.

Key words: circuit simulation, NI Multisim operating environment, pulse step-down DC voltage regulator, virtual laboratory stand.

В современных электроприводах постоянного тока для регулирования частоты вращения коллекторных и бесконтактных двигателей постоянного тока (ДПТ), питаемых от выпрямителей переменного тока, все чаще применяют понижающие импульсные регуляторы постоянного напряжения (ИРПН) [1, 2].

Силовая часть ИРПН содержит небольшое количество элементов, но выбор их параметров при его проектировании, обеспечивающих выполнение предъявляемых к нему технических требований, представляет сравнительно сложную многокритериальную оптимизационную задачу с ограничениями. Это объясняется тем, что при регулировании частоты вращения ДПТ выходное напряжение ИРПН и ток его нагрузки, т. е. ДПТ, могут изменяться в достаточно широких пределах. Необходимо также учитывать, что ИРПН в зависимости от соотношения параметров его силовых элементов, сопротивления нагрузки и частоты коммутации может работать в режиме непрерывного или прерывистого тока дросселя и, соответственно, иметь разные технические характеристики, на которые еще влияет и неидеальность применяемых в нем силовых элементов [3–5].

Облегчить выбор необходимых параметров полупроводниковых приборов и пассивных элементов силовой части ИРПН и сократить время ее проектирования позволяет компьютерное моделирование ИРПН в одной из разработанных для этого операционных сред. Для контроля электрических параметров и визуализации проходящих в нем процессов его модель дополняется предназначенными для этих целей моделями приборов и регистрирующих устройств, образуя тем самым виртуальный лабораторный стенд (установку) для исследования характеристик ИРПН [6–9]. Используя такую модель, параметры элементов силовой части ИРПН, позволяющие получить его технические характеристики, близкие к требуемым, могут быть определены одним из методов оптимизации, например, методом Гаусса-Зайделя [10].

Для моделирования устройств силовой электроники, в том числе и ИРПН, чаще используют пакеты расширения *SimPowerSystems* и *Simulink* среды *MATLAB* [6, 7, 11]. В разделе *Power Electronics* библиотеки *SimPowerSystems* находятся модели силовых полупроводниковых приборов на основе идеальных ключей, принимающих в открытом состоянии со-

ответствующие им кусочно-линеаризированные вольт-амперные характеристики. Использование этих моделей требует задания небольшого количества параметров, а время моделирования мало. Имитационные структурно-функциональные модели устройств силовой электроники, создаваемые с использованием моделей раздела *Power Electronics*, позволяют проверить не только правильность функционирования моделируемого устройства, но и проводить исследования его основных статических и динамических характеристик с наглядным визуальным представлением полученных результатов. Но модели в *Power Electronics* не позволяют моделировать транзисторы в активном режиме работы, не учитывают влияние обратного напряжения на возникновение электрического пробоя диодов и др., что ограничивает область применения этих моделей только макро моделированием устройств силовой электроники [6–8, 11].

Большими возможностями, расширяющими область применения, в том числе для моделирования аналоговых электронных устройств источников вторичного электропитания (ИБЭП), в среде *MATLAB* обладают модели полупроводниковых приборов, представленные в разделах *Semiconductor Devices* и *Additional Components* библиотеки *SimElectronics* [8].

Идеология создания моделей полупроводниковых приборов в разделе *Semiconductor Devices* во многом похожа на идеологию, применяемую в разделе *Power Electronics*. Отличие заключается в том, вольт-амперные характеристики моделируемых полупроводниковых приборов могут быть представлены не только кусочно-линеаризированными, но и более сложными зависимостями, задаваемых в окне параметров модели.

Модели полупроводниковых приборов в разделе *Additional Components* относятся к электрофизическим и составлены на основе программы *SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)*, используемой для создания моделей в операционных средах схемотехнического моделирования. Введение этого раздела в библиотеку *SimElectronics* можно считать пробной попыткой применения идеологии схемотехнического моделирования электронных устройств в среде *MATLAB*. Но модели полупроводниковых приборов в разделе *Additional Components* не являются полноценными *SPICE*-моделями, так как необходимые электрофизические параметры этих моделей нужно задавать в открываемых окнах. Эти параметры часто неизвестны пользователям, а их число доходит до нескольких десятков, что, учитывая сложность *SPICE*-моделей раздела *Additional Components*, существенно затрудняет их использование для создания моделей устройств силовой электроники и приводит к значительному снижению скорости моделирования [8].

Следует отметить, что операционная среда *MATLAB* при предоставляемых ею широких возможностях имитационного моделирования различных электротехнических устройств, не лишена недостатков. Для приобретения навыка создания и отладки в ней ими-

тационных моделей электротехнических устройств требуются определенные затраты времени. В этой среде для взаимосвязи между блоками пакетов расширения *SimPowerSystems* и *Simulink*, а также для вывода и визуализации результатов выполняемых измерений в модель необходимо вводить специальные блоки преобразующих и согласующих устройств. В среде *MATLAB* не предусмотрена возможность изменения вручную, т. е. без останова, изменения данных в окне задания параметров и повторного запуска процесса моделирования, пассивных электротехнических элементов, что существенно увеличивает продолжительность проведения виртуальных экспериментов при исследовании характеристик моделируемых электротехнических устройств.

Отмеченные негативные особенности среды *MATLAB* отсутствуют или проявляются в меньшей степени в среде схемотехнического моделирования *NI Multisim*. Созданные в этой среде модели устройств силовой электроники в большей степени, чем их модели в среде *MATLAB*, приближены к реальным устройствам. Среда *NI Multisim* содержит большую и постоянно расширяющуюся библиотеку *SPICE*-моделей электрических и электронных элементов, интегральных микросхем, электрических машин и пр., в том числе и их промышленных аналогов, и позволяет моделировать как силовую часть устройств силовой электроники, так и их систему управления. Эта среда укомплектована широким спектром моделей контрольно-измерительных приборов, соответствующих по выполняемым функциям, способу подключения и в большинстве своем по виду лицевых панелей их реальным аналогам [12, 13]. Использование таких приборов облегчает создание виртуального лабораторного стенда для испытаний моделируемого устройства, при проведении которых измерения его контролируемых параметров проводятся по ним как по реальным приборам.

Технология создания схемотехнических моделей в среде *NI Multisim* сравнительно проста, и ее освоение не требует значительных затрат времени. Поэтому эта среда широко используется для создания лабораторного практикума по электротехнике и электронике при изучении этих учебных дисциплин [12–14]. Исследуемые в лабораторном практикуме модели типовых электронных устройств создают преимущественно на основе базовых моделей элементов среды *NI Multisim*, достоверность и работоспособность которых подтверждены полученными многими пользователями адекватными результатами моделирования этих устройств.

При использовании для схемотехнического моделирования устройств силовой электроники моделей промышленных аналогов полупроводниковых приборов необходимо учитывать, что в среде *NI Multisim* в их программных модулях встречаются ошибки. В них могут быть установлены заниженные напряжения электрического пробоя диодов и тиристоров, не соответствующие реальным значениям предельно допу-

стимые токи диодов, коллекторные токи биполярных транзисторов и токи стоков полевых транзисторов и др. [15]. Такие ошибки приводят к неверному функционированию и неработоспособности создаваемых моделей устройств силовой электроники. Перечень устраненных ошибок в программных модулях предыдущих версий *NI Multisim* приведен в файле *Readme_eng.html* раздела *documentation* программного ядра используемой версии этой среды, но программные ошибки, имеющиеся непосредственно в ней, не указаны.

В среде *NI Multisim* имеются также модели электронных устройств без описывающего их функционирование программного модуля, т. е. модели для разработки печатных плат, содержащие только изображение корпуса устройства с контактными выводами. Примером таких моделей являются модели драйверов МОП-транзисторов фирмы *Texas Instruments* в разделе *MOSFET_DRIVER* семейства моделей *Place Miscellaneous*.

Отсюда следует, что в среде *NI Multisim* перед моделированием устройств силовой электроники с использованием моделей промышленных аналогов полупроводниковых приборов нужно внимательно проверять и при необходимости корректировать предельные значения их параметров, установленных в их программных модулях, а также проверять соответствие реальных и реализуемых этими моделями основных вольт-амперных и других характеристик этих полупроводниковых приборов. При использовании готовых библиотечных моделей электронных устройств этой среды должны быть проведена их предварительная верификация на адекватность функционированию, позволяющая определить область применения этих моделей.

Это относится и к модели *BUCK_CONVERTER*, находящейся в семействе моделей *Place Miscellaneous*. Рекомендации для пользователей и описание элемента *BUCK_CONVERTER* представлены только в главе *Chapter 5 Components файла Multisim User Manual.pdf* раздела *documentation* версии *NI Multisim 9*, а в более поздних версиях этой среды отсутствуют. Из анализа приведенных в этом описании математических выражений следует, что *BUCK_CONVERTER* представляет собой модель силовой части понижающего ИРПН с усредненными по постоянному току статическими характеристиками, учитывающими условие возникновения и влияние на них режимов непрерывного и прерывистого тока дросселя ИРПН. В окне задания параметров этой модели можно устанавливать значение частоты коммутации f_k , индуктивности L_ϕ и активного сопротивления R_ϕ дросселя фильтра ИРПН. По умолчанию они равны $f_k = 50$ кГц, $L_\phi = 0,5$ мГн, $R_\phi = 5$ мОм.

Проверка соответствия заявленных свойств модели *BUCK_CONVERTER* проводилась сопоставлением графических изображений статических характеристик понижающего ИРПН, полученных расчетом их в математической системе *MathCAD*, и данной модели, построенных по результатам ее испытания на вир-

туальном лабораторном стенде. Для объективности проводимого анализа в обоих вариантах определения статических характеристик понижающего ИРПН его силовые элементы приняты идеальными.

Регулировочные характеристики понижающего ИРПН в режиме непрерывного тока дросселя рассчитаны по соотношению

$$U_n = D U_{\text{п}} \text{ при } D \geq D_{\text{кр}}, \quad (1)$$

а для их расчета в режиме прерывистого тока дросселя использовалось выражение [16]

$$U_n = \frac{D^2 U_{\text{п}}}{4\tau_L} \left(\sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D^2}} - 1 \right) \text{ при } D < D_{\text{кр}}, \quad (2)$$

где U_n – напряжение на нагрузке ИРПН; $U_{\text{п}}$ – напряжение питания ИРПН; $D = T_{\text{и}}/T$ – коэффициент заполнения импульсов напряжения управления ИРПН; $T_{\text{и}}$ – длительность импульсов напряжения управления ИРПН; $T = 1/f_k$ – период коммутаций в ИРПН; $\tau_L = L_\phi/R_n T$ – нормированная постоянная времени дросселя; R_n – сопротивление нагрузки ИРПН; $D_{\text{кр}}$ – критическое значение коэффициента заполнения импульсов напряжения управления, соответствующее границе перехода из режима непрерывного тока в режим прерывистого тока дросселя.

Переменной в выражениях (1), (2) является коэффициент D . Значения коэффициента $D_{\text{кр}}$ в граничных условиях применения (1), (2) определялись при фиксированных сопротивлениях R_n из соотношения [3, 4, 16]

$$\tau_{L_{\text{кр}}} = \frac{1-D}{2}, \quad (3)$$

устанавливающего взаимосвязь между минимальным (критическим) значением нормированной постоянной времени дросселя $\tau_{L_{\text{кр}}}$, необходимым для соблюдения в нем режима непрерывного тока, и значением коэффициента D .

Для расчета внешних характеристик понижающего ИРПН использовались также выражения (1), (2), но при фиксированных значениях коэффициента D . Переменной в них уже является входящее в определение параметра τ_L сопротивление R_n . Граничным условием применения выражения (1) становится $R_n \leq R_{n,\text{гр}}$, а выражения (2) $R_n > R_{n,\text{гр}}$. Критическое значение сопротивления ИРПН, при котором в его дросселе возникает прерывистый ток, равно

$$R_{n,\text{гр}} = \frac{2L_\phi}{(1-D)T}. \quad (4)$$

Ток в нагрузке ИРПН рассчитан по закону Ома

$$I_n = \frac{U_n}{R_n}. \quad (5)$$

Статические характеристики модели понижающего ИРПН *BUCK_CONVERTER* снимались на виртуальном

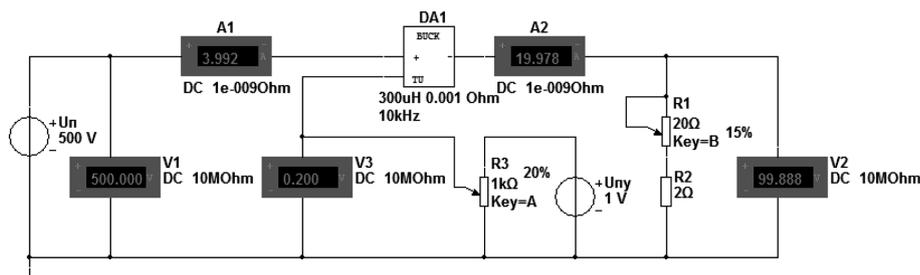


Рис. 1. Схемотехническая модель виртуального стенда для исследования статических характеристик модели понижающего ИРПН BUCK_CONVERTER

лабораторном стенде. Его схемотехническая модель показана на рис. 1.

На нем модель *BUCK_CONVERTER* представлена блоком DA1. Он имеет три вывода, на один из которых подается напряжение питания от источника постоянного тока U_n с напряжением $U_n = 500$ В. Входное напряжение U_n и потребляемый блоком DA1 ток I_n измеряет вольтметр V1 и амперметр A2. Ко второму выводу блока DA1 подключена нагрузка R_n , состоящая из последовательно соединенных реостата R1 и резистора R2. Ток нагрузки I_n блока DA1 и напряжение на ней U_n показывают амперметр A2 и вольтметр V2. Третий вывод TU блока DA1 является управляющим. Изменением напряжения U_y на нем регулируют напряжение на нагрузке этого блока. Для задания напряжения управления U_y блока DA1 используется потенциометр R3, подключенный к источнику постоянного тока U_{ny} с напряжением 1 В.

При испытании модели ИРПН *BUCK_CONVERTER* на виртуальном стенде (рис. 1) в ней были установлены $f_k = 10$ кГц, $L_\phi = 0,3$ мГн, $R_\phi = 1$ мОм. Такие же значения f_k и L_ϕ при $R_\phi = 0$ Ом были приняты при расчете статических характеристик понижающего ИРПН по выражениям (1), (2). Построенные по расчетным данным и по результатам проведенных виртуальных экспериментов регулировочные и внешние характеристики понижающего ИРПН с идеальными силовыми элементами и его модели *BUCK_CONVERTER* изображены на рис. 2а, б. Они показывают, что при одинаковых значениях фиксированных параметров статические характеристики обоих рассматриваемых устройств полностью совпадают.

Анализ статических характеристик понижающего ИРПН, представленных на рис. 2б и приведенных в [17], показывает, что при одних и тех же L_ϕ и T граничное значение тока его нагрузки, соответствующее прекращению режима прерывистого тока дросселя, при $U_n = 500$ В более чем на порядок выше, чем при $U_n = 30$ В. Такое расширение зоны прерывистых токов внешней характеристики ИРПН в сторону больших токов при повышении напряжения на его нагрузке сопряжено с необходимостью увеличения ее сопротивления R_n при поддержании условия $I_n = \text{const}$, приводящего к уменьшению τ_L .

При снятии при помощи виртуального датчика тока и осциллографа среды *NI Multisim* осциллограмм потребляемого тока и напряжения на нагрузке модели

BUCK_CONVERTER установлено, что потребляемый ею ток является непрерывным, а выходное напряжение не содержит пульсаций. В этой модели понижающего ИРПН изменением напряжения управления в диапазоне $0 \leq U_y \leq 1$ В возможно задание коэффициента D в пределах $0 \leq D \leq 1$. Задваемый в модели *BUCK_CONVERTER* параметр R_ϕ нельзя использовать для анализа влияния неидеальности силовых элементов ИРПН на его выходное напряжение, так как даже значительное увеличение R_ϕ приводит к неизмеримо меньшему по сравнению его увеличением снижению напряжения на нагрузке R_n .

По результатам испытания модели понижающего ИРПН *BUCK_CONVERTER* можно сделать вывод,

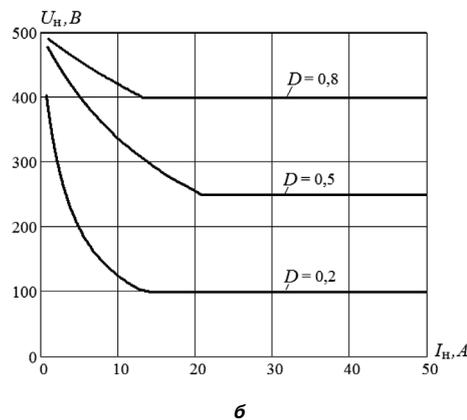
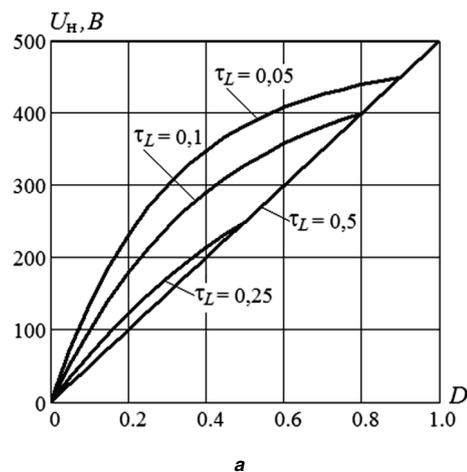


Рис. 2. Регулировочные (а) и внешние (б) характеристики понижающего ИРПН с идеальными элементами и его модели BUCK_CONVERTER

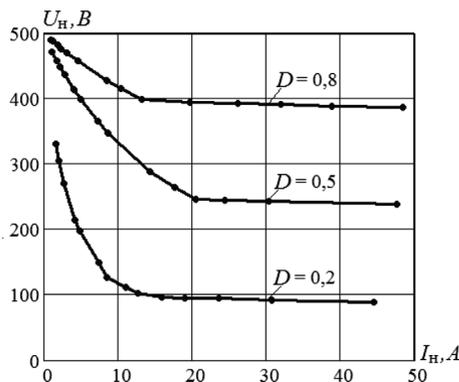
торного стенда (рис. 3) имеют следующие параметры:

- напряжение источника питания $U_n = 500$ В;
- частота и период коммутации $f_k = 10$ кГц, $T = 100$ мкс;
- амплитуда импульсов напряжения управления БТИЗ VT1 $U_y = 12$ В;
- индуктивность дросселя $L_\phi = 0,3$ мГн;
- активное сопротивление дросселя $R_\phi = 0,2$ Ом;
- емкость конденсатора фильтра $C_\phi = 500$ мкФ;
- эквивалентное сопротивление потерь конденсатора фильтра $R_c = 0,5$ Ом.

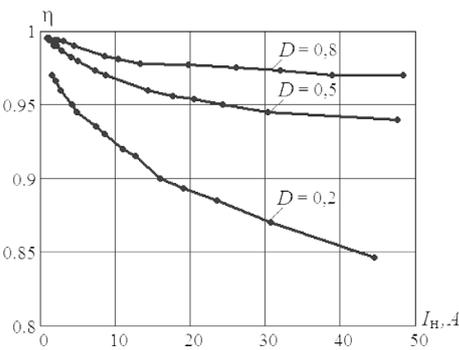
Результаты исследования статических характеристик модели понижающего ИРПН с реальными активными и пассивными силовыми элементами и происходящих в нем электрических процессов представлены на рис. 4а, б и рис. 5а, б. На рис. 4а приведены внешние характеристики ИРПН, а на рис. 4б энергетические характеристики, т. е. зависимости его КПД η от тока нагрузки I_n . КПД ИРПН рассчитан по показаниям ваттметров ХWM1, ХWM2. На рис. 5а показаны осциллограммы потребляемого ИРПН тока i_n , тока обратного диода VD1 i_d , тока дросселя i_L и напряжение на обратном диоде VD1 u_d при непрерывном токе дросселя, а на рис. 6б осциллограммы тех же параметров ИРПН при прерывистом токе дросселя. Осциллограммы токов i_n , i_d , и i_L на рис. 5а, б изображены со смещением относительно друг друга по вертикали на одно деление экрана осциллографа.

Из рис. 5а видно, что внешние характеристики модели понижающего ИРПН с реальными силовыми элементами имеют ниспадающий характер не только при прерывистом токе дросселя, но и при непрерывном токе. В обоих ИРПН при прерывистом токе дросселя с уменьшением тока нагрузки напряжение на ней значительно возрастает и при $I_n \approx 0$ А стремится к $U_n = 500$ В. Поэтому при изменении тока нагрузки в широких пределах для стабилизации напряжения на ней понижающий ИРПН должен иметь компенсационный канал регулирования.

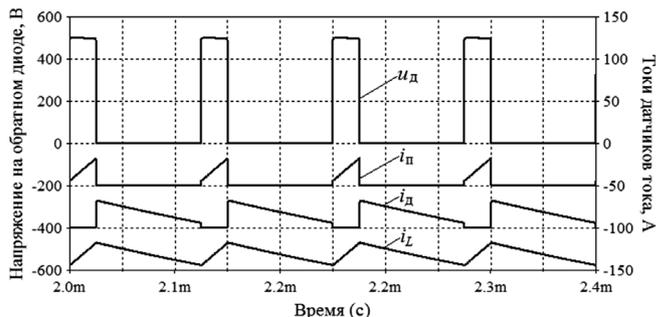
Энергетические характеристики понижающего ИРПН с реальными силовыми элементами, приведенные на рис. 5б, показывают, что его КПД при прерывистом токе дросселя больше, чем при непрерывном токе, и возрастает с уменьшением тока нагрузки, приближаясь к $\eta \approx 1$ при $I_n \approx 0$ А. Это, на первый взгляд, противоречит распространенному мнению, что возникновение в ИРПН режима прерывистого тока обязательно приводит к снижению его КПД. Повышение КПД ИРПН здесь объясняется малым током, потребляемым им в этом режиме, и наличием бестоковой паузы, во время которой через обратный диод и дроссель не проходит ток нагрузки и не создает в них потери мощности. Такое же заключение можно сделать и по результатам обработки приведенных на рис. 5а, б осциллограмм по изложенной в [9] методике.



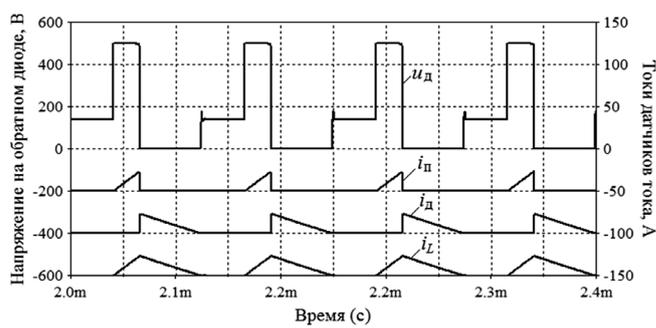
а



б



а



б

Рис. 4. Внешние (а) и энергетические (б) характеристики модели понижающего ИРПН с моделями реальных силовых элементами

Рис. 5. Осциллограммы напряжения на обратном диоде u_d , потребляемого тока i_n , тока обратного диода i_d и тока дросселя i_L при непрерывном (а) и прерывистом (б) токе дросселя модели понижающего ИРПН с реальными силовыми элементами и $D = 0,2$

Выводы

1. Сравнительный анализ особенностей моделирования устройств силовой электроники и создания виртуальных лабораторных стендов для их испытания в средах имитационного моделирования *MATLAB* и схмотехнического моделирования *NI Multisim* показал, что среда *NI Multisim* обладает не менее широкими, чем *MATLAB*, возможностями моделирования и исследования электрических и электронных устройств. Среда *NI Multisim* позволяет моделировать электронные устройства на основе моделей промышленных аналогов полупроводниковых приборов и микросхем, проще в освоении и удобнее в применении, так как используемые в виртуальных лабораторных стендах для испытания созданных моделей контрольно-измерительные приборы этой среды по выполняемым ими функциям и способу подключения подобны их реальным аналогам.

2. Для исключения неверного функционирования и неработоспособности создаваемых в среде *NI Multisim* моделей электронных устройств с использованием моделей промышленных аналогов полупроводниковых приборов и микросхем необходимо предварительно проводить верификацию их основных параметров и характеристик на соответствие приведенным в справочных данных.

3. Модель *BUCK_CONVERTER* среды *NI Multisim* представляет собой модель безынерционного понижающего импульсного регулятора постоянного напряжения с идеальными силовыми элементами. Область ее применения ограничена обработкой статических составляющих алгоритмов управления напряжением на нагрузке этого регулятора.

4. Созданная в среде *NI Multisim* схмотехническая модель понижающего импульсного регулятора постоянного напряжения учитывает влияние параметров применяемых в нем промышленных силовых полупроводниковых приборов и реальных накопителей электроэнергии на происходящие в нем электрические процессы и его статические характеристики. Такая модель может быть использована при проектировании этого устройства на этапе выбора параметров его накопителей электроэнергии, обеспечивающих выполнение предъявляемых ему технических требований.

Литература

1. Дюбай Гонал К. Основные принципы устройства электроприводов. — М.: Техносфера, 2009. — 480 с.
2. Анучин С. А. Системы управления электроприводов. — М.: Издательский дом МЭИ, 2015. — 294 с.
3. Севернс С., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. Пер. с англ. под ред. Л. Е. Смольникова. — М.: Энергоатомиздат, 1988.
4. Dearborn S. Power Management in Portable Applications: Understanding the Buck Switchmode Power Converter (AN793). Microchip Technology Inc., 2001. 16 p. Режим доступа: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00793a.pdf> (дата обращения: 10.01. 2019).

5. В. А. Соловьев, В. В. Соловьева, В. А. Соболев. Понижающий импульсный регулятор постоянного напряжения с неидеальными силовыми элементами. — Практическая силовая электроника, 2019. № 3. С. 2–7.
6. Герман-Галкин С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. СПб: КОРОНА-Век, 2008. — 368 с.
7. Герман-Галкин С. Г. Школа MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде MATLAB Simulink. Урок 11. Виртуальные лаборатории импульсных источников питания. — Силовая электроника. 2010. № 1. С. 62–67.
8. Дьяконов В. П. Многовариантное моделирование силовых устройств в MATLAB + Simulink. — Силовая электроника. 2011. № 1. С. 84–94.
9. Соловьев В. А., Вьюшин Е. А. Верификация и анализ возможности применения виртуальных электроизмерительных приборов при схмотехническом моделировании электротехнических устройств с импульсным потреблением постоянного тока в среде NI MULTISIM 10.1 // Наука и образование: электронное научно-техническое издание. 2015. № 4. URL: <http://technomag.bmstu.ru/doc/764109.html>. DOI: 10.7463/0415.0764109 (дата обращения: 10.09. 2019).
10. Дегтярев Ю. И. Методы оптимизации. — М.: Сов. радио., 1980. — 272 с.
11. Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. — М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008.
12. Карлачук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Том 1. Моделирование элементов аналоговых схем. — М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. — 672 с.
13. Шестеркин А. Н. Система моделирования и исследования радиоэлектронных устройств в Multisim 10. — М.: ДМК Пресс, 2012. — 360 с.
14. Марченко А. Л., Освальд С. В. Лабораторный практикум по электротехнике и электронике в среде Multisim 10 (+CD). — М.: ДМК-Пресс, 2010. — 446 с.
15. Крутиков К. К., Рожков В. В. Моделирование в схмотехническом пакете Multisim: проблемы и пути их решения. — Практическая силовая электроника. 2014. № 1 (53). С. 46–49.
16. Соловьев В. А. Непрерывное токовое управление вентильными двигателями. — М.: МГТУ им. А. Н. Косыгина, 2004. — 264 с.
17. Соловьев В. А., Бычков В. В. Расчет мощностей в силовых элементах импульсного регулятора напряжения питания вентильного электродвигателя. — Электротехника, 1992. № 4–5. С. 58–61.
18. IRGPC50KD2 Datasheet (PDF). International Rectifier. Режим доступа: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/126537/IRF/IRGPC50KD2.html> (дата обращения: 13.11. 2019).
19. 40EPS08 Datasheet (PDF). International Rectifier. Режим доступа: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/68031/IRF/40EPS08.html> (дата обращения: 13.11. 2019).

Соловьева Виктория Владимировна, к. т. н., доцент кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э. Баумана, тел.: +7 (499) 263-63-83, e-mail: soloveyev@mail.ru;

Соболев Владимир Афанасьевич, к. т. н., доцент кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э. Баумана, тел.: +7 (499) 263-63-83, e-mail: vasobolev48@yandex.ru;

Волченков Валерий Иванович, к. т. н., доцент кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э. Баумана, тел.: +7 (499) 263-63-83, e-mail: volchens@yandex.ru.

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, А. А. Павлова

РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В РЕЗОНАНСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ С ПРОСТЫМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ КОЛЕБАТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ

G. A. Belov, A. V. Serebryannikov,
A. A. Pavlova

Computing and Modelling Transients in Resonant Converter
with Simple Series Resonant Circuit

Статья посвящена сравнительно редко затрагиваемой в литературе теме – исследованию и расчету переходных процессов в резонансных преобразователях постоянного напряжения. Рассматривается преобразователь с простым последовательным LC-контуром. Используется векторно-матричный метод приспособовывания в сочетании с методом разделения процессов на быстрые и медленные, который отличается универсальностью, наглядностью и прозрачностью результатов.

Ключевые слова: резонансный преобразователь, простой последовательный колебательный контур, переходные процессы, векторно-матричный метод приспособовывания, расчет, моделирование.

The article is devoted to a rather rarely tackled in literature topic, namely the study and calculation of transients in resonant DC-DC converters. A converter with a simple series LC-circuit is considered. The vector-matrix method of fitting is being used combined with the method of processes separation by the fast and slow ones, which is distinguished by the universality, visibility and transparency of the results.

Key words: resonant transducer, simple sequential oscillatory circuit, transients, vector-matrix fitting method, calculation, modeling.

Установившиеся режимы в резонансных преобразователях постоянного напряжения (ППН) с простым последовательным LC-контуром анализируются достаточно просто, поскольку при этом выходное напряжение ППН считается постоянным, а процессы в LC-контуре описываются дифференциальным уравнением второго порядка [1]. Однако анализ переходных процессов в таких преобразователях усложняется тем, что приходится учитывать изменение выходного напряжения. Тогда процессы на интервалах линейности описываются системой из трех дифференциальных уравнений первого порядка, необходимость решения которой намного усложняет расчет переходных процессов.

Для упрощения расчета воспользуемся методом разделения процессов на быстрые (в LC-контуре) и медленные (на выходном конденсаторе); при расчете процессов в LC-контуре в течение очередного полупериода выходное напряжение считаем постоянным и равным среднему значению за полупериод

$$u_{\text{вых.ср}} = \frac{1}{T_{\text{п}}} \int_0^{T_{\text{п}}} u_{\text{вых}} dt,$$

где время отсчитывается от начала очередного полупериода длительностью $T_{\text{п}}$. Отметим, что при частотном регулировании время $T_{\text{п}}$ изменяется в ходе переходного процесса, что еще больше усложняет расчет.

Процессы в ППН будем рассчитывать методом приспособовывания, описывая процессы в LC-контуре векторно-матричным уравнением.

Схема ППН (рис. 1а) может работать в режимах [1]:

1) с однополярными импульсами тока $i_{\text{к}}$ в резонансном контуре;

2) с двухполярными импульсами тока $i_{\text{к}}$ в резонансном контуре.

Режим с двухполярными импульсами тока возможен как при симметричном, так и несимметричном алгоритме переключений силовых транзисторов. Последний проанализирован в работе авторов [2].

На рис. 1б представлены временные диаграммы для второго режима при симметричном алгоритме переключений транзисторов. После перехода через нуль тока $i_{\text{к}}$ происходит запираание ранее открытой пары диодов выходного выпрямителя. Поскольку при этом ток $i_{\text{к}} \approx 0$, изменение полярности напряжения $u_{\text{тр1}}$ происходит по мере разряда паразитной емкости трансформатора $C_{\text{тр1}}$ током намагничивания (см. рис. 1д). Для упрощения дальнейшего анализа будем считать транзисторы и диоды идеальными ключами, пренебрегать током намагничивания трансформатора $i_{\text{м}}$ и его паразитной емкостью $C_{\text{тр1}}$.

Для схемы на рис. 1в справедливы уравнения

$$\begin{aligned} L \frac{di_{\text{к}}}{dt} + r i_{\text{к}} + u_{\text{с}} &= u_1 - u_2, \\ C_{\text{к}} \frac{du_{\text{с}}}{dt} &= i_{\text{к}}, \end{aligned} \quad (1)$$

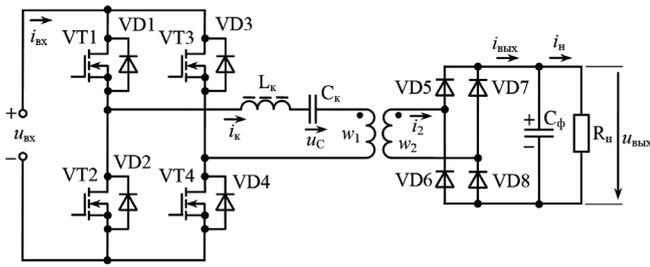
где $L = L_{\text{к}} + L_{\text{с}}$ – суммарная индуктивность LC-контура с учетом индуктивности рассеяния трансформатора $L_{\text{с}}$;

$$\begin{aligned} u_1 &= \begin{cases} u_{\text{вх}}, & (*); \\ -u_{\text{вх}}, & (**); \end{cases} \\ u_2 &= \begin{cases} u'_{\text{вых}}, & i_{\text{к}} > 0; \\ -u'_{\text{вых}}, & i_{\text{к}} < 0, \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

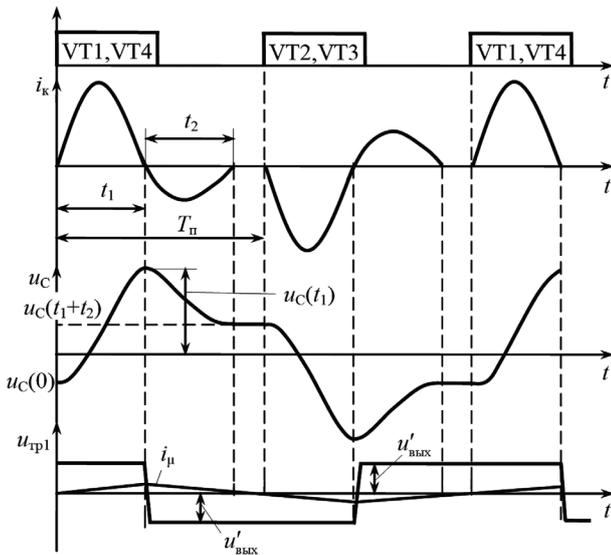
(*) – при включенных транзисторах VT1, VT4 (или открытых диодах VD1, VD4); (**) – при включенных транзисторах VT2, VT3 (или открытых диодах VD2, VD3);

$u'_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВЫХ}} / n_{\text{ТР}}$; $n_{\text{ТР}} = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации трансформатора. Для упрощения здесь и далее будем опускать индекс “ср”, указывающий на среднее значение напряжения.

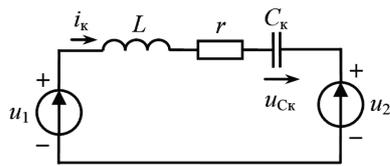
Уравнения (1) запишем в векторно-матричной форме



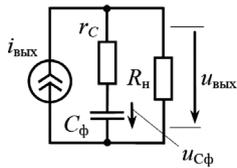
а



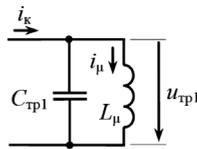
б



в



г



д

Рис. 1. Схема силовой части ППН (а); временные диаграммы для установившегося режима (б); эквивалентная схема цепи первичной обмотки трансформатора для интервалов линейности (в); эквивалентная схема выходной цепи ППН (г); схема разряда емкости трансформатора $C_{\text{ТР1}}$ током намагничивания i_{μ} (д)

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv, \quad (3)$$

где x – вектор состояния для схемы на рис. 1а,

$$x = \begin{bmatrix} i_k \\ u_c \end{bmatrix}, v = u_1 - u_2, A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Полагая возмущение v постоянным в течение полупериода $T_{\text{п}}$, решение уравнения (3) на интервале t_1 можно записать в виде

$$x(t) = e^{At} [x(0) - x^t(\infty)] + x^t(\infty), \quad (5)$$

а на интервале t_2 – в виде

$$x(t) = e^{A(t-t_1)} [x(t_1) - x^{t_2}(\infty)] + x^{t_2}(\infty), \quad (6)$$

где $x^{t_1}(\infty)$, $x^{t_2}(\infty)$ – асимптотические значения вектора $x(t)$ соответственно на интервалах t_1 и t_2 , определяемые из уравнения (3) при $dx/dt = 0$, т. е. $x(\infty) = -A^{-1}Bv$.

Непосредственно из схемы на рис. 1б следует, что

$$x(\infty) = \begin{bmatrix} i_k(\infty) \\ u_c(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ u_1 - u_2 \end{bmatrix};$$

$$x^{t_1}(\infty) = \begin{bmatrix} 0 \\ u_1^{t_1} - u_2^{t_1} \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$x^{t_2}(\infty) = \begin{bmatrix} 0 \\ u_1^{t_2} - u_2^{t_2} \end{bmatrix},$$

где значения u_1^i и u_2^i , $i = 1, 2$, для интервалов t_1 и t_2 определяются из равенства (2).

Явное выражение для фундаментальной (переходной) матрицы

$$e^{At} = \begin{bmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{bmatrix}$$

определим операторным методом:

$$e^{At} \equiv (p\mathbf{1} - A)^{-1},$$

где $\mathbf{1}$ – единичная матрица второго порядка.

Тогда получим элементы переходной матрицы [3, 4]

$$\Phi_{11}(t) = e^{-\alpha t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right),$$

$$\Phi_{12}(t) = -\frac{1}{\omega_0 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t, \quad (8)$$

$$\Phi_{21}(t) = \frac{1}{\omega_0 C} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t,$$

$$\Phi_{22}(t) = e^{-\alpha t} \left(\cos \omega_0 t + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right),$$

где α – коэффициент затухания LC -контура, ω_0 – собственная частота, определяемые формулами

$$\alpha = \frac{r}{2L}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2}.$$

Подставляя в формулу (6) значение $x(t_1)$, получаемое из выражения (5) при $t = t_1$, для интервала t_2 получим

$$x(t) = e^{At} [x(0) - x^{t_1}(\infty)] + e^{A(t-t_1)} [x^{t_1}(\infty) - x^{t_2}(\infty)] + x^{t_2}(\infty), \quad (9)$$

где с учетом выражения (7)

$$x^{t_1}(\infty) - x^{t_2}(\infty) = \begin{vmatrix} 0 \\ -2u'_{\text{вых}} \end{vmatrix},$$

время t отсчитывается от начала полупериода.

При расчете переходных процессов необходимо уметь рассчитывать значения вектора состояния схемы на рис. 1в в конце полупериода $T_{\text{п}}$ по известному его значению $x(0)$ в начале полупериода. Для этого подставим $t = t_1 + t_2$ в выражение (9):

$$x(t_1 + t_2) = e^{A(t_1+t_2)} [x(0) - x^{t_1}(\infty)] + e^{At_2} [x^{t_1}(\infty) - x^{t_2}(\infty)] + x^{t_2}(\infty). \quad (10)$$

При принятых допущениях $x(T_{\text{п}}) = x(t_1 + t_2)$. Равенство (10) можно рассматривать как нелинейное разностное уравнение и использовать его для анализа динамики ППН методами, разработанными для нелинейных дискретных систем.

Для выходной цепи (рис. 1з) справедливо уравнение в операторной форме

$$u_{\text{вых}} = Z(p)i_{\text{вых}},$$

где $Z(p)$ – операторное сопротивление цепи из параллельно соединенных конденсатора $C_{\text{ф}}$ и сопротивления нагрузки, определяемое формулой

$$Z(p) = \frac{R_{\text{н}}(\tau_{\text{с}}p + 1)}{T_{\text{с}} + 1},$$

$\tau_{\text{с}} = r_{\text{с}}C_{\text{ф}}$, $T_{\text{с}} = (R_{\text{н}} + r_{\text{с}})C_{\text{ф}}$ – постоянные времени цепи конденсатора $C_{\text{ф}}$, $r_{\text{с}}$ – эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора $C_{\text{ф}}$ (ЭПС). Уравнение выходной цепи в развернутой форме с учетом выражения для $Z(p)$ будет иметь вид

$$T_{\text{с}} \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + u_{\text{вых}} = R_{\text{н}} \frac{di_{\text{вых}}}{dt} + R_{\text{н}} i_{\text{вых}}. \quad (11)$$

В связи со сравнительно большой емкостью $C_{\text{ф}}$ изменение выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ определяется средним значением импульсов тока

$$i_{\text{вых.ср}} = \frac{1}{T_{\text{п}}} \int_0^{t_1+t_2} i_{\text{вых}} dt$$

и мало зависит от формы импульсов $i_{\text{вых}}$.

Проинтегрировав уравнение (11) за время $T_{\text{п}}$ и разделив на $T_{\text{п}}$, получим

$$u_{\text{вых.ср}} + T_{\text{с}} \frac{\Delta u_{\text{вых}}(T_{\text{п}})}{T_{\text{п}}} = \frac{R_{\text{н}} \tau_{\text{с}} \Delta i_{\text{вых}}(T_{\text{п}})}{T_{\text{п}}} + R_{\text{н}} i_{\text{вых.ср}},$$

где $\Delta u_{\text{вых}}(T_{\text{п}})$, $\Delta i_{\text{вых}}(T_{\text{п}})$ – приращения переменных $u_{\text{вых}}(t)$, $i_{\text{вых}}(t)$ за время $T_{\text{п}}$.

Здесь возможно принятие основного допущения метода усреднения

$$\frac{\Delta u_{\text{вых}}(T_{\text{п}})}{T_{\text{п}}} = \frac{du_{\text{вых.ср}}}{dt},$$

поскольку значение $\Delta u_{\text{вых}}(T_{\text{п}})$ мало. В отличие от этого, поскольку в общем случае значение $\Delta i_{\text{вых}}(T_{\text{п}})$ не может считаться малым, величину $\Delta i_{\text{вых}}(T_{\text{п}})/T_{\text{п}}$ нельзя принимать за производную $di_{\text{вых.ср}}/dt$. Поэтому для упрощения будем принимать $\tau_{\text{с}} = 0$.

Отметим, что среднее значение $u_{\text{вых.ср}}$ определяется один раз за полпериода $T_{\text{п}}$ и является дискретной величиной. Поэтому функция $u_{\text{вых.ср}}(t)$ соответствует кривой, которая проходит через точки, изображающие дискретные значения $u_{\text{вых.ср}}$. Погрешность метода усреднения связана с тем, что через указанные точки можно провести много кривых, и с тем, что моменты времени фиксации средних значений точно неизвестны. Мы будем их фиксировать в моменты времени $nT_{\text{п}}$, где n – целое число.

Таким образом, воспользуемся усредненным уравнением

$$u'_{\text{вых.ср}} + T_{\text{с}} \frac{du'_{\text{вых.ср}}}{dt} = i'_{\text{вых.ср}} R_{\text{н}}, \quad (12)$$

где $i'_{\text{вых.ср}} = n_{\text{тр}} i_{\text{вых.ср}} = |i_{\text{к}}|_{\text{ср}}$.

Решая уравнение (12), получим

$$u'_{\text{вых.ср}} = e^{-\frac{t}{T_{\text{с}}}} [u'_{\text{вых.ср}}(0) - R'_{\text{н}} |i_{\text{к}}|_{\text{ср}}] + R'_{\text{н}} |i_{\text{к}}|_{\text{ср}}, \quad (13)$$

где значение $u'_{\text{вых.ср}}(0)$ считается известным.

Значение

$$u'_{\text{вых.ср}}(T_{\text{п}}) = e^{-\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}} [u'_{\text{вых.ср}}(0) - R'_{\text{н}} |i_{\text{к}}|_{\text{ср}}] + R'_{\text{н}} |i_{\text{к}}|_{\text{ср}},$$

получаемое из выражения (13) при $t = T_{\text{п}}$, используется для расчета вектора $x(t)$ и функций $i_{\text{к}}(t)$, $u_{\text{с}}(t)$ по формулам (5), (9) на следующем полупериоде. При этом в формулы (7) вместо $u'_{\text{вых.ср}}$ будем представлять значение $u'_{\text{вых.ср}}(T_{\text{п}})$.

Для расчета мощности, потребляемой от источника входного напряжения $u_{\text{вх}}$ необходимо знать среднее значение входного тока

$$i_{\text{вх.ср}} = \frac{1}{T_{\text{п}}} \left[\int_0^{t_1} i_{\text{к}} dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} i_{\text{к}} dt \right],$$

а для расчетов по формуле (13) необходимо знать значение $|i_{\text{к}}|_{\text{ср}}$, являющееся внешним воздействи-

ем для выходной цепи ППН и определяемое по формуле

$$|i_k|_{cp} = \frac{1}{T_{II}} \left[\int_0^{t_1} i_k dt - \int_{t_1}^{t_1+t_2} i_k dt \right].$$

Используя матрицу-строку $\alpha = \|1 \ 0\|$, позволяющую определять ток

$$i_k = \|1 \ 0\| \cdot \begin{vmatrix} i_k \\ u_C \end{vmatrix}$$

по известному вектору $x(t)$, можем записать выражения

$$\begin{aligned} i_{вх,ср} &= 2f\alpha(I_{x1} + I_{x2}), \\ |i_k|_{cp} &= 2f\alpha(I_{x1} - I_{x2}), \end{aligned} \quad (14)$$

где $f = 1/T$, $T = 2T_{II}$; интегралы вектора $x(t)$ на интервалах t_1, t_2

$$I_{x1} = \int_0^{t_1} x(t) dt; \quad I_{x2} = \int_{t_1}^{t_1+t_2} x(t) dt. \quad (15)$$

С учетом выражений (5), (9) получим

$$\begin{aligned} I_{x1} &= \int_0^{t_1} e^{At} dt [x(0) - x^t(\infty)] + t_1 x^t(\infty); \\ I_{x2} &= \int_{t_1}^{t_1+t_2} e^{At} dt [x(0) - x^t(\infty)] + \\ &+ \int_{t_1}^{t_1+t_2} e^{A(t-t_1)} dt [x^t(\infty) - x^{t_2}(\infty)] + t_2 x^{t_2}(\infty). \end{aligned}$$

Оказывается, что интегрировать вектор $x(t)$ проще, чем интегрировать ток $i_k(t)$.

Воспользовавшись правилами интегрирования матричных экспонент, найдем формулы

$$\begin{aligned} \int_0^{t_1} e^{At} dt &= A^{-1} (e^{At_1} - \mathbf{1}); \\ \int_{t_1}^{t_1+t_2} e^{At} dt &= A^{-1} [e^{A(t_1+t_2)} - e^{At_1}]; \\ \int_{t_1}^{t_1+t_2} e^{A(t-t_1)} dt &= \int_0^{t_2} e^{A\tau} d\tau = A^{-1} (e^{At_2} - \mathbf{1}). \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{x1} + I_{x2} &= A^{-1} \left\{ [e^{A(t_1+t_2)} - \mathbf{1}] [x(0) - x^t(\infty)] + (e^{At_2} - \mathbf{1}) [x^t(\infty) - x^{t_2}(\infty)] \right\} + t_1 x^t(\infty) + t_2 x^{t_2}(\infty) = \\ &= A^{-1} \left\{ e^{A(t_1+t_2)} [x(0) - x^t(\infty)] + e^{At_2} [x^t(\infty) - x^{t_2}(\infty)] - x(0) + x^{t_2}(\infty) \right\} + t_1 x^t(\infty) + t_2 x^{t_2}(\infty); \end{aligned} \quad (*)$$

$$\begin{aligned} I_{x1} - I_{x2} &= A^{-1} \left\{ (e^{At_1} - \mathbf{1}) [x(0) - x^t(\infty)] - [e^{A(t_1+t_2)} - e^{At_1}] [x(0) - x^t(\infty)] - (e^{At_2} - \mathbf{1}) [x^t(\infty) - x^{t_2}(\infty)] \right\} + \\ &+ t_1 x^t(\infty) - t_2 x^{t_2}(\infty) = \\ &= A^{-1} \left\{ 2e^{At_1} [x(0) - x^t(\infty)] - x(0) + 2x^t(\infty) - e^{A(t_1+t_2)} [x(0) - x^t(\infty)] - e^{At_2} [x^t(\infty) - x^{t_2}(\infty)] - x^{t_2}(\infty) \right\} + \\ &+ t_1 x^t(\infty) - t_2 x^{t_2}(\infty), \end{aligned} \quad (**)$$

С учетом этих формул справедливы равенства (*) и (**), откуда с учетом выражений (10) и (5) получим

$$\begin{aligned} I_{x1} + I_{x2} &= A^{-1} [x(t_1 + t_2) - x(0)] + t_1 x^t(\infty) + t_2 x^{t_2}(\infty); \\ I_{x1} - I_{x2} &= A^{-1} [2x(t_1) - x(0) - x(t_1 + t_2)] + \\ &+ t_1 x^t(\infty) - t_2 x^{t_2}(\infty). \end{aligned} \quad (16)$$

Учитывая выражения (16) и тождества

$$A^{-1} = LC_k \begin{vmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_k} & -\frac{r}{L} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & C_k \\ -L & -rC_k \end{vmatrix};$$

$$\alpha A^{-1} = \|1 \ 0\| \cdot \begin{vmatrix} 0 & C_k \\ -L & -rC_k \end{vmatrix} = \|0 \ C_k\|,$$

$$\begin{aligned} \alpha A^{-1} [x(t_1 + t_2) - x(0)] &= \|0 \ C\| \cdot \\ &\cdot \begin{vmatrix} 0 \\ u_C(t_1 + t_2) - u_C(0) \end{vmatrix} = C_k [u_C(t_1 + t_2) - u_C(0)], \end{aligned}$$

$$2\alpha A^{-1} x(t_1) = 2 \|0 \ C_k\| \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ u_C(t_1) \end{vmatrix} = 2C_k u_C(t_1),$$

$$\begin{aligned} \alpha A^{-1} [x(0) + x(t_1 + t_2)] &= \|0 \ C_k\| \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ u_C(0) + u_C(t_1 + t_2) \end{vmatrix} = \\ &= C_k [u_C(0) + u_C(t_1 + t_2)], \end{aligned}$$

$$\alpha x^t(\infty) = \|1 \ 0\| \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ u_{вх} - u'_{ввых} \end{vmatrix} = 0,$$

$$\alpha x^{t_2}(\infty) = \|1 \ 0\| \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ u_{вх} - u'_{ввых} \end{vmatrix} = 0,$$

представим формулы (14) в виде

$$\begin{aligned} i_{вх,ср} &= 2fC_k [u_C(t_1 + t_2) - u_C(0)], \\ i'_{ввых,ср} &= |i_k|_{cp} = 2fC_k [2u_C(t_1) - u_C(0) - u_C(t_1 + t_2)]. \end{aligned} \quad (17)$$

Если ток i_k в момент $t = t_1$ не меняет направления, то ток противоположного направления на рассматриваемом полупериоде не формируется. Тогда с учетом выражения (5) имеем

$$\begin{aligned} (i'_{\text{ВЫХ.СР}})^1 &= (i_{\text{ВХ.СР}})^1 = 2f\alpha I_{\text{X1}} = \\ &= 2\alpha \int_0^{t_1} e^{\alpha t} dt \left[\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^t(\infty) \right] + 2ft_1 \alpha \mathbf{x}^t(\infty), \end{aligned}$$

где в данном случае $\alpha \mathbf{x}^t(\infty) = 0$. Выполним интегрирование, с учетом (5) получим

$$\begin{aligned} (i'_{\text{ВЫХ.СР}})^1 &= (i_{\text{ВХ.СР}})^1 = 2\alpha \mathbf{A}^{-1} [\mathbf{x}(t_1) - \mathbf{x}(0)] = \\ &= 2\|0 \ C_{\text{к}}\| \cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ u_{\text{C}}(t_1) - u_{\text{C}}(0) \end{matrix} \right\| = 2fC_{\text{к}} [2u_{\text{C}}(t_1) - u_{\text{C}}(0)], \end{aligned} \quad (18)$$

где верхний индекс “1” обозначает режим с однополярными импульсами тока $i_{\text{к}}$ на полупериоде.

Для определения значений переменных $i_{\text{к}}(t)$ и $u_{\text{C}}(t)$ на интервалах t_1 , t_2 и длительностей этих интервалов запишем выражения (5) и (9) в развернутом виде. Тогда выражение (5) с учетом (7) принимает вид

$$\left\| \begin{matrix} i_{\text{к}} \\ u_{\text{C}} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ u'_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}} + u_{\text{C}}(0) \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} 0 \\ u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\|,$$

откуда следуют скалярные формулы

$$\begin{aligned} i_{\text{к}}(t) &= [u_{\text{C}}(0) - u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}}] \Phi_{12}(t), \\ u_{\text{C}}(t) &= u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}} + [u_{\text{C}}(0) - u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}}] \Phi_{22}(t), \end{aligned} \quad (19)$$

известные из книги [1].

Из уравнения $i_{\text{к}}(t) = 0$ с учетом выражения (8) для $\Phi_{12}(t)$ найдем длительность интервала t_1 :

$$t_1 = \pi / \omega_0,$$

подставив которую во вторую формулу (19) с учетом значения $\Phi_{22}(\pi/\omega_0) = -\varkappa$ получим

$$u_{\text{C}}(t_1) = -\varkappa u_{\text{C}}(0) + (1 + \varkappa) (u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}), \quad (20)$$

где $\varkappa = e^{-\alpha\pi/\omega_0}$ – параметр, зависящий от добротности $Q = \sqrt{L/C_{\text{к}}} / r$ LC-контура, которая на практике находится в промежутке от 5 до 20. С учетом формул для α и ω_0 справедливы равенства

$$\begin{aligned} \frac{\alpha}{\omega_0} &= \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\alpha^2 LC_{\text{к}}} - 1}} = \frac{1}{\sqrt{4Q^2 - 1}}; \\ \varkappa &= e^{-\pi/\sqrt{4Q^2 - 1}}. \end{aligned}$$

Выражение (9) с учетом (7) принимает вид

$$\begin{aligned} \left\| \begin{matrix} i_{\text{к}} \\ u_{\text{C}} \end{matrix} \right\| &= \left\| \begin{matrix} \Phi_{11}(t-t_1) & \Phi_{12}(t-t_1) \\ \Phi_{21}(t-t_1) & \Phi_{22}(t-t_1) \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ -2u'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} 0 \\ u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}} \end{matrix} \right\| + \\ &+ \left\| \begin{matrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 0 \\ u'_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}} + u_{\text{C}}(0) \end{matrix} \right\|, \end{aligned}$$

откуда следуют скалярные выражения для $t_1 \leq t \leq t_1 + t_2$

$$\begin{aligned} i_{\text{к}}(t) &= [u_{\text{C}}(0) - u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}}] \Phi_{12}(t) - 2u'_{\text{ВЫХ}} \Phi_{12}(t-t_1), \\ u_{\text{C}}(t) &= \Phi_{22}(t) [u'_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}} + u_{\text{C}}(0)] - \\ &- 2u'_{\text{ВЫХ}} \Phi_{22}(t-t_1) + u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}}. \end{aligned} \quad (21)$$

Выполнив несложные преобразования с учетом выражений (8) и $t_1 = \pi/\omega_0$, а также тождеств

$$\begin{aligned} \sin \omega_0 t &= \sin[\omega_0 t_1 + \omega_0(t-t_1)] = \sin[\pi + \omega_0(t-t_1)] = \\ &= -\sin \omega_0(t-t_1), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \cos \omega_0 t &= \cos[\omega_0 t_1 + \omega_0(t-t_1)] = \cos[\pi + \omega_0(t-t_1)] = \\ &= -\cos \omega_0(t-t_1), \end{aligned}$$

$$\Phi_{12}(t) = \frac{1}{\omega_0 L} e^{-\alpha t} e^{-\alpha(t-t_1)} \sin \omega_0(t-t_1) = -\frac{e^{-\alpha t}}{\omega_0 L} \Phi_{12}(t-t_1),$$

$$\begin{aligned} \Phi_{22}(t) &= e^{-\alpha t} e^{-\alpha(t-t_1)} \left[-\cos \omega_0(t-t_1) - \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0(t-t_1) \right] = \\ &= -e^{-\alpha t} \Phi_{22}(t-t_1), \end{aligned}$$

выражения (21) с учетом равенства (20) можно представить в виде

$$\begin{aligned} i_{\text{к}}(t) &= \left\{ [-u_{\text{C}}(0) + u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}] \varkappa - 2u'_{\text{ВЫХ}} \right\} \Phi_{12}(t-t_1) = \\ &= [-u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{C}}(t_1)] \Phi_{12}(t-t_1), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_{\text{C}}(t) &= \left\{ [-u_{\text{C}}(0) + u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}] \varkappa - 2u'_{\text{ВЫХ}} \right\} \cdot \\ &\cdot \Phi_{22}(t-t_1) + u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}} = \\ &= [u_{\text{C}}(t_1) - u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}] \Phi_{22}(t-t_1) + u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}}. \end{aligned}$$

Итак, для интервала t_2 имеем преобразованные формулы при $t_1 \leq t \leq t_1 + t_2$

$$\begin{aligned} i_{\text{к}}(t) &= [u_{\text{C}}(t_1) - u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}] \Phi_{12}(t-t_1), \\ u_{\text{C}}(t) &= [u_{\text{C}}(t_1) - u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}] \Phi_{22}(t-t_1) + u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}}, \end{aligned} \quad (22)$$

которые подтверждают правильность формул (21), поскольку процесс в LC-контуре на интервале t_2 отличается от процесса на интервале t_1 , описываемого формулой (19), тем, что вместо начального значения $u_{\text{C}}(0)$ в формулы (22) входит значение $u_{\text{C}}(t_1)$, а вместо $u'_{\text{ВЫХ}}$ входит значение $-u'_{\text{ВЫХ}}$.

Из уравнения $i_{\text{к}}(t_1 + t_2) = 0$ согласно (22) найдем $\omega_0 t_2 = \pi$, $t_2 = \pi / \omega_0$. Таким образом, имеем простую формулу для расчета длительностей интервалов t_1 , t_2

$$t_1 = t_2 = \pi / \omega_0.$$

Тогда, поскольку согласно формулам (8) имеем

$$\Phi_{22}(t_1 + t_2) = e^{-2\alpha\pi/\omega_0} \left(\cos 2\pi + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin 2\pi \right) = \varkappa^2;$$

$$\Phi_{22}(t_2) = e^{-\alpha\pi/\omega_0} \left(\cos \pi + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \pi \right) = -\varkappa,$$

из формул (21) и (22) для $u_{\text{C}}(t)$ получим два выражения для $u_{\text{C}}(t_1 + t_2)$

$$u_C(t_1 + t_2) = \varkappa^2 u_C(0) + (1 - \varkappa^2) u_{\text{ВХ}} + (1 + \varkappa)^2 u'_{\text{ВЫХ}}; \quad (23)$$

$$u_C(t_1 + t_2) = -\varkappa [u_C(t_1) - u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}] + u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}}.$$

С учетом равенства (20) выражения (23) совпадают. Подставив выражения (20), (23) в формулы (17) и (18), получим

$$i_{\text{ВХ.СР}} = 2fC_K \left\{ (1 - \varkappa^2) [u_{\text{ВХ}} - u_C(0)] + (1 + \varkappa) u'_{\text{ВЫХ}} \right\};$$

$$i'_{\text{ВЫХ.СР}} = |i_K|_{\text{СР}} = 2fC_K \left\{ (1 + \varkappa^2) [u_{\text{ВХ}} - u_C(0)] - (1 + \varkappa)(3 + \varkappa) u'_{\text{ВЫХ}} \right\}; \quad (24)$$

$$(i'_{\text{ВЫХ.СР}})^1 = (i_{\text{ВХ.СР}})^1 = 2fC_K (1 + \varkappa) [-u_C(0) + u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}],$$

где выражение для $(i'_{\text{ВЫХ.СР}})^1$ совпадает с известным из книги [1].

Учитывая, что в установившемся режиме

$$u_C(t_1 + t_2) = -u_C(0),$$

из уравнения (23) получим

$$u_C(0)_{\text{УСТ}} = -\frac{(1 - \varkappa^2) u_{\text{ВХ}}}{1 + \varkappa^2} - \frac{(1 + \varkappa)^2 u'_{\text{ВЫХ}}}{1 + \varkappa^2}, \quad (25)$$

откуда, в частности, следует, что $u_C(0)_{\text{УСТ}} < 0$.

Подставив в формулы (24) величину

$$u_{\text{ВХ}} - u_C(0)_{\text{УСТ}} = \frac{2u_{\text{ВХ}}}{1 + \varkappa^2} + \frac{(1 + \varkappa)^2 u'_{\text{ВЫХ}}}{1 + \varkappa^2},$$

полученную с учетом (25), найдем

$$(i_{\text{ВХ.СР}})_{\text{УСТ}} = 4fC_K \frac{1 + \varkappa}{1 + \varkappa^2} [(1 - \varkappa) u_{\text{ВХ}} + (1 + \varkappa) u'_{\text{ВЫХ}}], \quad (26)$$

$$(i'_{\text{ВЫХ.СР}})_{\text{УСТ}} = |i_K|_{\text{СР.УСТ}} =$$

$$= 4fC_K \frac{1 + \varkappa}{1 + \varkappa^2} [(1 + \varkappa) u_{\text{ВХ}} - (1 - \varkappa) u'_{\text{ВЫХ}}]. \quad (27)$$

Из уравнения (27) найдем выражение для расчета внешней характеристики ППН в режиме с двухполярными импульсами тока

$$u'_{\text{ВЫХ.УСТ}} = \frac{1 + \varkappa}{1 - \varkappa} \left[u_{\text{ВХ}} - \frac{1 + \varkappa^2}{(1 + \varkappa)^2} \frac{i'_{\text{ВЫХ.СР}}}{4fC_K} \right]. \quad (28)$$

Подставив выражение (28) в равенство (25), получим

$$u_C(0)_{\text{УСТ}} = -\frac{1 + \varkappa}{1 - \varkappa} \left(2u_{\text{ВХ}} - \frac{i'_{\text{ВЫХ.СР}}}{4fC_K} \right). \quad (29)$$

Подставив выражение (28) в формулу (26), найдем

$$(i_{\text{ВХ.СР}})_{\text{УСТ}} = 4fC_K \frac{1 + \varkappa}{1 - \varkappa} \left(2u_{\text{ВХ}} - \frac{i'_{\text{ВЫХ.СР}}}{4fC_K} \right), \quad (30)$$

или с учетом (29)

$$i_{\text{ВХ.СР.УСТ}} = -4fC_K u_C(0).$$

КПД ППН определяется по формуле

$$\eta = \left(\frac{u'_{\text{ВЫХ}} i'_{\text{ВЫХ.СР}}}{u_{\text{ВХ}} i_{\text{ВХ.СР}}} \right)_{\text{УСТ}},$$

которая с учетом формул (28) и (30) принимает вид

$$\eta = \left[1 - \frac{1 + \varkappa^2}{(1 + \varkappa)^2} \frac{i'_{\text{ВЫХ.СР}}}{4fC_K u_{\text{ВХ}}} \right] \frac{i'_{\text{ВЫХ.СР}}}{4fC_K u_{\text{ВХ}}} \left(2u_{\text{ВХ}} - \frac{i'_{\text{ВЫХ.СР}}}{4fC_K} \right)^{-1}. \quad (31)$$

Формулы (28)–(31) совпадают с полученными другим методом в книге [1], где по формулам (28) и (31) построены и проанализированы внешние характеристики ППН и зависимости КПД от относительного тока нагрузки $i'_{\text{ВЫХ.СР}} / (4fC_K u_{\text{ВХ}})$, но не рассмотрена методика расчета переходных процессов, которая может быть обоснована с использованием полученных в статье соотношений.

Расчет переходных процессов

1. При известном $u_{\text{ВХ}}$ и начальных значениях $u_C(0)$ и $u'_{\text{ВЫХ}}(0)$ по формулам (19) рассчитываем изменение переменных $i_K(t)$, $u_C(t)$ на первом интервале t_1 . Транзисторы VT1, VT4 открываются при выполнении условия $u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}} - u_C(0) > 0$. По формуле (19) рассчитываем значение $u_C(t_1)$ при $t_1 = \pi/\omega_0$.

2. Проверяем изменение направления тока i_K в момент t_1 , которое происходит, если производная $di_K/dt|_{t=t_1}$, определяемая дифференцированием выражения (22), отрицательна. Учитывая, что

$$\Phi'_{12}(t) = -\frac{r}{L} \Phi_{12}(t) - \frac{1}{L} \Phi_{22}(t),$$

найдем

$$i'_K(t)|_{t=t_1} = -[u_C(t_1) - u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}] \left[\frac{r}{L} \Phi_{12}(0) - \frac{1}{L} \Phi_{22}(0) \right] =$$

$$= -\frac{1}{L} [u_C(t_1) - u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}] < 0,$$

т. е. для изменения направления тока необходимо и достаточно выполнения условия

$$u_C(t_1) - u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}} > 0,$$

которое следует и из формулы (22) для тока i_K , поскольку при $t_1 \leq t \leq t_1 + t_2$ $\Phi_{12}(t - t_1) < 0$.

3. Если ток i_K в момент $t = t_1$ меняет направление, то рассчитываем значение $u_C(t_1 + t_2)$ по формуле (23). Если импульсы тока i_K противоположного направления не формируется, то принимаем $u_C(t_1 + t_2) = u_C(t_1)$.

4. Рассчитываем среднее значение выходного тока $i'_{\text{ВЫХ.СР}}(T_{\text{П}})$ при двухполярном импульсе тока i_K по формуле (17), при однополярном импульсе тока – по формуле (24) для $(i'_{\text{ВЫХ.СР}})^1$.

5. Вычисляем значение $i'_{\text{ВЫХ.СР}}(T_{\text{П}})$ по формуле (13), где $|i_{\text{К.СР}}| = i'_{\text{ВЫХ.СР}}$.

6. Для повышения точности повторяем вычисления по пп. 1–5, полагая $u'_{\text{ВЫХ.СР}}(0) = u'_{\text{ВЫХ.СР}}(T_{\text{П}})$. Итерации

повторяются до тех пор, пока вычисленные на данной итерации значения $u_c(t_1 + t_2)$ и $u'_{\text{вых.ср}}(T_{\text{п}})$ будут отличаться от значений, вычисленных на предыдущей итерации, на заданную малую величину.

7. После получения заданной точности принимаем вычисленные на последней итерации значения $u_c(t_1 + t_2)$ и $u'_{\text{вых.ср}}(T_{\text{п}})$ равными $u_c(0)$ и $u'_{\text{вых.ср}}(0)$ и повторяем вычисления по пп. 1–6.

Расчет в программе *Matlab* и моделирование в среде *Simulink* проводились при следующих параметрах: $U_{\text{вх}} = 290 \text{ В}$; $r = 0,04 \text{ Ом}$; $L = 0,7 \text{ мкГн}$; $C_{\text{к}} = 0,7 \text{ мкФ}$; $n_{\text{тп}} = 120$; $f_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}} = 200 \text{ кГц}$; $R_{\text{н}} = 47,8 \text{ кОм}$ ($R_{\text{н}}' = 3,32 \text{ Ом}$); $C_{\text{ф}} = 10 \text{ нФ}$; $r_{\text{с}} = 1 \text{ МОм}$. При этом имеем: $Q = 25$; $\varkappa = 0,94$; $\alpha = 28571$; $\omega_0 = 1,43 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$; $T_{\text{с}} = 4,78 \cdot 10^{-4} \text{ с}$.

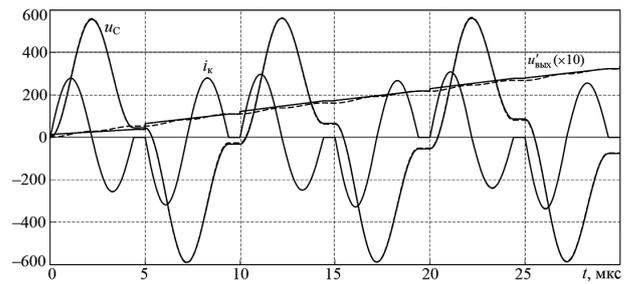
Отличительными особенностями моделирования в среде *Simulink* (рис. 2) являются:

1) расчет *Simulink*-модели на разных временных интервалах происходит с переменным шагом, который выбирается автоматически функцией решения системы дифференциальных уравнений; расчет же по формулам выполняется с постоянным шагом, задаваемым пользователем;

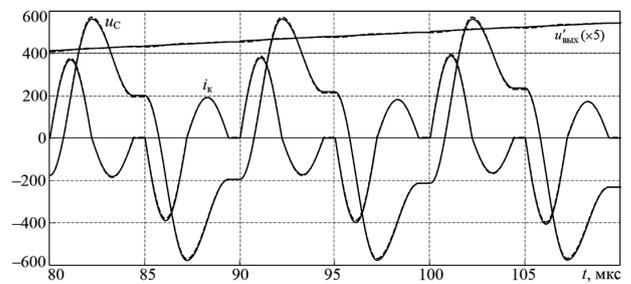
2) в *Simulink*-модели необходимо предусмотреть снабберные *RC*-цепи для транзисторов и диодов (сопротивление снаббера принято равным $R_{\text{сн}} = 1 \text{ МОм}$, а емкость – $C_{\text{сн}} = 1 \text{ пФ}$);

3) в *Simulink*-модели трансформатор невозможно сделать абсолютно идеальным: индуктивность намагничивания выбрана равной бесконечности, а активное сопротивление цепи намагничивания невозможно сделать бесконечным и задано равным 1 МОм .

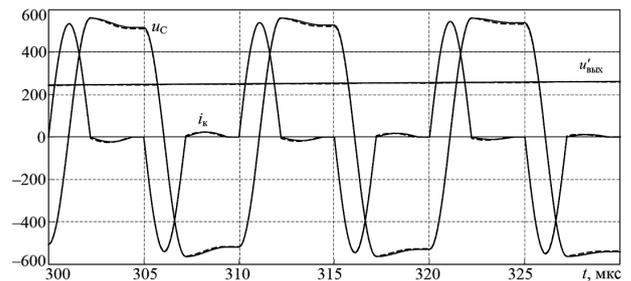
На рис. 3 представлены результаты расчета переходного процесса по формулам и на *Simulink*-модели в режиме с двухполярными импульсами, а на рис. 4 для следующего за ним режима с однополярными импульсами. Как видно, результаты расчета практи-



а



б



в

Рис. 3. Результаты расчета переходного процесса по формулам (сплошные линии) и на *Simulink*-модели (пунктирные линии) в режиме с двухполярными импульсами: начало (а), середина (б) и окончание (в) режима с двуполярными импульсами

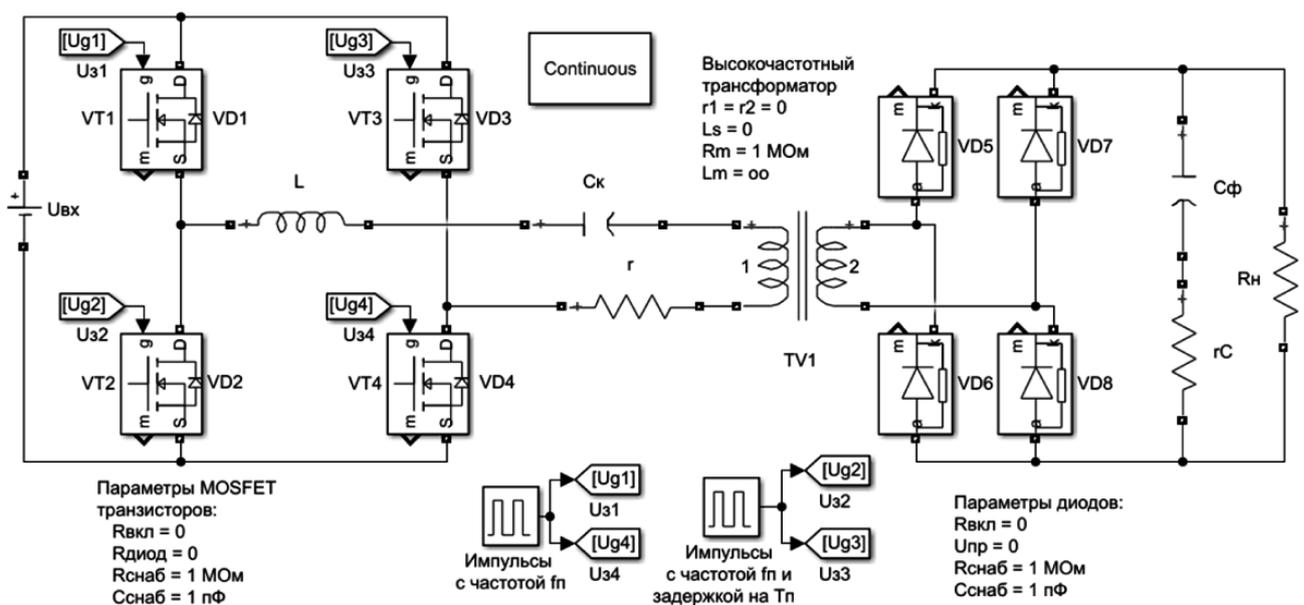


Рис. 2. *Simulink*-модель резонансного преобразователя

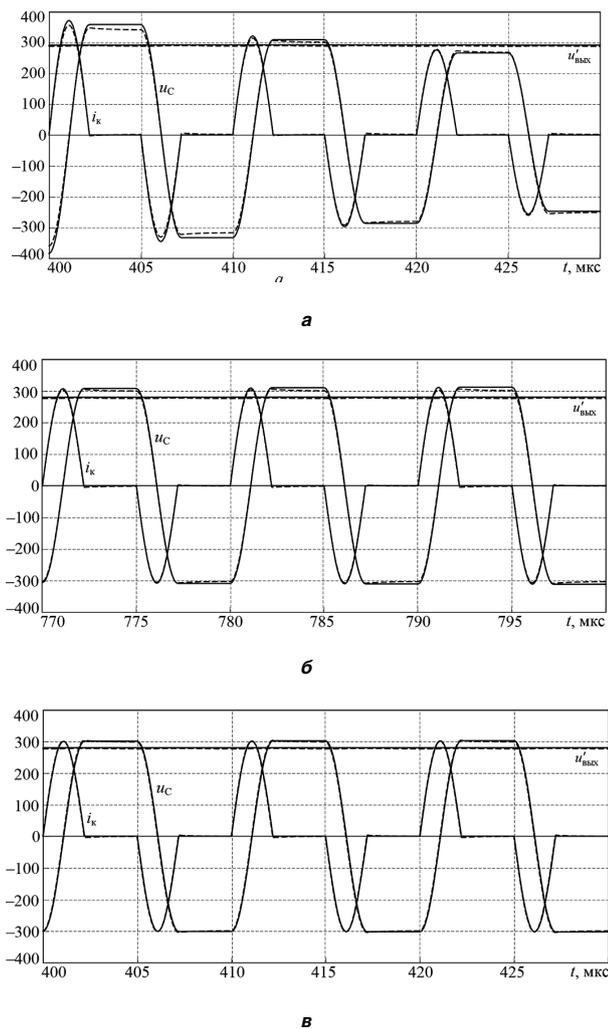


Рис. 4. Результаты дальнейшего расчета переходного процесса по формулам (сплошные линии) и на *Simulink*-модели (пунктирные линии) в режиме с однополярными импульсами: начало (а), середина (б) и установившийся процесс (в)

чески не отличаются от результатов моделирования в среде *Simulink*.

Заключение

Таким образом, получены векторно-матричным методом соотношения для ППН с последовательным

резонансным инвертором в режиме с двухполярными импульсами тока в *LC*-контуре, позволяющие проводить расчет переходных процессов методом припасовывания. Полученные формулы пригодны, в виде частного случая, и для построения методик расчета характеристик установившегося режима при двухполярных импульсах тока, а также для расчета переходных процессов и характеристик установившегося режима при однополярных импульсах тока. Результаты анализа сравниваются с известными из литературы. Приведены результаты расчета процесса пуска ППН и моделирования. Использование векторно-матричного описания процессов в *LC*-контуре намного упрощает расчет процессов в ППН методом припасовывания, делает его более прозрачным и наглядным.

Литература

1. Белов Г. А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 120 с.
2. Белов Г. А., Серебрянников А. В., Галанина Н. А. Исследование преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором с несимметричным управлением силовыми транзисторами. — *Электротехника*, 2017, № 7, С. 44–50.
3. Белов Г. А. Анализ режимов преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором при прерывистом токе в контуре. — *Практическая силовая электроника*, 2016, № 1(61), С. 29–38.
4. Белов Г. А. Электронные цепи и микросхемотехника. — Чебоксары: Изд-во Чувашского гос. ун-та, 2004. — 780 с.

Белов Геннадий Александрович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, тел.: +7 (960) 301-09-21;

Серебрянников Александр Владимирович, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, кандидат технических наук; тел.: +7(927) 867-20-20; e-mail: alex-silver@mail.ru;

Павлова Анфисия Александровна, старший преподаватель кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: +7(927) 851-68-98.

Д. А. Шевцов, Г. М. Ульященко, Е. В. Машуков

ТРЕХФАЗНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА С УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ И АМПЛИТУДОЙ

D. A. Shevtsov, G. M. Uliaschenko,
E. M. Mashukov

Three-phase Harmonic Signal Generators with Controlled
Frequency and Amplitude

В статье рассмотрены альтернативные варианты построения мало-мощных генераторов трехфазного гармонического сигнала, управляемых напряжением, встраиваемых в устройства управления различными агрегатами системы электрооборудования автономных аппаратов в качестве задающих или опорных источников сигнала. Предложены схемы генераторов, обладающих стабильностью амплитуды, частоты и разности фаз генерируемых колебаний, малом уровне постоянной составляющей, низком коэффициенте нелинейных искажений, отсутствием проблемы обеспечения устойчивости генератора.

Исследованы преимущества и недостатки аналоговых и цифровых генераторов, а также возможность их реализации на отечественной и зарубежной элементной базе.

Ключевые слова: генераторы синусных напряжений, цифровые и аналоговые генераторы периодических сигналов.

The article considers alternative options of developing low-power voltage controlled three-phase harmonic signal generators embedded into control units of various aggregates of electrical equipment systems for autonomous apparatuses as set-up or reference signal sources. The authors suggest schemes of generators ensuring stability of amplitude, frequency and phase difference of the generated oscillations, low level of DC component, low total harmonic distortion and freedom from the generator stability problems.

Pros and cons of analog and digital generators as well as the possibility of their realization on domestic and foreign element base were studied.

Key words: sine voltages generators, digital and analog generators of periodic signals.

Управляемые генераторы трехфазного гармонического сигнала (далее будем называть их ГУН – генераторы, управляемые напряжением) применяются в качестве опорных или задающих генераторов во многих бортовых устройствах.

В регуляторах бесколлекторных электродвигателей постоянного тока (БДПТ) с релейным формированием синусных фазных напряжений без датчика положения ротора, обеспечивающих скалярное регулирование фазных напряжений и ограничение фазных токов, определяющим блоком схемы управления является ГУН для создания вращающегося магнитного поля статора. Частота вращения поля (и следовательно скорость вращения вала машины) задаются частотой генерации ГУН, пропорциональной управляющему напряжению регулятора.

В транзисторных регуляторах асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором и ШИМ-формированием фазных напряжений квазисинусной формы трехфазный ГУН также предназначен для создания вращающегося магнитного поля статора и синусоидальных фазных токов.

ГУН является неотъемлемой частью любых систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), автоматически подстраивающих фазу и частоту управляемого генератора так, чтобы они были равны частоте и фазе опорного сигнала ГУН.

ГУН – неотъемлемая часть систем управления обратимыми выпрямительными устройствами, а также используется для синхронизации параллельной работы инверторов.

В устройствах ветряной и солнечной электроэнергетики ГУН используется для синхронизации преобразователей электроэнергии с принимающей сетью.

Для реализации трехфазных корректоров коэффициента мощности (ККМ) трехфазный ГУН задает одинаковые по форме и амплитуде опорные сигналы для фазных токов. Это дает возможность потреблять одинаковые фазные токи, независимо от разброса параметров сетевых фазных напряжений и искажения их формы.

Аналоговые трехфазные генераторы синусоидального сигнала на операционных усилителях (ОУ) работают в автогенераторном режиме. Частота и амплитуда колебаний определяются параметрами активных и пассивных компонентов, подключенных к операционному усилителю и также управляющими напряжениями: $U_{упр.ф}$ – напряжение управления частотой и $U_{упр.амп}$ – напряжение управления амплитудой [1, 2].

На рис. 1 приведена структурная схема аналогового ГУН – трехфазного синусного генератора, частота и амплитуда которого регулируется внешними напряжениями по линейному закону.

Генератор состоит из трех идентичных ячеек, представляющих собой аperiodические звенья первого порядка (Фаза А, Фаза В, Фаза С). Эти звенья замкнуты в кольцо через нелинейный элемент с кусочно-линейной характеристикой коэффициента передачи ($K > 1$ на первом участке и $K < 1$ – на втором), симметричной относительно начала координат и имеющей две точки сопряжения (рис. 2).

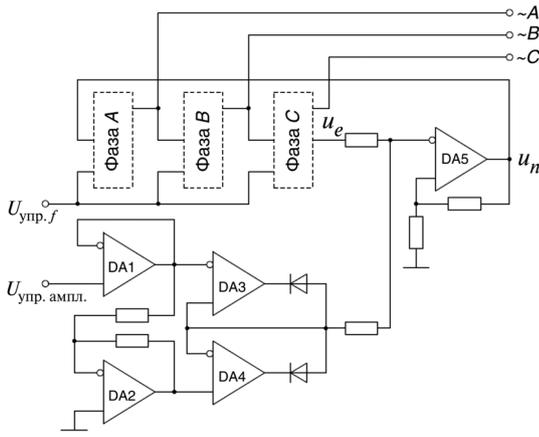


Рис. 1. Структурная схема трехфазного ГУН на операционных усилителях

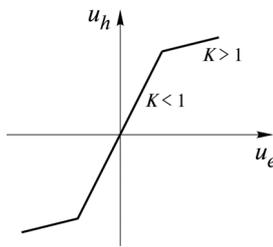


Рис. 2 Характеристика вход-выход нелинейного элемента

Этот элемент необходим для создания и поддержания устойчивого процесса автогенерации. Он выполнен на основе двуполярного прецизионного управляемого ограничителя напряжения на микросхемах DA1–DA5 (рис. 1).

Система автоматически настраивается на некоторую частоту генерации устойчивых колебаний $\omega_0 = 1/\tau$ при $K = 1$. Постоянная времени “ τ ” управляется изменением внешнего напряжения $U_{упр.ф}$.

Автоколебания в схеме генерируются следующим образом.

Каждая из ячеек представляет собой минимально-фазовое апериодическое звено первого порядка с передаточной функцией вида:

$$W(S) = -\frac{2}{1 + TS}. \tag{1}$$

Этой передаточной функции соответствуют АЧХ $A(\omega)$ и ФЧХ $F(\omega)$:

$$A(\omega) = \frac{2}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}}; \tag{2}$$

$$F(\omega) = 180^\circ - \arctg(\omega T).$$

В результате этого, в предлагаемой замкнутой системе только на одной единственной частоте $\omega_0 = \text{tg}60^\circ / T$ одновременно будут выполняться условия баланса фаз и амплитуд, необходимые и достаточные для возбуждения и существования незатухающих гармонических автоколебаний. На этой

частоте коэффициент передачи каждого апериодического звена будет равен точно единице, а разность фаз между его входным и выходным сигналами будет точно равна 120° . Таким образом, на частоте ω_0 будут сформированы три гармонических сигнала одинаковой амплитуды с относительным фазовым сдвигом 120° .

Апериодическое звено первого порядка с управляемой постоянной времени может быть реализовано на интеграторе и умножителе, охваченными отрицательной обратной связью (рис. 3).

Действительно, для ячейки, изображенной на рис. 3, имеем:

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{1}{TS}; \tag{3}$$

$$U_1 = U_a (U_b - U_2), \tag{4}$$

Подставив (4) в (3), получим:

$$U_2 = \frac{U_a (U_b - U_2)}{TS} \Rightarrow U_2 \left(1 + \frac{U_a}{TS} \right),$$

откуда

$$U_2 = \frac{U_b}{\tau S + 1}, \tag{5}$$

где $\tau = T/U_a$.

Схемотехнически такая структура может быть реализована как показано на рис. 4.

Таким образом, получили апериодическое звено с управляемой постоянной времени $\tau = T/U_a$, где U_a – положительное управляющее напряжение частотой, $T = RC$. Изменение напряжения U_a эквивалентно изменению постоянной времени апериодического звена, а, следовательно, и частоты колебаний ГУН.

Схема состоит из неинвертирующего сумматора DA1, интегратора DA3 и блока умножения на микросхеме AD633, масштабирующей напряжение на входе

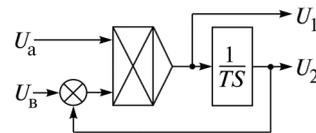


Рис. 3. Структурная схема апериодического звена с управляемой постоянной времени на основе интегратора и умножителя

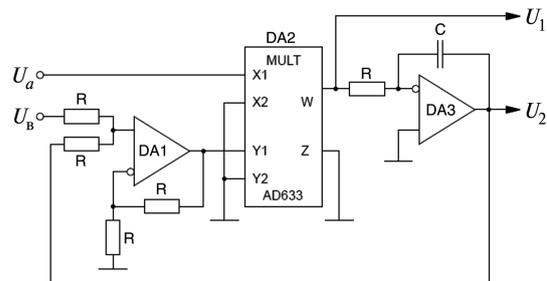


Рис. 4. Принципиальная схема одной ячейки ГУН

интегратора пропорционально управляющему напряжению “ U_a ”.

Временные диаграммы на рис. 5 иллюстрируют процесс двукратного увеличения частоты колебаний выходного напряжения одного из трех каналов ГУН при двукратном скачкообразном увеличении управляющего напряжения $U_{упр.ф}$ в момент времени 250мс.

При изменении напряжения $U_{упр.ампл.}$ с двух вольт до одного вольта происходит двукратное уменьшения выходных напряжений ГУН.

В качестве достоинств схемы можно отметить малую инерционность изменение частоты под действием управляющего напряжения, а также постоянство угла сдвига фаз в 120 градусов на любой частоте, малый уровень постоянной составляющей в выходных сигналах, низкий коэффициент нелинейных искажений (КНИ), отсутствие субгармонических колебаний, отсутствие амплитудной автомодуляции, малое время выхода генератора на режим, мягкий режим возбуждения автоколебаний, отсутствие проблемы обеспечения устойчивой работы генератора как замкнутой системы автоматического регулирования.

Проблемой реализации приведенной схемы на отечественной элементной базе является использование микросхемы умножителя напряжения. Выпускаемые отечественной промышленностью ИС умножителей 521ПС1, 521ПС2, 521ПС3 не отвечают техническим параметрам, регламентированным их производителем. Эти микросхемы имеют много недостатков и нареканий от различных пользователей и разработчиков электронной аппаратуры.

По мнению авторов, хорошие результаты дает использование микросхем умножителей фирмы Analog Devices AD632, AD633, AD835. Но и они имеют узкий температурный диапазон, что исключает их использование в военной, авиационной и космической технике.

Опытный образец устройства был реализован на AD633, операционных усилителях типа 544УД15У3, диодах типа 2Д717А9, прецизионных резисторах типа P1-16-0,125, прецизионных конденсаторах типа К10-43В-50В-МП0. При диапазоне температур

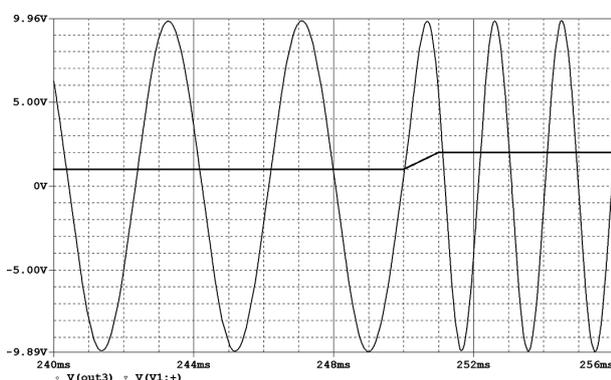


Рис. 5. Временные диаграммы напряжения одного из выходных каналов ГУН при скачкообразном увеличении управляющего напряжения.

от -40 до $+70$)°С при напряжении питания $\pm(9 \dots 15)$ В генератор обеспечивал формирование трехфазных гармонических сигналов амплитудой $5 \text{ В} \pm 0,02 \text{ В}$ и с частотой $400 \text{ Гц} \pm 4 \text{ Гц}$ КНИ не более 0,25%, постоянной составляющей не более 2 мВ, временем выхода на режим не более 10 мс, коэффициентом амплитудной модуляции 0%.

В технике широко применяются генераторы синусоидальных колебаний, основанные на применении микроконтроллеров и различного вида цифро-аналоговых преобразователей [3–9]. Такие схемы при неоспоримых преимуществах имеют сравнительно большие габариты и необходимость предварительного программирования устройства, что повышает его стоимость и продолжительность изготовления по сравнению с генераторами на аналоговых блоках.

На микроконтроллере можно собрать цифровой генератор сигналов, в котором программным путем генерируется сигнал любой формы, в частности – синусоидальной.

Современные модели промышленных цифровых генераторов периодических сигналов, или, строго говоря, “цифровые вычислительные синтезаторы частоты” – ЦВС (в англоязычной литературе *Direct Digital Synthesis – DDS*) используют технологию прямого цифрового синтеза частоты, с которой выборки сигнала извлекаются из памяти. В каждом такте опорной частоты значение аккумулятора фазы увеличивается со временем ступенчато-линейно. Затем, вычисленное таким образом в каждом такте значение фазы преобразуется в значение амплитуды, записанное в ПЗУ. Цифровое значение синуса текущего значения фазы подается на вход цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), выходной сигнал которого сглаживается фильтром нижних частот [4, 9].

В этом случае на вход синтезатора нужно подавать код приращения частоты, пропорционально которому частота ГУН изменяется по линейному закону. Такой метод дает приемлемые результаты при достаточно большом объеме памяти процессора и высокой разрядности аккумулятора фазы, на котором основывается этот метод. Современные промышленные генераторы частоты имеют разрядность аккумулятора фазы не менее 28 и объем памяти – до сотен МБайт.

При использовании простых целочисленных микроконтроллеров, можно тактировать считывание из памяти кодов синуса с периодом, задаваемым встроенным таймером пропорционально входному управляющему напряжению.

Например, если разбить период синусоидального сигнала 2π на 128 отрезков, то на каждом из отрезков десятичный код синуса будет равен:

$$\text{Код}_{10} = (\sin \alpha \cdot U_{\text{ампл.}} + U_{\text{пс}}) / U_{\text{оп}},$$

где $U_{\text{ампл.}}$ – амплитудное значение генерируемого сигнала, $U_{\text{пс}}$ – постоянная составляющая (удобнее всего выбрать $U_{\text{ампл.}} = U_{\text{пс}}$, $U_{\text{оп}}$ – опорное напряжение ЦАП, определяющее амплитуду генерируемого сигнала.

В предлагаемой структуре управление амплитудой генерируемой синусоиды можно осуществить только изменяя амплитуду опорного напряжения ЦАП в диапазоне, заданном техническими условиями на конкретную микросхему.

Если $U_{оп}$ в ЦАП установить равным $K \cdot U_{ампл}$, то код числа вычисляется по формуле:

$$\text{Код}_{10} = (\sin \alpha + 1) / K,$$

где $\alpha = 2\pi n / 128$, $n = 0 \dots 12$. Затем десятичные значения кода Код_{10} переводятся в HEX-формат.

Амплитуду выходного сигнала можно задавать как часть опорного напряжения ЦАП.

Было экспериментально доказано, что при увеличении числа ступеней больше 128, существенного улучшения коэффициента нелинейных искажения полученного “ступенчатого” синусоидального сигнала не происходит. Трехфазный цифровой синусоидальный сигнал при разбиении периода на 128 ступеней представлен на рис. 6.

Управление периодом генерируемого сигнала в предложенной схеме легко осуществить заданием периода одной ступени с помощью встроенного таймера, который формирует интервал времени считывания HEX-файла из ПЗУ пропорционально коду, полученному оцифровкой сигнала с датчика управляющего напряжения. Оцифровка производится с помощью встроенного аналого-цифрового преобразователя (АЦП), которым обладают большинство 8-битовых микроконтроллеров. Функциональная схема цифрового ГУН на микроконтроллере показана на рис. 7, а модель для отладки схемы в режиме реального времени с помощью программы *ISIS* пакета *PROTEUS* фирмы *LABCENTER ELECTRONICS* – на рис. 8.

Можно программно установить два варианта зависимости частоты от напряжения: при увеличении напряжения частота уменьшается (при работе таймера на суммирование до переполнения) или при увеличении напряжения – частота увеличивается (при вычитании кода из максимального значения 2^n n -разрядного АЦП).

В последнем случае

$$T_{\text{ступ}} = \frac{PS}{Fg} \cdot (2^n - K) + T_{\text{АЦП}},$$

где PS – коэффициент деления предделителя таймера,

Fg – частота внешнего осциллятора,

n – разрядность АЦП,

K – десятичное значение кода на выходе АЦП,

пропорциональное $U_{\text{упр.}}$

$T_{\text{АЦП}}$ – время аналого-цифрового преобразования.

“Ступеньки” сформированного псевдосинусоидального сигнала фильтруются с помощью аналогового фильтра нижних частот (ФНЧ) и на выходе получается синусоидальный сигнал с частотой, определяемой как

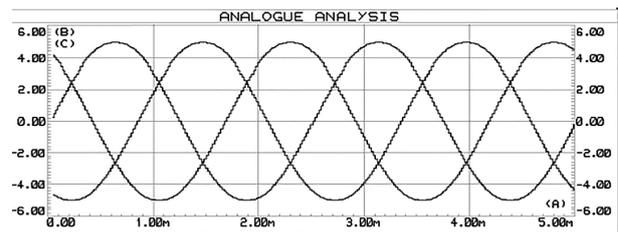


Рис. 6. Результаты моделирования трехфазного цифрового синусоидального сигнала при разбиении периода на 128 ступеней в программе *PROTEUS-ISIS*

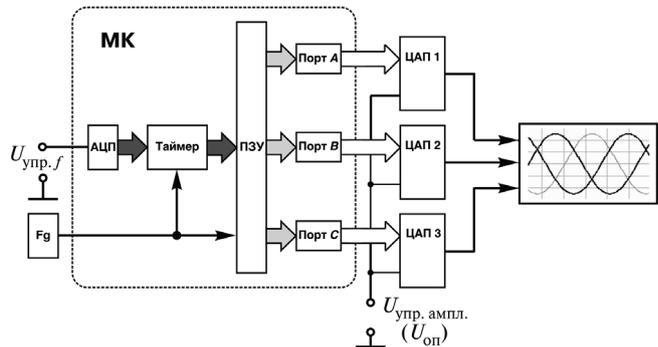


Рис. 7. Цифровой ГУН на 8-битовом микроконтроллере с использованием алгоритма формирования периода синусоидального напряжения программированием таймера

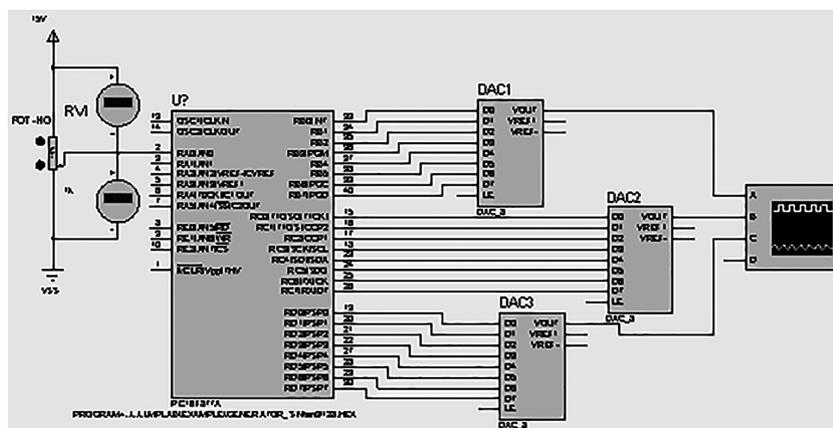


Рис. 8. Модель структуры рис. 7, выполненная в программе *PROTEUS-ISIS* (выводы питания микросхем условно не показаны)

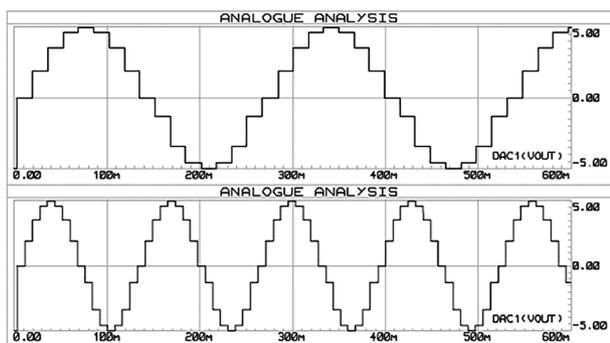


Рис. 9. Изменение периода синусоидального сигнала в два раза при двукратном увеличении напряжения $U_{\text{упр},f}$

$$F = \frac{1}{T_{\text{ступ}} \cdot 128}.$$

Ясно, что при линейной зависимости периода от $U_{\text{упр},f}$, зависимость частоты от $U_{\text{упр},f}$ будет гиперболической. Но, в некотором диапазоне изменения $U_{\text{упр},f}$ частота будет меняться почти линейно. Так, например, для получения генератора основной частоты 400 Гц при использовании внешнего низкочастотного осциллятора $F_g = 6$ МГц, коэффициенте деления $PS = 1$, времени аналого-цифрового преобразования $T_{\text{АЦП}} = 120$ мкс и числе ступеней 128, для частот, 300 ... 500 Гц, зависимость частоты фазы от $U_{\text{упр},f}$ получается близкой к линейной.

Крутизна перестройки $S = \Delta f / \Delta U$ в таком случае будет составлять 54 Гц/В, нелинейность в диапазоне частот 300 ... 500 Гц – 0,1 В, а в диапазоне частот 500 ... 700 Гц – уже 1,5 В. Такой характеристике скорее соответствует понятие не “управление частотой напряжением”, а “подстройка частоты напряжением”.

В том случае, если требуется линейная зависимость периода от управляющего напряжения, то предложенным способом можно воспользоваться в любом диапазоне частот.

На рис. 9 показано изменение периода синусоидального сигнала в два раза при увеличении напряжения $U_{\text{упр},f}$ с 2 В до 4 В.

Заключение

Описанный цифровой метод обладает следующими достоинствами:

- позволяет решать задачи генерация сигналов специальной и произвольной формы в том числе и гармонических сигналов при вариации частоты;

- уникален своей цифровой определенностью, то есть частота, амплитуда и фаза сигнала точно заданы в любой момент времени;

- цифровое определение формы сигнала, частоты и фазы не подвержены температурному дрейфу и старению, а все погрешности зависят только от характеристик ЦАП – единственного устройства, обладающего всеми свойствами нестабильности, присущими аналоговым элементам.

Основной недостаток приведенного метода – узкий диапазон линейной зависимости частоты от управляющего сигнала.

Главной проблемой миниатюризации предложенной схемы с использованием отечественных микросхем является отсутствие в отечественной элементной базе малогабаритных ИС ЦАП.

При выборе аналоговой или цифровой реализации ГУН учитывается множество факторов, связанных с ограничением на элементную базу, конструктивные особенности устройства, в которое будет встроено ГУН, цена разработки, параметры технического задания на устройство в целом. Каждая из предложенных вариантов реализации ГУН может найти свое место в качестве опорных или задающих генераторов во многих бортовых устройствах.

Литература

1. *Волович Г. И.* Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. – М.: Издательский дом “Додэка – XXI”, 2007.
2. Op Amps For Everyone. Editor in Chief Ron Mancini, August 2002.
3. *Павел Бобков.* Генератор синусоидального сигнала на основе сдвигового регистра. URL <https://chipenable.ru/index.php/how-connection/161-generator-sinusa.html> (дата обращения 28.07.2013)
4. *Тюрин В. А.* Метод прямого цифрового синтеза в генераторах сигналов специальной формы SFG-2110 и АК ИП-3410/3: учебно-методическое пособие. – Казань: Казанский федеральный университет, 2015. – 74 с.
5. *Литовченко А. А., Ерусалимский Ю. А.* Генератор сигналов произвольной формы на микроконтроллере AVR. – Молодой ученый. 2016. № 21. С. 173–177. – URL <https://moluch.ru/archive/125/34400/> (дата обращения: 28.01.2020).
6. *Плотников С. А., Марков А. В., Макуха В. К.* Патент на изобретение “Генератор синусоидального сигнала” RU268391C1 Опубликовано: 20.11.2015, Бюл. № 32.
7. Генераторы синусоидальной волны. Рон Манчини и Ричард Палмер (SLOA087, Texas Instruments) ULR <https://docplayer.net/20708488-Ron-mancini-and-richard-palmer-abstract.html>. (дата обращения 02.04.2020).
8. *Дубровин В. С., Зюзин А. М.* Формирователь трехфазных гармонических сигналов. Патент на изобретение RU 2553418C1 Опубликовано 10.06.2015, Бюл. № 16.
9. Fundamentals of Direct Digital Synthesis (DDS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/trainingseminars/tutorials/MT-085.pdf>. – Заглавие с экрана. – (дата обращения: 12.04.2020).

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., проф., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” НИУ МАИ, тел.: +7(499) 159-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

Ульященко Галина Михайловна, к. т. н., доц., доцент кафедры “Микроэлектронные электросистемы” НИУ МАИ, тел.: +7(499) 159-45-59, e-mail: ugm_mai@mail.ru;

Машуков Евгений Владимирович, д. т. н., проф., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” НИУ МАИ), тел.: +7(499) 159-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru.

И. П. Воронин, П. А. Воронин

ГИБРИДНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ КЛЮЧ С ВНЕШНИМ МОП-УПРАВЛЕНИЕМ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ РЕЖИМАХ

I. P. Voronin,
P. A. VoroninHybrid Transistor Switch with External MOS-Control
for High-Frequency Modes Applications

Представлены новые топологии каскодной схемы с внешним МОП-управлением. Противофазное переключение управляющей силовой сборки обеспечивается двумя вариантами исполнения. В обоих вариантах повышение динамической устойчивости обеспечивается снижением паразитной индуктивности в контуре коммутации тока и согласованием входной емкости индукционного тиристора с выходной емкостью управляющего МОП-транзистора. Однако, в работе схемы с насыщенным пороговым ключевым элементом появляется ряд проблем, решение которых обеспечивается в режиме двусторонней проводимости тока нагрузки за счет предварительного разряда всех внутренних емкостей гибридной конструкции.

Ключевые слова: гибридный ключ, МОП-транзистор, индукционный транзистор, высокочастотный режим.

This article presents new topologies of a cascode circuit with an external MOS-control. Antiphase switching of the control power assembly is ensured by the two options. In both cases, an increase in dynamic stability is ensured by the decrease in stray inductance in the current switching circuit, and matching the input capacitance of the induction thyristor with the output capacitance of the control MOS transistor. However, a number of problems occur in of the circuit operation with saturated threshold switching element, which solution is ensured in the bilateral conduction mode of the load current due to the preliminary discharge of all internal capacitances of the hybrid structure.

Key words: hybrid switch, MOSFET, induction transistor, high frequency mode.

Топология составного гибридного ключа, известная в научной литературе как “каскодная” схема, была впервые разработана в конце 70-х годов в научно-исследовательском центре фирмы *General Electric* [1]. Гибридный ключ представлял собой последовательное соединение высоковольтного транзистора с электростатическим управлением (ТЭУ), называемого также статическим индукционным транзистором (СИТ) и низковольтного МОП – транзистора, обеспечивающего управление по цепи изолированного затвора. Данное техническое решение позволило получить перспективный ключевой прибор, обладающий высоким входным и низким остаточным сопротивлением и максимально эффективно обеспечивающий интеграцию физических принципов МОП – структур для управления и биполярных структур для передачи тока. В дальнейшем топология предложенного устройства продолжала непрерывно совершенствоваться.

Базовые варианты каскодных ключей

Для повышения токовой нагрузочной способности в качестве высоковольтного компонента каскодной схемы стал применяться статический индукционный транзистор с модулируемой проводимостью, получивший название индукционного тиристора (ИТ) или тиристора с полевым управлением (*FCT – Field Controlled Thyristor*). Дополнительно в структуру гибридного ключа был введен еще один ключевой прибор, получивший название порогового элемента (ПЭ). Ключевой режим работы ПЭ, последовательно подключенного к цепи затвора ИТ, обеспечивал ре-

жим плавающего потенциала в открытом состоянии каскодной схемы и фиксацию затвора ИТ на общую шину при ее запираии [2]. Это позволило существенно снизить влияние отрицательной обратной связи по току и уменьшить напряжение гибридного ключа в открытом состоянии, что обеспечило максимально низкие статические потери мощности в сравнении со всеми известными аналогами [3].

Топология гибридного ключа оказалась перспективной и для других типов ключевых полупроводниковых приборов. Например, ее применение позволило значительно улучшить коммутационные характеристики при запираии интегральных микротиристоров с внешним полевым управлением [4].

Топология “каскадной” схемы была использована и для построения современных тиристорных структур с коммутацией тока нагрузки по цепи эмиттера (катода), обеспечивающих более скоростной и устойчивый режим их запираии [5].

Наконец, многокристалльная “каскадная” топология оказалась очень удобным конструктивным решением для схемотехнического соединения нескольких ключевых компонентов из различных полупроводниковых материалов. В начале двухтысячных годов в научно-исследовательском центре *SiCED (Joint Venture of Siemens AG and Infineon Technologies AG, Germany)* был разработан “каскадный” гибридный ключ для применения в высоковольтных и высокочастотных источниках питания. В структуру гибридного прибора входил мощный индукционный транзистор (*JFET*), выполненный на основе широкозонного полупро-

водникового материала карбида кремния (SiC), и управляющий низковольтный МОП – транзистор на основе кремния [6].

В последние годы ведутся интенсивные научные исследования и разработка сверхвысокочастотных (СВЧ) гибридных ключей на базе все той же “каскадной” топологии. В структуре СВЧ гибридного ключа применяется мощный индукционный транзистор на основе еще одного перспективного широкозонного полупроводникового материала – нитрида галлия (GaN) [7].

Поскольку гибридные транзисторные ключи являются комбинацией целого ряда отдельных компонентов, их конструкция содержит большее количество паразитных реактивностей в сравнении с обычными однокристалльными приборами. Поэтому актуальными являются задачи исследования влияния реактивных компонентов гибридной структуры на электромагнитные процессы коммутации и определение способов минимизации, как самих параметров паразитных компонентов, так и их негативного влияния [8].

Практически важной проблемой является сохранение блокирующей способности гибридного транзистора в динамических (коммутационных) режимах. Аварийные ситуации, приводящие к выходу гибридного прибора из строя, происходят, как правило, в переходном процессе его выключения и связаны с двумя основными причинами:

1. Снижение отрицательного запирающего напряжения в цепи затвор–исток индукционного тиристора ниже уровня, обеспечивающего смыкание областей пространственного заряда в базовой области прибора.

2. Повышение напряжения в выходной цепи низковольтного управляющего МОП–транзистора выше максимально допустимого уровня.

Принято считать, что основным источником указанных проблем является повышенное паразитное сопротивление в цепи затвора ИТ, по которому протекает импульс обратного тока в процессе запирания гибридного транзистора [9]. Обратный ток затвора ИТ наводит на паразитном резисторе напряжение, полярность которого противоположна отрицательной полярности запирающего напряжения. Если эффективное (суммарное) запирающее напряжение снижается ниже допустимого уровня, в структуре ИТ возникает вторичный пробой, приводящий к необратимому выходу из строя практически всех элементов составной схемы. Для решения проблемы в составных гибридных транзисторах используют структуры ИТ с глубоким планарным затвором. Данная конструкция позволяет формировать мощную металлизацию, как к областям истоков, так и к областям затворов ИТ, что принципиально важно для уменьшения паразитного сопротивления.

Однако резкое снижение сопротивления резистора в цепи затвора ИТ приводит к появлению в структуре гибридного транзистора паразитных колебательных контуров с низким импедансом. Генерация паразит-

ных колебаний накладывается на статические уровни напряжений, определяющих блокирующую способность схемы, что может приводить к ее критическому снижению в процессе запирания [10].

Каскадные ключи с насыщенным и ненасыщенным пороговым элементом

Для повышения динамической устойчивости авторами были разработаны новые топологии каскадной схемы с внешним МОП – управлением. Последовательно к ИТ была подключена силовая сборка, состоящая из двух низковольтных МОП–транзисторов, являющихся противофазными элементами управления. Первый МОП–транзистор (МОП1) расположен в контуре силового тока ИТ и по цепи затвора управляет выходным током составного ключа. Второй МОП–транзистор (МОП2) является, по сути, пороговым элементом (ПЭ) и стоком соединен с затвором ИТ, обеспечивая контур протекания остаточного тока при запирании и защиты составного ключа от тепловой и токовой перегрузки. Противофазный режим работы управляющей силовой сборки обеспечивается двумя вариантами исполнения (рис. 1). В первом случае затвор порогового МОП–транзистора подключается к цепи стока МОП1, расположенного в контуре силового тока. При этом МОП2 коммутируется в режиме насыщенного ключа (рис. 1а). Во втором варианте затвор порогового МОП–транзистора подключается к затвору ИТ, причем коммутация МОП2 протекает на границе насыщения, т. е. в режиме ненасыщенного ключа (рис. 1б).

С практической точки зрения первый вариант можно рассматривать как перспективный ключевой элемент для применения в высокочастотных схемах. Второй вариант является базовым для применения в высоковольтных устройствах.

В обоих вариантах повышение динамической устойчивости обеспечивается снижением паразитной индуктивности в контуре коммутации тока и согласованием входной емкости ИТ с выходной емкостью управляющего МОП–транзистора. Однако при этом в работе схемы первого варианта исполнения появляется целый ряд новых проблем:

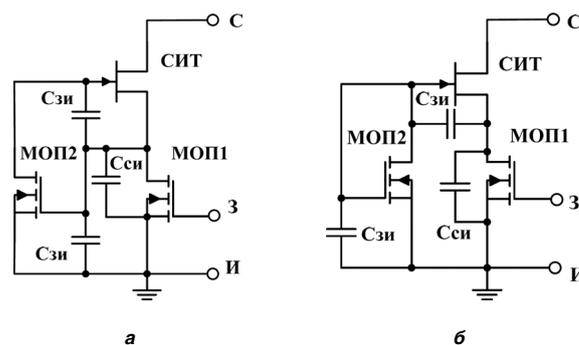


Рис. 1. Каскадные ключи с внешним МОП–управлением:
а – с насыщенным пороговым элементом;
б – с ненасыщенным пороговым элементом

1. За счет подключения затвора порогового МОП-транзистора к цепи стока управляющего транзистора МОП1, выходная емкость последнего резко возрастает, что требует в режиме согласования подключения к входной цепи затвора ИТ дополнительного внешнего конденсатора.

2. В высокочастотном режиме работы увеличение выходной емкости управляющего МОП-транзистора приводит к его дополнительному перегреву за счет непрерывного сброса энергии, накопленной в выходной емкости, в канал транзистора МОП1 при отпирании.

3. Параллельное соединение выходной цепи управляющего МОП1 и входной цепи порогового МОП2 транзисторов приводит к необходимости значительного увеличения коэффициента запираия ИТ по напряжению. При этом напряжение сток-исток управляющего МОП-транзистора не может превышать максимально допустимого напряжения для входной цепи МОП2, определяемого напряжением пробоя его подзатворного диэлектрика, которое обычно не превышает 20 В.

4. Увеличение коэффициента запираия ИТ по напряжению ведет к снижению напряжения отсечки тока в канале проводимости, что приводит к усилению влияния отрицательной обратной связи по току и резко снижает проводимость (крутизну) каскодного ключа, увеличивая динамические потери мощности.

На рис. 2 представлено семейство осциллограмм при отпирании каскодного ключа (рис. 1а) на индуктивную нагрузку. Каждая из осциллограмм снималась для трех вариантов ИТ с двукратно различными коэффициентами запираия μ . Как следует из результатов эксперимента, по мере роста параметра μ все более ухудшается фронт включения каскодной схемы, что сопровождается ростом динамических потерь, в особенности с увеличением частоты коммутации. Тем самым теряются все преимущества данного варианта, который первоначально разрабатывался для высокочастотного применения.

Каскодный ключ с насыщенным пороговым элементом и двусторонней проводимостью тока

Поскольку реактивные компоненты гибридного ключа накапливают электрическую энергию, необхо-

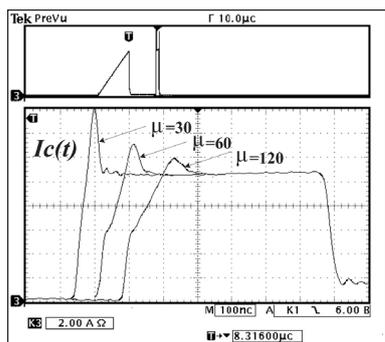


Рис. 2. Семейство осциллограмм при отпирании каскодного ключа на индуктивную нагрузку

дима разработка способов возврата (рекуперации) данной энергии в источник питания схемы или нагрузку, что позволяет значительно повысить энергетическую эффективность схемы. Разработка способов рекуперации энергии требует внесения изменений в топологию составной схемы. Если гибридный ключ обладает способностью к двусторонней проводимости тока нагрузки, появляется возможность использовать в переходных процессах энергетически эффективные методы переключения при нулевых токах и напряжениях.

В обычных ключевых схемах режим двусторонней проводимости тока обеспечивается подключением к выходной цепи транзисторного ключа встречно-параллельного диода. Однако напрямую данное решение применительно к каскодной схеме является весьма не эффективным, поскольку не обеспечивает вывода энергии из емкостных компонентов внутренней структуры ключа. Поскольку структуры управляющего МОП1 и порогового МОП2 транзисторов уже содержат внутренние встроенные обратные диоды, дополнительный встречно-параллельный диод следует подключать не к выходной цепи составного каскодного ключа, а лишь к выходной цепи ИТ. При этом обеспечивается как режим двусторонней проводимости тока нагрузки, так и возможность предварительного разряда всех внутренних емкостей гибридной конструкции (рис. 3).

На рис. 4 показаны осциллограммы коммутации тока нагрузки с предварительным разрядом эквивалентной выходной емкости управляющего МОП-

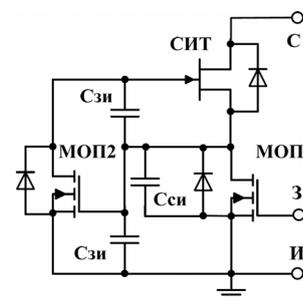


Рис. 3. Каскодный ключ с внешним МОП-управлением и двусторонней проводимостью тока нагрузки

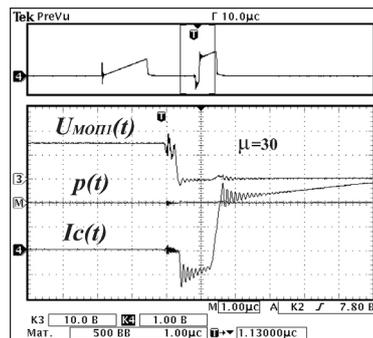


Рис. 4. Осциллограммы коммутации тока нагрузки с предварительным разрядом эквивалентной выходной емкости управляющего МОП-транзистора (МОП1)

транзистора, состоящей из параллельного соединения собственной выходной емкости, входной емкости ПЭ и входной емкости ИТ. Предварительный разряд емкостей обеспечивался в режиме обратного тока, сформированного внешним параллельным LC -контуром. Коммутация тока протекает при нулевом напряжении на управляющем МОП1 при эффективном снижении мощности динамических потерь: $p(t) \approx 0$.

На рис. 5 представлено семейство осциллограмм при отпирании каскодного ключа (рис. 3) на индуктивную нагрузку в режиме предварительного разряда всех внешних и внутренних емкостей составной схемы. Каждая из осциллограмм снималась для тех же вариантов ИТ с двукратно отличными коэффициентами запираения по напряжению μ , что и в эксперименте, результаты которого приведены на рис. 2. Коммутация тока протекает при нулевом напряжении в выходной цепи сток-исток каскодного ключа при эффективном снижении мощности динамических потерь: $p(t) \approx 0$.

Результаты проведенных исследований показывают, что полный разряд внутренней входной емкости ИТ исключает влияние отрицательной обратной связи по току в процессе коммутации. При этом скорость включения каскодной схемы по току не изменяется даже при четырехкратном увеличении параметра μ , поскольку определяется постоянным напряжением источника питания и величиной индуктивности внешнего колебательного LC -контур.

Выводы

Представленная схема каскодного ключа (рис. 3) и ее режимы работы позволяют получить следующие преимущества перед всеми известными аналогами:

1. Высококачественный режим работы каскодной схемы вне зависимости от величины коэффициента запираения ИТ за счет исключения влияния глубокой отрицательной обратной связи по току.

2. Полный предварительный разряд внутренних и внешних емкостей каскодной схемы с эффективным снижением энергии динамических потерь за счет отпирания ключевого устройства при нулевом напряжении.

3. Повышенная динамическая устойчивость каскодной схемы за счет режима двусторонней проводимости тока нагрузки, при котором запираение ключевого устройства можно проводить при нулевом токе.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ (научный проект № 18–37–20009).

Литература

1. Балага Д. Эволюция техники силовых МОП-биполярных полупроводниковых приборов. – ТИИЭР, 1988. т. 76. С. 117–127.

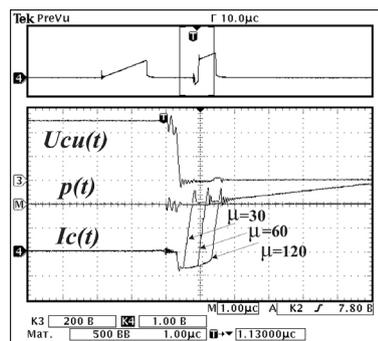


Рис. 5 Семейство осциллограмм при отпирании каскодного ключа на индуктивную нагрузку с предварительным разрядом всех внешних и внутренних емкостей

2. Бономорский О. И., Воронин П. А. Тенденции развития комбинированных полупроводниковых ключей с полевым управлением. – Электронные компоненты. 2002. № 6. С. 18–22.
3. Бономорский О. И., Кюреган А. С., Горбатюк А. В. и др. Сравнительный анализ статических характеристик биполярных транзисторов с изолированным затвором и тиристоров с полевым управлением. – Электротехника. 2015. № 2. С. 51–56.
4. Грехов И. В., Рожков А. В., Костина Л. С. и др. Исследование каскодного режима выключения интегральных тиристоров с внешним полевым управлением. – Журнал технической физики. 2010. т. 80, вып. 1. С. 155–158.
5. Li Y., Huang A. Q., Motto K. Experimental and Numerical Study of The Emitter Turn-Off Thyristor (ETO). IEEE Trans. Power electronics. May 2000.
6. Reimann T., Petzoldt J., Zverev I., et al. SiC JFET–Cascode. State of the Art, Performance and Application. PCIM. 2003. Nuremberg.
7. Xiucheng H., Qiang L., Zhengyang L., et al. Analytical Loss Model of High Voltage GaN HEMT in Cascode Configuration. Power Electronics, IEEE Transactions. 2014. V. 29, No. 5. PP. 2208–2219.
8. Reinmann T. Characterization and Application of SiC – JFET – Cascodes. ISLE GmbH. BMBF status meeting, Infineon Technologies. Munich 2003.
9. Rozanov Y., Chaplygin E., Voronin P., et al. Power Electronic Basics: Operating, Principles, Design, Formulas, and Applications. Taylor & Francis Group. CRC Press. 2015. – 474 p.
10. Li Y., Huang A. Q., Motto K. Experimental and Numerical Study of The Emitter Turn-Off Thyristor (ETO). IEEE Trans. Power electronics. May 2000. PP. 561–574.

Воронин Игорь Павлович, к. т. н., доцент, доцент кафедры промышленной электроники “НИУ “МЭИ”; тел: +7 (915) 486-13-65; e-mail: igor.p.voronin@gmail.com;

Воронин Павел Анатольевич, к. т. н., доцент, доцент кафедры Промышленной электроники НИУ “МЭИ”; тел: +7(925) 143-40-11; e-mail: voroninpa@list.ru.

В. И. Волков, В. В. Крючков

РАЗЛОЖЕНИЕ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ФУНКЦИИ В РЯД ПО МУЛЬТИПЛИКАТИВНО-ОРТОГОНАЛЬНОМУ БАЗИСУ

V. I. Volkov,
V. V. Kryuchkov

Sinusoidal Function Expansion in Series
by Multiplicative-Orthogonal Basis

В статье рассмотрен способ синтеза многоуровневых (квазисинусоидальных) и многоимпульсных напряжений (псевдосинусоидальных) с улучшенным спектральным составом на основе разложения синусоидальной функции в ряд по мультипликативно-ортогональному базису, формируемых в автономных инверторах напряжения с последующей их фильтрацией для обеспечения заданного качества напряжения на выходе инвертора. Представленный метод позволяет определять координаты начал и концов, а также центров импульсов как уровней многоуровневых напряжений, так и напряжений режима ШИМ для их формирования с помощью цифровых методов управления.

Ключевые слова: синусоидальная функция, разложение в ряд, ортогональные функции, мультипликативно-ортогональный базис, гармонический состав, многоуровневое напряжение, напряжение режима ШИМ.

The article considers a technique for synthesizing multilevel (quasi-sinusoidal) and multipulse (pseudo-sinusoidal) voltages with improved harmonic content based on the sinusoidal function expansion in series by the multiplicative-orthogonal basis, being formed in the off-line voltage inverters with their subsequent filtration to ensure the required quality of the inverter output voltage. The presented method allows determining coordinates of starting and end instants, as well as centers of pulses of both levels of multilevel voltages and PWM voltages for their forming by digital control techniques.

Key words: sinusoidal function, expansion in series, orthogonal functions, multiplicative-orthogonal basis, harmonic content, multilevel voltage, PWM mode voltage.

Преобразование постоянного напряжения в синусоидальное напряжение применяют в источниках вторичного электропитания с “почти” синусоидальным выходным напряжением, т. е. с заданным качеством, определяемым коэффициентом гармоник. Для этого постоянное напряжение преобразуют в импульсные напряжения различной формы, не содержащие постоянную составляющую. Полученное импульсное напряжение интегрируют (фильтруют) с ошибкой меньше заданной, получая “почти” синусоидальное напряжение. Ступенчатое импульсное напряжение, похожее на синусоидальное, иногда называют квазисинусоидальным, а импульсное напряжение, обладающее свойством только бисимметрии, иногда называют псевдосинусоидальным. Во всех случаях стремятся получить импульсное напряжение (с учетом выбранных ограничений), в спектральном составе которого отсутствуют (или существенно подавлены) низшие из высших гармонических составляющих.

Для выбора импульсных форм, аппроксимирующих синусоидальную форму по номеру низшей гармоники, можно сделать следующее преобразование. Выбрать простой мультипликативно – ортогональный базис.

Импульсы базиса – это гармоники этого базиса (спектральный состав). Базис может состоять из любого числа импульсов (гармоник), в том числе, содержать импульсы с нулевой амплитудой, имеющие только длительность. Затем синусоидальную функцию разложить на гармоники (импульсы) в мультипликативно – ортогональный базис. Просуммировав полученные гармоники (импульсы) на периоде основной частоты,

получаем квазисинусоидальное или псевдосинусоидальное напряжение.

Обобщенный ряд Фурье

Ошибку между сигналом и его приближенным спектральным представлением тригонометрическими функциями (например, усеченный ряд Фурье) принято характеризовать среднеквадратической погрешностью. Уменьшить ошибку представления иногда позволяет применение систем не тригонометрических функций. Выбор системы функций существенно зависит от свойств сигналов. Общий подход к выбору систем функций для спектрального представления сигналов в теории цепей может быть следующим.

Описание множества сигналов обычно не может быть дано как перечислимое множество

$$X = \{s_1(t), s_2(t), \dots\}.$$

Будем пользоваться заданием множества рассматриваемых сигналов через указание его характеристического свойства, например:

– множество ограниченных сигналов:

$$X_M = \{s(t) : |s(t)| \leq M < +\infty\};$$

– множество T -периодических сигналов:

$$X_T = \{s(t) : T > 0, s(t) = s(t + T)\};$$

– множество квадратично интегрируемых на отрезке $[a, b]$ сигналов:

$$X_2 = \left\{ s(t) : \int_a^b [s(t)]^2 dt < +\infty \right\}.$$

Оценим возможности множеств X_2 , квадратично интегрируемых на отрезке $[a, b]$ сигналов.

1. Если $s_1 \in X_2$ и $s_2 \in X_2$, то X_2 замкнуто относительно линейных операций, поэтому его называют линейным векторным пространством.

2. Для всех $(s_1, s_2) \in X_2$ определена операция скалярного произведения функций:

$$(s_1 \cdot s_2) = \int s_1(t) \cdot s_2(t) dt < +\infty.$$

3. Величина

$$\|s\| = \sqrt{\int [s(t)]^2 dt}$$

представляет собой норму сигнала $s(t)$. Норма сигнала обладает свойством длины вектора и может быть выражена через скалярное произведение

$$\|s\| = \sqrt{(s, s)};$$

$$\|s\|^2 = (s, s) = E,$$

где E имеет смысл энергии сигнала.

Величина, отношения

$$\frac{(s_1, s_2)}{\|s_1\| \cdot \|s_2\|} = \cos(\alpha)$$

представляет собой косинус угла между сигналами s_1 и s_2 .

Если $\alpha = \pi/2$, то $\cos(\alpha) = 0$, и сигналы называются ортогональными. Для ортогональных сигналов $(s_1, s_2) = 0$.

Ортогональность системы функций $\cos(nx)$, $\sin(nx)$

Две функции $\varphi(x)$ и $\psi(x)$ называют ортогональными в промежутке (a, b) , если интеграл произведения $\varphi(x) \cdot \psi(x)$, взятый в пределах от a до b , равен нулю.

Любая ортогональная система функций линейно независима, но не наоборот.

Если сигнал $s \in X_2$ может быть представлен линейной комбинацией функций некоторой независимой системы

$$\{\{\varphi_i(t)\}\}_{i=1}^n = 1,$$

то такая система функций называется базисом в множестве X_2 . В этом случае имеем

$$s(t) = \sum_{i=1}^n s_i \cdot \varphi_i(t).$$

Множество $\{\{s_i(t)\}\}_{i=1}^n$ даже в случае бесконечно-го n можно назвать спектром сигнала $s(t)$ по базису $\{\{\varphi_i(t)\}\}_{i=1}^n$. Если известен спектр по базису, то сигнал $s(t)$ определяется обратным преобразованием.

Мультипликативно-ортогональный базис

Обработку сигналов (например, звуковых) часто проводят в базисах Радемахера, Уолша или Хаара.

Обработку опорных, испытательных и т. п. сигналов (\sin , \cos , пилообразный и т. п.) можно проводить в более простых базисах.

Возьмем базис, в котором простое умножение двух функций обладает свойством скалярного произведения. Используя этот базис функций (спектр сигнала) можно вернуться к исходной форме сигнала. Например, можно разложить синусоидальную функцию в ряд по мультипликативно-ортогональному базису. Затем преобразовать напряжение постоянного тока в импульсы полученного ряда и просуммировать их в нагрузку.

Спектр функций, интегрируемых с квадратом на отрезке $[0, 1]$ по мультипликативно-ортогональному базису:

$$s_i = \frac{(s(t), \varphi_i(t))}{\|\varphi_i\|^2} = n \int_0^1 s(t) \varphi_i(t) dt = n \int_{(i-1)/n}^{i/n} s(t) dt.$$

Спектральный коэффициент соответствует площади под графиком $s(t)$ на отрезке $[(i-1)/n, i/n]$.

Восстановление функции проводят по следующей формуле:

$$s(t) = \sum_{i=1}^n s_i \varphi_i(t).$$

Возможно разложение на четное и нечетное количество мультипликативно-ортогональных функций. Если сигналы имеют простые формы, то используют следующие способы их аппроксимации.

При равенстве длительностей всех спектральных коэффициентов возможна аппроксимация сигнала ступенчатой функцией. При равенстве амплитуд всех спектральных коэффициентов возможна аппроксимация сигнала методом широтно-импульсной модуляции. При равенстве как длительностей, так и амплитуд всех спектральных коэффициентов, а также при дополнительно выбранных координатах их центров, возможна аппроксимация сигнала методом кодового широтно-импульсного регулирования.

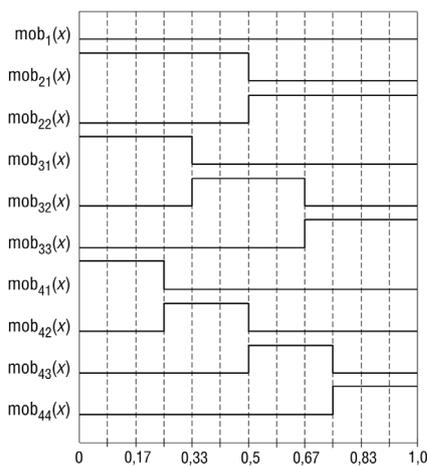
Базисы мультипликативно-ортогональных функций показаны на рис. 1: mob – базис без нулевой гармоники (рис. 1а); mob_0 – базис с нулевой гармоникой (рис. 1б). Нулевая гармоника имеет нулевую амплитуду, и длительность, равную длительности остальных гармоник базиса. Для симметрии нулевая гармоника разделена на две части, которые помещены в начало и конец базиса (сдвиг базиса).

***Пример 1.** Определить спектр пилообразного сигнала $z(t) = 8t$ (пилообразное напряжение) на интервале $[0, 1]$ в мультипликативно-ортогональном базисе.

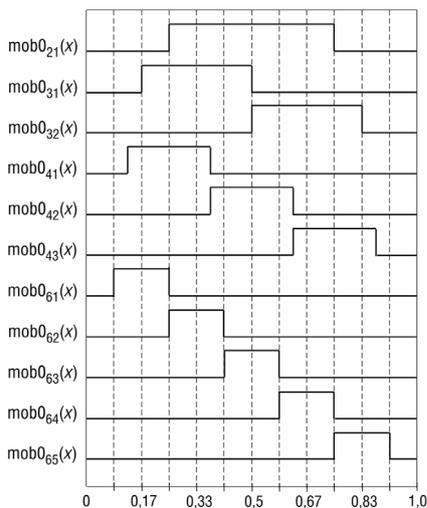
Возьмем базис из четырех гармоник, рис. 1а. Для интервала $[0; 0,25]$ получаем

$$\varphi_1(t) = 4 \cdot \int_0^{0,25} 8 \cdot t dt = 1.$$

Для остальных гармоник получаем: $\varphi_2(t) = 3$ и далее имеем – 5, 7. Поэтому гармоники, показанные на рис. 1, имеют амплитуды соответственно: 1, 3, 5, 7, рис. 2.



а



б

Рис. 1. Базисы мультипликативно-ортогональных функций: mob – без нулевой гармоники (а); mob₀ – с нулевой гармоникой (б)

Восстановление исходной функции по спектру (всего четыре гармоники) показано на рис. 3. При аппаратурной реализации пилообразного сигнала в виде ступенчатой функции можно использовать стандартную матрицу R-2R (как правило, 256 уровней).*

Пример 2. Определить спектр треугольного сигнала, состоящего из двух пилообразных, в мультипликативно-ортогональном базисе. Аналогично примеру 1 возьмем базис из четырех гармоник для каждого треугольного сигнала. Для двух треугольных сигналов имеем базис из восьми гармоник. Принимаем, что базис содержит гармонику с нулевой амплитудой рис. 1б. Далее, как в примере 1. Результат показан на рис. 4.

*Пример 3. Определить спектр сигнала $\sin(\omega t)$ на интервале $[0, \pi/2]$. Для иллюстрации выбираем три гармоники на интервале $[0, \pi/2]$. (Базис из трех мультипликативно-ортогональных функций вместо двенадцати на интервале $[0, 2\pi]$). В этом случае учтено, что

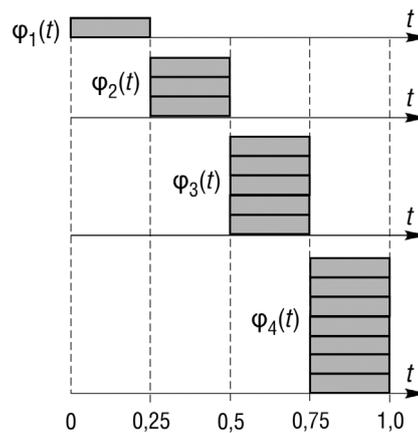


Рис. 2. Спектр пилообразной функции в мультипликативно-ортогональном базисе соответственно: φ_1 ; φ_2 ; φ_3 ; φ_4

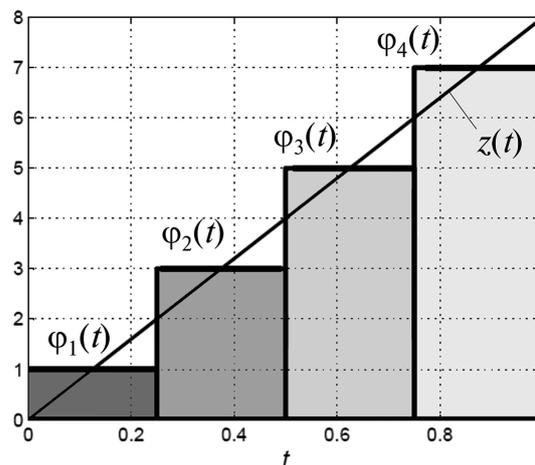


Рис.3. Аппроксимация пилообразной функции ступенчатой

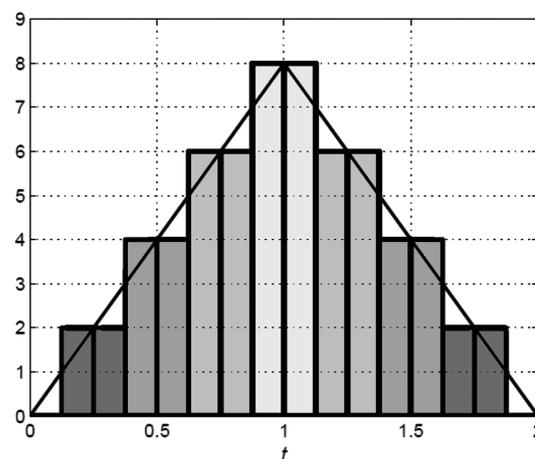


Рис.4. Аппроксимация треугольной функции ступенчатой

$\sin(\omega t)$ – бисимметричная функция. Тогда на интервале $[0, \pi/2]$ получаем следующие значения функции $s(\omega t)$:
– для интервала $[0, \pi/6]$:

$$s_1(t) = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \sin(t) dt = 0,256;$$

– для интервала $[\pi/6, \pi/3]$:

$$s_2(t) = \frac{6}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/3} \sin(t) dt = 0,699;$$

– для интервала $[\pi/3, \pi/2]$:

$$s_3(t) = \frac{6}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi/2} \sin(t) dt = 0,955.$$

Таким образом, функция $\sin(\omega t)$ на четверти периода основной частоты разложена в ряд по мультипликативно-ортогональному базису из трех функций, показанные на рис. 5. Следовательно, можно считать, что решена задача аппроксимации синусоидальной функции трехступенчатой.

Аппроксимирующую ступенчатую функцию с областью нулевой ординаты (рис. 6) можно представить в виде аппроксимации синусоидальной функции $f(\omega t)$ ступенчатой (рис. 7). Кроме того на рис. 7 показана кривая ошибки аппроксимации $app_err(\omega t)$, рассчитанная по формуле

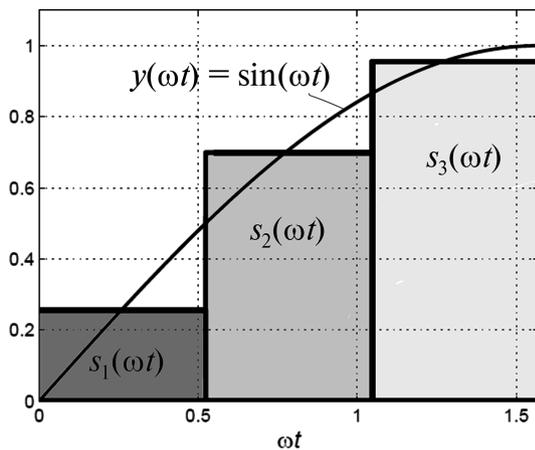


Рис. 5. Аппроксимация синусоидальной функции трехступенчатой

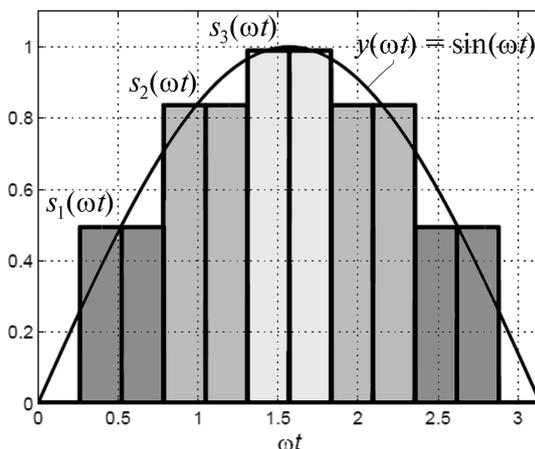
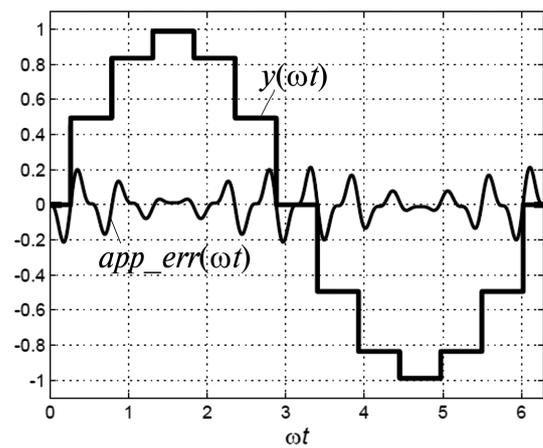
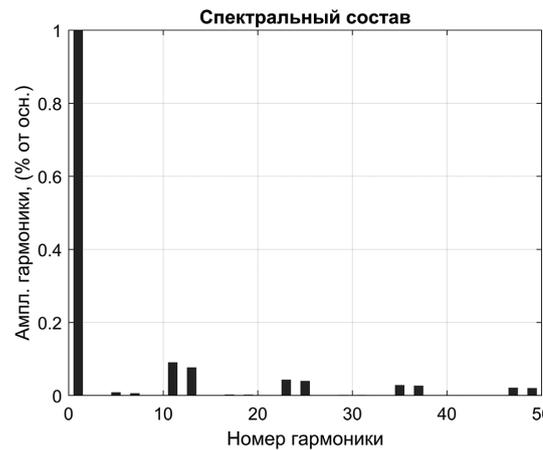


Рис. 6. Аппроксимации синусоидальной функции ступенчатой с областью нулевой ординаты



а



б

Рис. 7. Аппроксимация синусоидальной функции ступенчатой функцией с областью нулевой ординаты и кривая ошибки аппроксимации (а); спектральный состав функции $f(\omega t)$ (б)

$$y(\omega t) = -0,09\sin(11\omega t) - 0,076\sin(13\omega t) + 0,043(23\omega t) + 0,04(25\omega t).$$

Спектральный состав напряжения $f(\omega t)$ показан на рис. 7б.

Разложение синусоидальной функции в мультипликативно-ортогональном базисе при равенстве амплитуд гармоник базиса

Разложение можно провести следующим образом. Сначала получаем спектр из гармоник одинаковых длительностей и различных амплитуд. Затем ставим им в соответствие спектр из гармоник одинаковых амплитуд и различных длительностей, рис. 8.

***Пример 5.** Аппроксимировать функцию $y = \sin(2\pi ft)$ методом ШИМ при частоте основной гармоники при $f_1 = 50$ Гц.

Выбираем базис из десяти гармоник, одна гармоника имеет нулевую амплитуду (для иллюстрации метода), рис. 9. Базис для упрощения анализа сдвинут на половину длительности нулевой гармоники, рис. 1б.

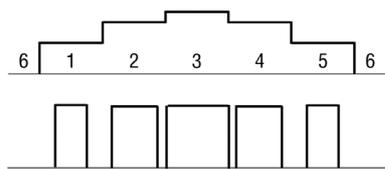


Рис. 8. Аппроксимация синусоидальной функции ступенчатой при равенстве длительностей всех спектральных коэффициентов (вверху); аппроксимация синусоидальной функции методом широтно-импульсной модуляции при равенстве амплитуд всех спектральных коэффициентов

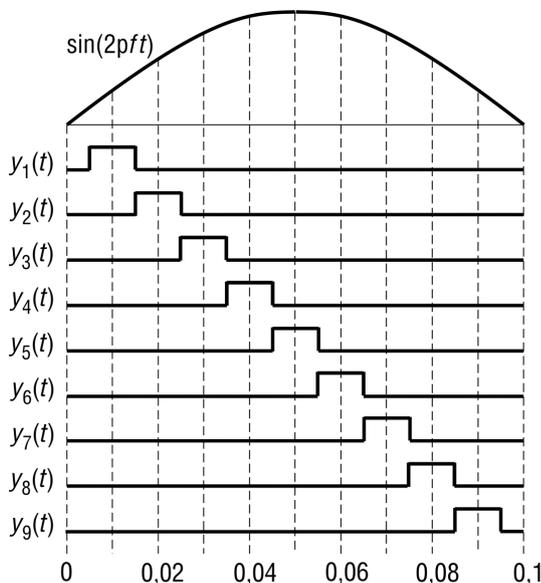


Рис. 9. Синусоидальная функция и базис из десяти гармоник (одна гармоника имеет нулевую амплитуду)

Число гармоник базиса, отличных от нуля $s = 9$. Координаты центров импульсов гармоник базиса находим по формуле:

$$\beta_i = \frac{i\pi}{s} + 1,$$

где $i = 1 \dots s$.

Ступенчатое напряжение, полученное в мультипликативно-ортогональном базисе, (рис. 10) состоит из десяти гармоник (импульсов одинаковой длительности). При этом, одна гармоника имеет нулевую амплитуду, рис. 9. Амплитуды гармоник определяют длительности импульсов ШИМ (отмечены на рис. 10).

Длительность любого импульса можно определить из следующего соотношения:

$$\delta_i = \frac{\beta_1 \sin(\beta_i)}{2 \cos^2\left(\frac{\beta_1}{2}\right)}.$$

Нормированную длительность любого импульса для напряжения на рис. 9 можно определить по формуле:

$$\delta_i^* = \frac{\delta_i}{\delta_5}.$$

Координаты начала (α_{1i}) и конца (α_{2i}) любого импульса определяются следующими соотношениями:

$$\alpha_{1i} = \beta_i - \delta_i; \alpha_{2i} = \beta_i + \delta_i,$$

где $i = 1 \dots s$. Длительность i -го импульса напряжения режима ШИМ определяется как

$$\Delta_i = \alpha_{2i} - \alpha_{1i}.$$

Результаты расчетов приведены в табл. 1.

Таблица 1

| i | β_i | δ_i | α_{1i} | α_{2i} | Δ |
|-----|-----------|------------|---------------|---------------|----------|
| 1 | 0,314 | 0,050 | 0,264 | 0,364 | 0,100 |
| 2 | 0,628 | 0,095 | 0,534 | 0,534 | 0,189 |
| 3 | 0,942 | 0,130 | 0,812 | 1,073 | 0,261 |
| 4 | 1,257 | 0,153 | 1,103 | 1,410 | 0,306 |
| 5 | 1,571 | 0,161 | 1,410 | 1,732 | 0,322 |
| 6 | 1,885 | 0,153 | 1,732 | 2,038 | 0,306 |
| 7 | 2,199 | 0,130 | 2,069 | 2,329 | 0,261 |
| 8 | 2,513 | 0,095 | 2,419 | 2,608 | 0,189 |
| 9 | 2,827 | 0,05 | 2,778 | 2,877 | 0,100 |

Форма полученного согласно табл. 1 напряжения режима ШИМ показана на рис. 11а, а его спектральный состав – на рис. 11б. Расчетный коэффициент гармоник 45,982%.

Напряжения на входе и выходе силового фильтра, полученные при моделировании в *MATLAB Simulink* (рис. 12а) при формировании входного напряжения по координатам, приведенным в табл. 1, показаны на рис. 12б. Фильтр рассчитан по методике ($L = 2,504$ мГн; $C = 2,213$ мкФ; $R = 33,063$ Ом), приведенной в [10] для следующих параметров инвертора: напряжение питания мостового коммутатора 164 В; выходное напряжение 115 В, 400 Гц; мощность 1 кВА; коэффициент мощности 0,8 (индуктивный). В модели $L_f = 2,5$ мГн; $C_f = 2$ мкФ; $R_o = 33$ Ом. Спектральный состав выходного напряжения приведен на рис. 12в.

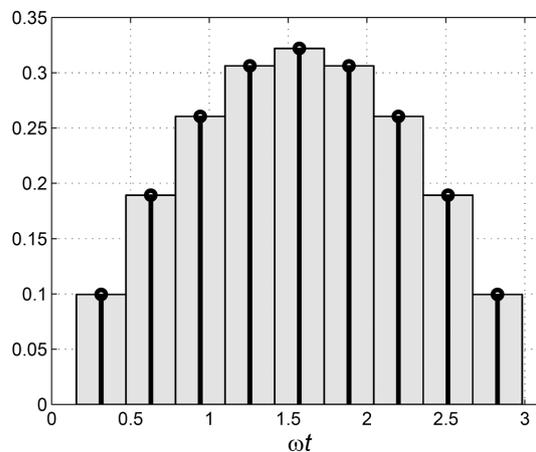
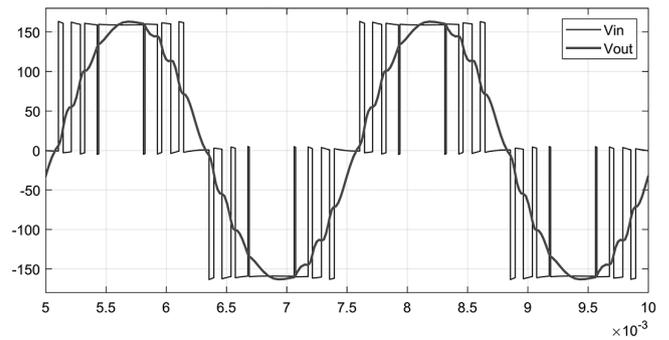
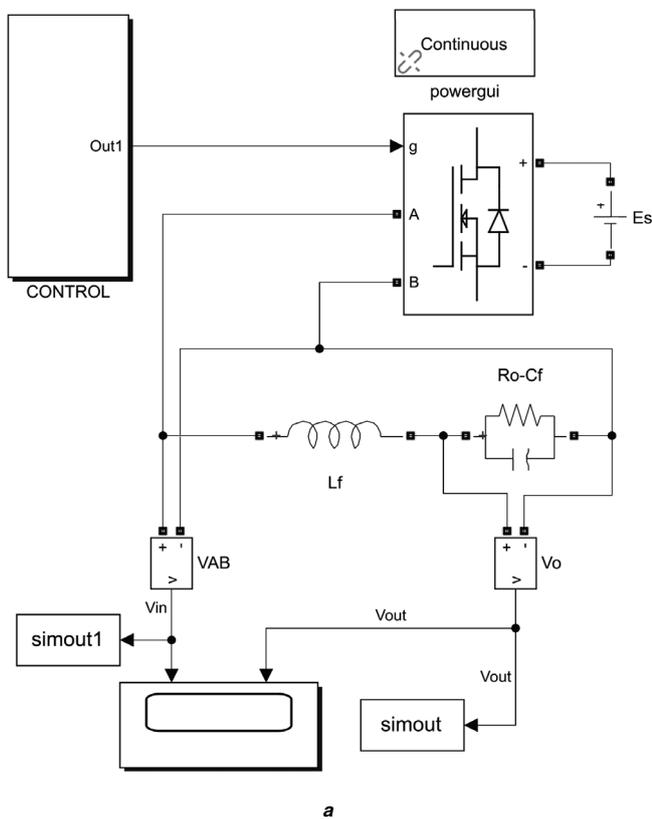
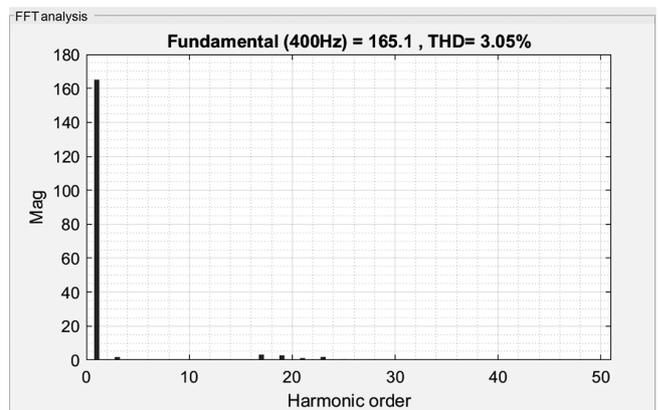
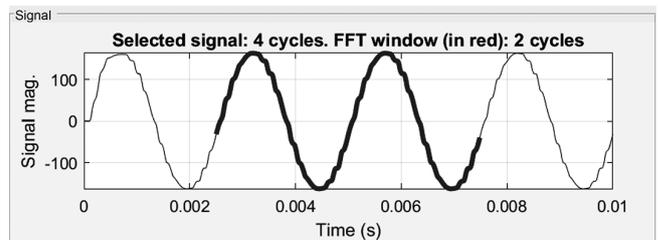


Рис. 10. Ступенчатое напряжение, полученное в мультипликативно-ортогональном базисе



б



в

Рис. 12. Схема модели инвертора (а); напряжения на входе и выходе силового фильтра (б); спектральный состав выходного напряжения инвертора (в)

Заключение

Рассмотренный способ синтеза многоуровневых и многоимпульсных напряжений с улучшенным спектральным составом на основе разложения синусоидальной функции в ряд по мультипликативно-ортогональному базису позволяет находить координаты уровней как многоуровневых напряжений, так и напряжений режима ШИМ (трехуровневых) для их реализации с помощью цифрового управления.

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. 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.
4. 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.
5. 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.
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. *A. M. Trzynadlowski*, "An overview of modern PWM techniques for three-phase, voltage-controlled, voltage-source inverters," in Proc. IEEE Symp. Industrial Electronics ISIE'96, 1996, pp. 25-39.
8. *P. Enjeti and J. F. Lindsay*, "Solving nonlinear equation of harmonic elimination PWM in power control," Electron. Lett., vol. 23, no. 12, pp. 656-657, 1987.
9. *Ахмед Н., Пао К. Р.* Ортогональные преобразования при цифровой обработке сигналов. — М.: Связь, 1980. — 248 с.
10. *Х. Ф. Хармут.* Передача информации ортогональными функциями. — М.: "Связь", 1975. — 272 с.
11. *S. Mallat and G. Peyre.* Orthogonal bandlets for geometric image approximation. Comm. Pure Appl. Math., 61(9): 1173–1212, 2008.
12. *D. Salomon.* Data Compression. Springer. 2007. — 1093 p.
13. *Т. В. Анисимова, А. В. Бокунов, В. В. Крючков.* Сравнительный анализ многоимпульсных выходных напряжений инверторов. — Практическая силовая электроника, 2012, № 2 (46), С. 28–36.
14. *Т. В. Анисимова, В. В. Крючков.* Расчет параметров выходного фильтра инверторов с синусоидальным выходным напряжением. — Практическая силовая электроника, 2012, № 3 (47), С. 6–10.
15. *D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo.* Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice. A John Wiley & Sons, Inc. Publication, 2003.

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.

Е. С. Евдокимов, А. Г. Логачева, А. Н. Хуснутдинов

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СХЕМ ДЛЯ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

*E. Evdokimov, A. Logacheva,
A. Khusnutdinov*

На сегодняшний день исключить такое явление как перенапряжения в электрических сетях невозможно. Повышение напряжения негативно влияет на целостность изоляции электрооборудования, его работу в целом и может привести к серьезным авариям. Существующие схемы защиты оборудования от перенапряжений включают несколько уровней установки защитных устройств: от подстанций до самого прибора. Не всегда устройства верхнего уровня обеспечивают полную защиту конечного оборудования. В таких случаях неотъемлемыми элементами защиты являются устройства защиты от перенапряжений, устанавливаемые непосредственно перед защищаемым оборудованием. При этом серийно выпускаемые устройства не являются универсальными и не подходят для защиты оборудования в некоторых условиях. Ввиду этого многие разработчики и исследователи предлагают авторские схемы защиты. Однако надежность их работы не исследована достаточно полно. Поэтому в данной работе были определены наиболее распространенные схемы устройств защиты от коммутационных перенапряжений для установки непосредственно перед оборудованием. Была реализована сборка данных схем и проведены натурные испытания. Тестируемые устройства на номинальное напряжение 220 В подвергались воздействию повышенного напряжения величиной 300 В, прикладываемого через ЛАТР, и линейному напряжению 380 В. Были выделены достоинства и недостатки испытанных схем устройств, а также даны рекомендации по их дальнейшему использованию.

Ключевые слова: перенапряжения, коммутационные перенапряжения, устройство защиты от перенапряжений, схема устройства, испытание повышенным напряжением.

Experimental Studies of Circuits for Improving Electrical Equipment Surge Protection Devices

It is impossible at present to eliminate such phenomenon as overvoltage in electric networks. Voltage surges negatively affect the integrity of the electrical equipment insulation, its operation as a whole, and can lead to serious emergencies. The existing surge protection schemes for equipment include several levels of protective devices installing: from substations to the equipment itself. The top-level devices do not always ensure overall protection of the end user equipment. In these cases, surge protection devices, being installed immediately prior to the equipment being protected, are an integral part of the protection elements. With this, commercially available equipment is not universal, and it does not fit for equipment protection in certain conditions. For this reason, many designers and researchers propose authorial protection circuits. However, reliability of their operation has not been studied fully enough. Thus, the most commonly encountered structures of the protection devices from switching overvoltage for installing immediately prior to the equipment were identified. These circuits were assembled, and their full-scale testing were performed. The devices under testing with rated voltage of 220 V were being subjected to the higher impact of 300 V value, applied through the laboratory autotransformer, and line-to-line voltage of 380 V. Both merits and demerits of the tested circuits of devices were revealed, and recommendations on their further application were given as well.

Keywords: overvoltage, switching overvoltage, surge protection device, device circuit, overvoltage test.

Проблема перенапряжений в электрических сетях

Перенапряжения в электрических сетях представляют серьезную угрозу для оборудования [1, 2]. Источниками перенапряжений могут служить как природные, так и техногенные факторы, и исключить это явление на данный момент невозможно. Поэтому разрабатываются меры защиты от них. Данные меры включают установку специальных защитных устройств или их комбинаций [3, 4, 5]. Эти устройства позволяют минимизировать негативные последствия повышения напряжения. Негативными последствиями перенапряжений в электрических сетях являются выход из строя оборудования, разрушение его изоляции. Впоследствии создается угроза аварийной ситуации, пожара и угроза человеческой жизни.

Одним из видов перенапряжений, часто возникающих в электрических сетях, являются коммутационные перенапряжения. Причинами их возникновения являются быстрые изменения режимов работы элементов

сети: при срабатывании защитных устройств, при коммутации конденсаторных установок, при отключении электрических машин большой мощности (двигателей, трансформаторов), перекоммутации линий электропередачи [6, 7].

Серийно выпускаемые устройства защиты оборудования от коммутационных перенапряжений

Защита оборудования от коммутационных перенапряжений, как правило, включает несколько ступеней. Они отличаются удаленностью установки устройства защиты от оборудования. Например, для светильника, установленного в помещении цеха, самой удаленной ступенью защиты от перенапряжений является распределительное устройство питающей трансформаторной подстанции либо распределительное устройство на вводе в здание, далее — распределительный щит в цехе, и затем — устройство защиты, установленное непосредственно в точке подключения светильника к сети.

Часто на самом ближайшем уровне защитное устройство представляет собой конструктивно неотделимую часть светильника.

На уровне распределительных устройств ступени электроснабжения напряжением 0,4 кВ [8], либо в составе схем управления [9, 10] для защиты электрооборудования от коммутационных перенапряжений небольшой кратности могут применяться реле контроля напряжения (РКН). Примером такого устройства является доступный на рынке аппарат УЗМ (устройство защиты многофункциональное) производства компании «МЕАНДР» [11]. Данный аппарат совмещает в себе функции реле максимального и минимального напряжения. В зависимости от подключаемого оборудования в трехфазной сети можно использовать трехфазное, либо три однофазных устройства защиты. Использование трехфазного УЗМ целесообразно при критическом влиянии пропадания хотя бы одной из фаз, что возможно при наличии трехфазных приемников. Если на трех фазах распределены однофазные потребители, то можно осуществить подключения через три однофазных устройства защиты. Установка трех однофазных УЗМ позволяет предотвратить обесточивание других потребителей при скачках напряжения или его отсутствии на одной из фаз.

Особенностями применения реле напряжения и приборов на основе него являются:

1. Большое время расцепления может привести к повреждению конечного оборудования от перенапряжения.
2. Не может, как правило, являться заменой УЗИП 2-го класса.
3. Не защищает однофазные приемники от неправильного подключения в трехфазной сети.
4. Для защиты РКН от токов КЗ необходима установка автоматического выключателя.

Среди присутствующего на современном рынке оборудования для защиты от перенапряжения конечного оборудования можно выделить Внешний блок защиты LuxON LC-02 [12] и устройство УЗСК-1000 [13].

Внешний блок защиты LuxON LC-02 является самовосстанавливающейся защитой от перенапряжения в сетях до 0,4 кВ, его основное предназначение — это защита промышленных, осветительных и других электронных приборов. Достоинствами LuxON LC-02 можно считать малые размеры, наличие защитной оболочки с IP65, быстрый безвинтовой монтаж. В качестве недостатков можно рассматривать ограниченную мощность (максимальное значение 150 Вт), отсутствие подстройки напряжения срабатывания, которое при этом может отличаться от модели к модели, возможны помехи на выходе. При длительном нахождении под высоким напряжением LuxON LC-02 выходит из строя из-за перегрева, что создает риск пожара.

Устройство защиты сети комбинированное УЗСК-1000 предназначено для автоматического отключения нагрузки, если величина приложенного напряжения

электросети превысит 255 В. Его достоинства: номинальная мощность нагрузки не более 1,1 кВт; номинальный ток нагрузки не более 5А; диапазон входных напряжений (120–450) В; может быть заменой УЗИП 3-го класса, но при превышении энергии импульса выше номинального значения в УЗСК-1000 сработает одноразовый предохранитель. Недостатками данного устройства можно считать отсутствие возможности подстраивать напряжение срабатывания, время размыкания реле достаточно большое, что может привести к повреждению защищаемого оборудования, при частоте отличной от 50 Гц вероятно некорректная работа. Реле нормально разомкнутое, что повышает общий уровень защиты оборудования. Варистор на входе прижат термоусадочной трубкой к предохранителю (в итоге при нагреве варистора он еще плотнее прижимается к плавкой вставке, что ускоряет срабатывание). Сама схема очень уязвима к колебаниям напряжения при замкнутом контакте реле (контакт реле может привариться и не осуществить размыкание).

Как видно, серийно выпускаемые устройства имеют эксплуатационные ограничения, ни одно из них не является универсальным для защиты оборудования, что делает их повсеместное применение невозможным. В силу этого многими исследователями предпринимаются попытки усовершенствовать существующие схемные и элементные решения аппаратов защиты оборудования от перенапряжений. Наиболее распространенные технические решения устройств защиты оборудования на ближайшем уровне нами были выбраны для исследования [14, 15]. В ходе исследований исходные схемы, предложенные авторами [14, 15], были модифицированы.

Методы исследования и используемое оборудование

Для тестирования схем защиты были проведены испытания двух видов:

1. Увеличение напряжения от 180 до 300 В через ЛАТР. Схема испытательной установки показана на рис. 1.

2. Подключение на линейное напряжение 380 В.

В качестве нагрузки был использован светодиодный светильник мощностью 50 Вт, подключенный через источник вторичного питания. Минимальное входное напряжение блока питания 180 В, максимально допустимое — 264 В.

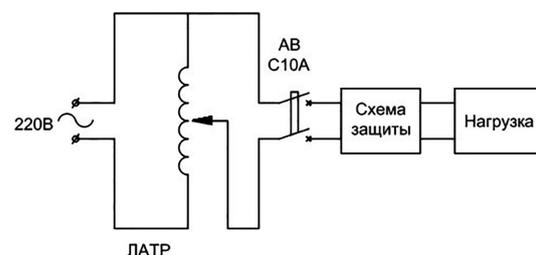


Рис. 1. Схема испытательной установки с ЛАТР

Ввиду отсутствия нулевого защитного проводника и наличия внутри блока питания светильника защитного варистора с напряжением срабатывания 275 В, схемы защиты были модифицированы для обеспечения согласованной работы элементов защиты. Плавкие вставки были заменены двухполюсным автоматическим выключателем с номинальным током 10 А с характеристикой “С”.

Исследуемые схемы устройств защиты оборудования от коммутационных перенапряжений

На рис. 2 представлена схема устройства защиты № 1. Ее достоинствами являются простота, селективность защиты, малые габариты, возможность визуальной проверки работоспособности устройства благодаря наличию световой сигнализации. В то же время данная схема имеет следующие недостатки: во время срабатывания создается короткое замыкание, при недостаточной чувствительности автоматического выключателя перегорает плавкая вставка предохранителя. Нами схема была упрощена и приобрела вид, представленный на рис. 3.

На рис. 4 представлен опытный образец модифицированной схемы устройства защиты № 1. Общий вид испытательной установки для данной схемы представлен на рис. 5.

Вид схемы устройства защиты № 2 представлен на рис. 6. Ее достоинствами являются простота, селективность защиты и малые габариты. Недостатками схемы также является создание режима короткого

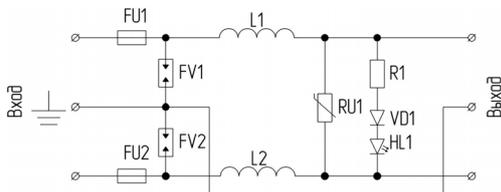


Рис. 2. Схема устройства защиты № 1

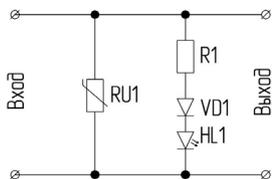


Рис. 3. Модифицированная схема устройства защиты № 1



Рис. 4. Опытный образец модифицированной схемы устройства защиты № 1

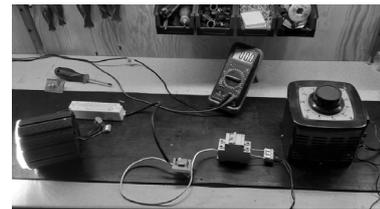


Рис. 5. Испытательная установка со схемой устройства защиты № 1

замыкания при срабатывании, а также перегорание плавкой вставки при недостаточной чувствительности автоматического выключателя.

Для испытаний с учетом отсутствия заземляющего защитного проводника в испытательной установке схема устройства №2 была модифицирована до одного разрядника с напряжением срабатывания 250 В, подключенного параллельно нагрузке. На рис. 7 представлен опытный образец схемы устройства защиты № 2. Общий вид испытательной установки схемы представлен на рис. 8.

Вид схемы устройства защиты № 3 представлен на рис. 9. Достоинствами данной схемы являются селективность защиты, возможность подстройки напряжения срабатывания, может заменить УЗИП 3-го класса,

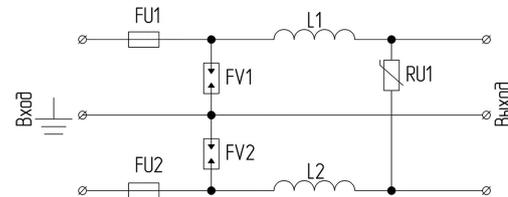


Рис. 6. Схема устройства защиты № 2



Рис. 7. Опытный образец модифицированной схемы устройства защиты № 2



Рис. 8. Испытательная установка с модифицированной схемой устройства защиты № 2

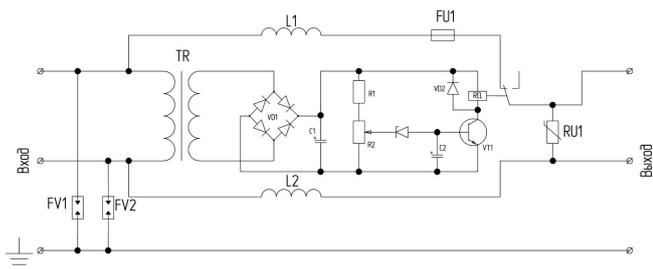


Рис. 9. Схема устройства защиты № 3

наличие гальванической развязки в схеме управления. Среди недостатков можно отметить возможность сваривания контактов реле при срабатывании варистора (для защиты от последствий этого является необходимо устанавливать плавкую вставку).

После модификации схема приобрела вид, представленный на рис. 10.

На рис. 11 представлен опытный образец схемы устройства защиты № 3. Общий вид испытательной установки модифицированной схемы № 3 представлен на рис. 12.

Результаты испытаний

При первичном проведении испытаний без защитных устройств было установлено, что при увеличении

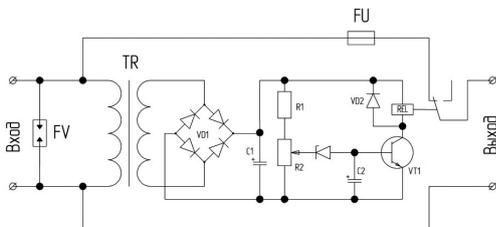


Рис.10. Модифицированная схема устройства защиты № 3

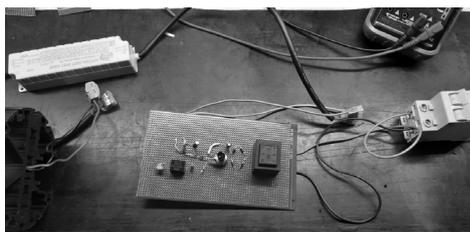


Рис. 11. Опытный образец модифицированной схемы устройства защиты № 3

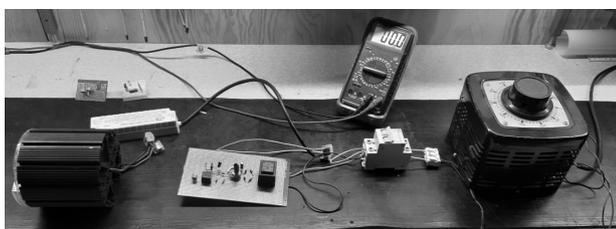


Рис. 12. Испытательная установка со схемой устройства защиты № 3

напряжения происходит пробой варистора в блоке питания и вся входная цепь блока питания выгорает. На рис. 13 показан поврежденный блок питания и его варистор.

В результате экспериментальных исследований схемы устройства защиты № 1 было выявлено, что при увеличении напряжения до 300 В устройство не сработало. При подключении на линейное напряжение 380 В сработал варистор в блоке питания, что привело к его пробитию и выгоранию плавкой вставки (на входе блока питания). Так же наблюдался пробой цепи сигнализации, что привело к короткому замыканию во вторичной цепи и срабатыванию автоматического выключателя. Это может быть связано с несогласованной работой двух варисторов из-за большого разброса характеристик варистора и большого времени срабатывания, либо брака защитного элемента.

Результаты испытаний схемы № 2 показали, что при увеличении напряжения до 300 В срабатывало устройство защиты, что приводило к отключению напряжения автоматическим выключателем. При замене автоматического выключателя на больший по номиналу, срабатывала плавкая вставка и разрывала цепь. Нагрузка не пострадала от перенапряжений. При подключении на линейное напряжение 380 В результат был аналогичен.

В результате испытаний схемы № 3 было установлено, что при увеличении напряжения до 300 В срабатывает устройство защиты, реле отключает нагрузку. Напряжение размыкания реле настраивалось потенциометром. При подключении на линейное напряжение 380 В срабатывал разрядник, закорачивая цепь, и происходило отключение линии автоматическим выключателем. Как и в испытаниях схемы № 2 в данном случае нагрузка не пострадала от перенапряжений.



а



б

Рис. 13. Блок питания светодиодного светильника после подключения на линейное напряжение 380 В: а – внешний вид поврежденного блока питания; б – внешний вид разрушенного варистора

Выводы и рекомендации

Схема устройства защиты № 1 не обеспечивает надежную защиту оконечного оборудования. Наличие двух варисторов повышает вероятность их несогласованной работы из-за большого разброса характеристик. В технической документации допускается сдвиг характеристик варистора $\pm 10\%$, поэтому выбор идентичных по характеристикам устройств затруднителен.

Схемы устройств защиты № 2 и № 3 обеспечивают защиту оконечного оборудования. При этом схема № 3 обладает такими достоинствами, как возможность подстройки напряжения срабатывания и способность заменить УЗИП 3-го класса, а также наличие гальванической развязки в схеме управления.

Таким образом, из рассматриваемых модификаций схем устройств защиты оборудования от коммутационных перенапряжений можно рекомендовать к использованию схему устройства защиты № 3 как наиболее надежную и функциональную.

Литература

1. *Шталова Ю. Ю.* Перенапряжение в сетях низкого напряжения. – Сборник материалов Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов, молодых ученых и специалистов “Энергосбережение и инновационные технологии в топливно-энергетическом комплексе”. 2016. С. 420–423.
2. *Сверкунов Д. Л.* Перенапряжения в сетях среднего и высокого напряжения. – Современные технологии и научно-технический прогресс. 2016. Т. 1. С. 102–103.
3. *Kartavisev V., Afonichev D.* Limiting system for internal overvoltages in rural electrical networks. Vestnik of Voronezh State Agrarian University. 2019. Vol.1. PP.128–134.
4. *Paripovic, Milan.* (2011). Installation of overvoltage protection equipment in electrical installations. 10.1109/TELFOR.2011.6143722.
5. *Goedde G. L., Kojovic Lj. A., Knabe E. S.* Overvoltage protection for distribution and low-voltage equipment experiencing sustained overvoltages. 1999. Vol.2. Pp. 1202 – 1207.
6. *Шпиганович А. Н., Захаров К. Д., Пушница К. А.* Анализ коммутационных перенапряжений при отключении электродвигателей циклических производств. – Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. 2010. № 1. С. 228–231.
7. *Ravlyk N. O., Ravlyk O. M., Sheheda M. S.* Overvoltages in electric networks of own needs of power plants during the commutation of vacuum switches, and their limitations. Tekhnichna Elektrodynamika. 2019. PP. 63–67
8. *Чепелюк А. А.* К вопросу классификации реле напряжения для защиты бытовых однофазных потребителей от недопустимых отклонений напряжения в питающей сети. – Вісник Національного технічного університету ХПІ. Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. 2014. № 41 (1084). С. 25–36.
9. *Мазуха Н. А.* Увеличение возможностей защиты асинхронного электродвигателя кран-балки при обрыве фазы питающей сети. – Новые технологии и технические средства для эффективного развития АПК. Материалы национальной научно-практической конференции Воронежского государственного аграрного университета им. императора Петра I. Под общей редакцией О. М. Костикова, А. В. Божко. 2019. С. 197–201.
10. *Мазуха Н. А., Мазуха А. П., Афоничев Д. Н.* Схема управления двигателем погружного водяного насоса с улучшенной защитой. – Роль аграрной науки в развитии АПК РФ (материалы международной научно-практической конференции, посвященной 105-летию ФГБОУ ВО Воронежский государственный аграрный университет им. Императора Петра I). 2017. С. 95–99.
11. Устройство защиты многофункциональное УЗМ-51М, УЗМ-50М, УЗМ-16. Сайт производителя Электротехническая Компания МЕАНДР [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.meandr.ru/uzm-51m> (дата обращения: 14.03.2020).
12. Внешний блок защиты LuxON™ LC-02. Сайт производителя ООО “ЛюксОН” [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.luxon.su/products/dop/detail.php?ID=5215> (дата обращения: 14.03.2020).
13. Инновационное устройство защиты сети. Сайт производителя TSC LUCH [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://svetilnikirossii.ru/o-kompanii/novosti/innovacionnoe-ustrojstvo-zashhityi-seti.html> (дата обращения: 14.03.2020).
14. Устройства защиты аппаратуры от повышенного напряжения в сети. Режим доступа: <http://electro-tehnyk.narod.ru/docs/zachita.htm> (дата обращения: 10.03.2020).
15. АКА KASYAN. Самодельное устройство, которое продлит жизнь бытовых приборов. Режим доступа: <https://ctrl.info/2018/08/06/samodelnoe-ustrojstvo-kotoroe-prodlit-zhizn-bytovyih-priborov/> (дата обращения: 10.03.2020).

Евдокимов Евгений Сергеевич, аспирант кафедры “Автоматизированные системы сбора и обработки информации”, ФГБОУ ВО “Казанский национальный исследовательский технологический университет”, тел.: +7(960) 078-94-12, e-mail: redvit95@mail.ru;

Логачева Алла Григорьевна, к. т. н., доцент кафедры “Электроснабжение промышленных предприятий”, ФГБОУ ВО “Казанский национальный исследовательский технологический университет”, тел.: +7(960) 054-68-29, e-mail: logacheva.alla@yandex.ru;

Хуснутдинов Азат Назипович, старший преподаватель кафедры “Электротехнические комплексы и системы”, ФГБОУ ВО “Казанский государственный энергетический университет”, тел.: +7(950) 311-31-60, e-mail: khusnutdinov.an.kgeu@mail.ru.

К. Я. Шабо, А. Е. Мельников

ПОСТРОЕНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОДНИМ КАНАЛОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ОБЩЕЙ ЗАДАЮЩЕЙ МОДЕЛЬЮ

Shabo Kamil Yakub,
A. E. Mellnikov

Многодвигательные электроприводы – это наиболее сложные электромеханические системы. Выбор системы управления электроприводом зависит от разного рода дестабилизирующих факторов, обусловленных нелинейными характеристиками управляемых преобразователей и электрических машин, ограниченной точностью изготовления и конечной жесткостью элементов кинематических цепей, сложной природой технологических процессов, а также неполнотой априорной информации о параметрах и свойствах объекта управления. Оптимизация системы управления многодвигательным электроприводом заключается в изменении нагрузки в функции положения рабочего органа. Это осуществляется путем оптимального распределения нагрузки между двигателями. Кроме этого, при исследовании системы управления, целесообразно аналитически оценить возможные погрешности в линеаризованной системе, связанные с пренебрежением малыми коэффициентами в характеристическом уравнении замкнутой системы, а также с учетом внутренней обратной связи двигателя. В работе предложена модель функционирования контура тока, включая случай работы при малых токах в релейном режиме. Построен алгоритм, позволяющий легко исследовать любую линейную систему, представленную дробно-рациональными передаточными функциями.

Ключевые слова: многодвигательные электроприводы, системы управления, обратные связи, алгоритм.

Elaborating and Studying Combined Control System for One Channel of Electric Motor Drive with Common Master Model

Multi-motor drives are the most complex electromechanical systems. Selection of electric motor drive control system depends on various destabilizing factors, stipulated by nonlinear characteristics of controlled converters and electric motors, limited accuracy of manufacturing and finite rigidity of kinematic chains elements, complex nature of technological processes, as well as incomplete a priori information on parameters and features of the controlled object. Optimization of the multi-motor drive control system consists in load changing versus the actuating member position. This is being achieved by optimal load distribution among the motors. Besides, it seems appropriate to evaluate analytically the possible inaccuracies in the linearized system, associated with small coefficients neglecting in characteristic equation of the closed-loop system, as well as ignoring the motor internal feedback. The presented work proposes a model of the current loop functioning, including the case of operation at low currents in the on-off mode. The authors developed and algorithm allowing easy studying of any linear system represented in the form of fractional rational transfer functions.

Key words: multi-motor electric drives, control systems, feedbacks, algorithm.

Для исследования многодвигательного электропривода необходимо составить структурную схему алгоритмов функционирования задающей модели (ЗМ) и подсистем ПС1 и ПС2, в которые входят линейные динамические звенья (интегрирующие, пропорционально-интегральные и апериодические первого порядка). Для реализации численно-аналитического

метода моделирования путем решения дифференциальных уравнений при ненулевых начальных условиях эти звенья описываются алгоритмическими уравнениями, приведенными в табл. 1.

Здесь $U_1(N)$, $U_2(N)$, $U_3(N)$ – численные значения входной U_1 , выходной U_2 и промежуточной U_3 переменных, соответствующие N -му шагу интегрирования

Таблица 1

| Тип звена | Передаточная функция $U_2(p)/U_1(p)$ | Алгоритмическое уравнение |
|------------------------------|--------------------------------------|---|
| Интегрирующее | $\frac{K}{P}$ | $U_2(N) = U_2(N-1) + \frac{U_1(N) + U_1(N-1)}{2} \cdot KT$ |
| Пропорционально-интегральное | $\frac{T_0 P + 1}{T_i P}$ | $U_3(N) = U_3(N-1) + \frac{U_1(N) + U_1(N-1)}{2} \cdot \frac{T}{T_i}$ $U_2(N) = U_3(N) + U_1(N) \cdot \frac{T_0}{T_i}$ |
| Апериодическое | $\frac{K}{T_1 P + 1}$ | $U_2(N) = \frac{U_1(N) - U_1(N-1)}{2}$ $\left(1 - e^{-\frac{T}{T_1}}\right) + U_2(N-1)e^{-\frac{T}{T_1}}$ |

(вычисленные за время $t = NT$), $U_1(N - 1)$, $U_2(N - 1)$, $U_3(N - 1)$ – значения этих переменных, полученные за время $t = (N - 1)T$.

Приведенные на рис. 1 и 2 структурные схемы отличаются от известных учетом влияния прерывистых токов тиристорных преобразователей в области малых нагрузок на режимы работы системы. Это должно учитываться при составлении структурной схемы алгоритмов. На схемах рис. 1 и 2:

K_n, K_c, K_r – коэффициенты передачи обратной связи по положению, скорости и току соответственно;

C_d – коэффициент пропорциональности ЭДС и момента двигателя;

K_1, K_2 – коэффициенты интегрирующих звеньев ЗМ; БФСН – блок формирования статических нагрузок; T_μ – постоянная времени тиристорного преобразователя;

T_m, T_σ – электромеханическая и электромагнитная постоянные времени.

Следует учитывать, что в рассматриваемой системе электропривода точность отработки заданных воздействий представляет особое значение. Неправильно распределение нагрузок между двигателями может привести к аварийной ситуации, связанной с проскальзыванием тягового органа по ведущим шкивам трения. Поэтому, кроме исследования системы управ-

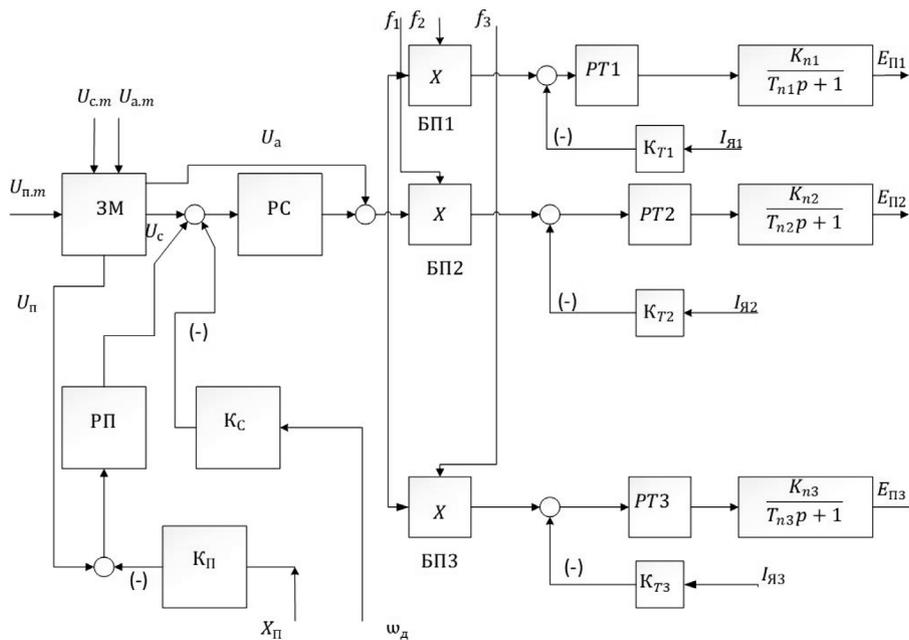


Рис. 1. Структурная схема первой подсистемы электропривода

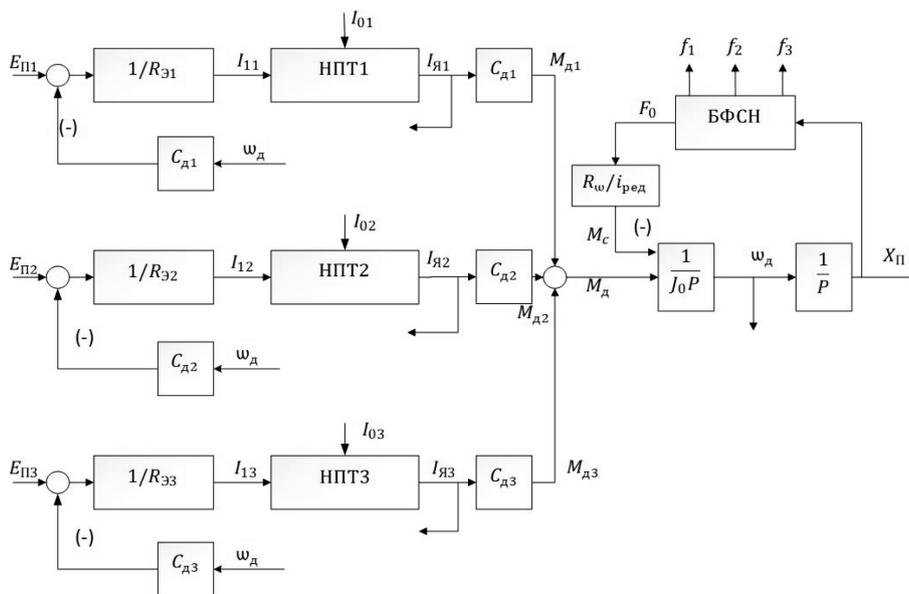


Рис. 2. Структурная схема второй подсистемы электропривода

ления как нелинейной, целесообразно аналитически оценить возможные погрешности в линеаризованной системе, связанные с пренебрежением малыми коэффициентами в характеристическом уравнении замкнутой системы, а также с учетом внутренней обратной связи по ЭДС двигателя.

Рассмотрим второй канал управления, в котором коэффициент f_2 во всем диапазоне изменения нагрузок остается практически постоянным и, следовательно, блок перемножения БП2 можно исключить. Узел, учитывающий наличие прерывистых токов при малых нагрузках можно также не учитывать, если рассматривать привод, нагруженный номинальной нагрузкой. Управляющие воздействия U_c и U_a приведем к сигналу $U_{п.}$, перенеся точки присоединения этих воздействий на выход ЗМ.

Для получения схемы, соответствующей комбинированному управлению с одним прямым каналом, перенесем воздействие U_a в узел суммирования сигналов U_c и $U_{с.д.}$ (рис. 1).

В результате таких преобразований получим линеаризованную систему управления одним электродвигателем (рис. 3).

Поскольку передаточная функция объекта контура положения имеет вид

$$W_{о.п.}(p) = \frac{U_{п.д}}{U_1(p)} = \frac{K_{п.} / K_c}{p(4T_{\mu}p + 1)},$$

а суммарная передаточная функция прямых компенсирующих каналов

$$W_k(p) = \frac{4p^2 C_{д.} T_{\mu} K_c K_4}{JK_1 K_2 K_T} + \frac{K_3 p}{K_2} = \frac{K_3 p}{K_2} \left(\frac{4p C_{д.} T_{\mu} K_c K_4}{JK_3 K_1 K_T} + 1 \right), \quad (1)$$

то для компенсации инерционности объекта управления системы нужно определить коэффициенты K_3 и K_4 из равенств:

$$\frac{K_3}{K_2} = \frac{K_c}{K_{п.}}; \quad \frac{K_c C_{д.} K_4}{JK_3 K_1 K_T} = 1,$$

откуда

$$K_3 = \frac{K_2 K_c}{K_{п.}} = 1; \quad K_4 = \frac{JK_3 K_1 K_T}{K_c C_{д.}}$$

Таким образом, окончательно комбинированная система управления с задающей моделью второго порядка будет иметь вид, показанный на рис. 4.

Полная передаточная функция замкнутой системы управления положением с учетом фильтра на входе регулятора положения и внутренней обратной связи по ЭДС двигателя:

$$W_{з.п.}(p) = \frac{x(p)}{U_{п.}(p)} = \frac{b_0 p + 1}{K_{п.} (a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4)}, \quad (2)$$

где

$$a_0 = 128T_{\mu}^2 T_1^2; \quad a_1 = 128T_{\mu}^2 T_2^2; \quad a_2 = 128T_{\mu}^2; \quad a_3 = b_0 = T_{\Theta};$$

$$a_4 = 1; \quad T_1^2 = \frac{8T_{\mu}^2 T_{M1}^2}{T_M}; \quad T_2^2 = 8T_{\mu}^2 T_M + T_{\Theta}; \quad T_{M1} = \frac{T_{\Theta}}{2T_{\mu}} + T_M.$$

Исследование переходных процессов на ЭВМ удобно выполнять, если представить передаточную функцию (2) схемой в переменных состояния методом прямого программирования. Для этого выражения (2) запишем в таком виде

$$\frac{x_{п.}(p)}{U_{п.}(p)} = \frac{b_0 p^{-3} + p^{-4}}{1 + A_1 p^{-1} + A_2 p^{-2} + A_3 p^{-3} + A_4 p^{-4}},$$

где $A_1 = a_1/a_0$; $A_2 = a_2/a_0$; $A_3 = a_3/a_0$; $A_4 = a_4/a_0$, и составим соответствующую структурную схему, обозначив $U_{вых} = X_{п.}$, $U_{вх} = U_{п.}$ (рис. 5).

Поскольку при ненулевых условиях согласно преобразованию Карсона-Хевисайда

$$\frac{d^n x_n}{dt^n} = p^n X_n(p) - p^n X_n(0) - p^{n-1} X_{n-1}(p) - \dots - p X_1(0),$$

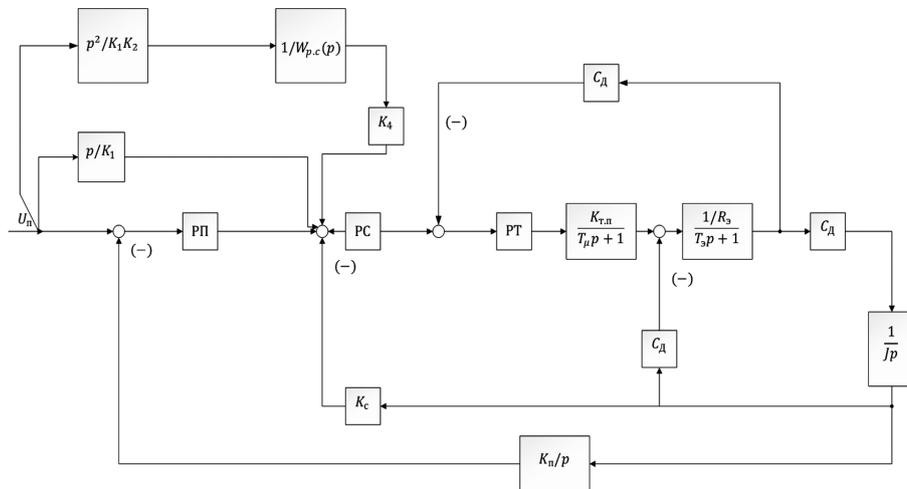


Рис. 3. Комбинированная система управления электродвигателем

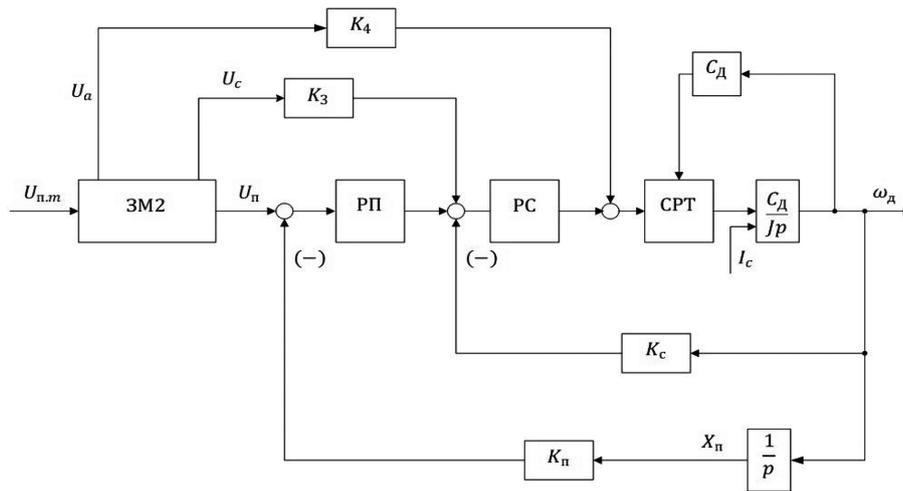


Рис. 4. Комбинированная система управления с ЗМ

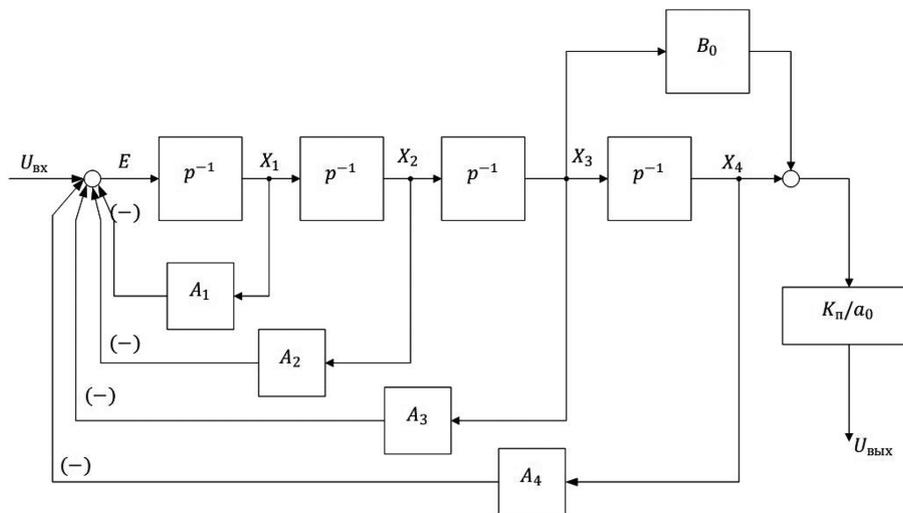


Рис. 5. Представление передаточной функции замкнутой системы схемой в переменных состояния

то для одного шага интегрирования T переменные состояния в соответствии со схемой рис. 5 определяются так:

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= X_1(0) + ET; \\ X_2 &= X_2(0) + X_1(0) + \frac{ET^2}{2}; \\ X_3 &= X_3(0) + X_2(0)T + \frac{X_1(0)T^2}{2} + \frac{ET^2}{6}; \\ X_4 &= X_4(0) + X_3(0)T + \frac{X_2(0)T^2}{2} + \frac{X_1(0)T^3}{6} + \frac{ET^4}{24}, \end{aligned} \right\} (3)$$

где x_i – значения переменных на N -ом шаге интегрирования; $x_i(0)$ – значения этих переменных на предыдущем шаге.

Структурная схема алгоритма определения переходных процессов на ЭВМ приведена на рис. 6.

По алгоритму такого вида легко исследуется любая линейная система, представленная дробно-рациональными передаточными функциями.

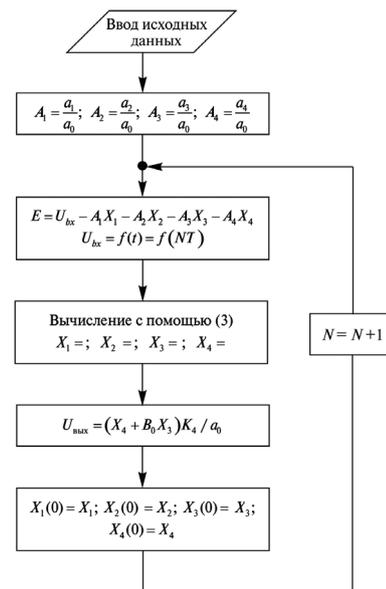


Рис. 6. Структурная схема алгоритма определения переходных процессов на ЭВМ

Заключение

При моделировании электропривода как сложной электромеханической системы на ЭВМ наиболее удобным и точным методом описания таких систем в дискретном виде является численно-аналитический метод.

Учитывая, что в электроприводах со статическими преобразователями имеется область прерывистых токов, то в системах со знакопеременными нагрузками эта особенность должна учитываться. В работе предложена модель функционирования контура тока при переходе из области непрерывного тока в прерывистый и обратно для случая работы при малых токах в релейном режиме.

Литература

1. *Шабо К. Я.* Системы оптимального управления позиционным тиристорным электроприводом с многоканальной задающей моделью, 2015 – 56 с.
2. *Чермалых В. М., Афанасьев Ю. А., Чермалых Т. В.* Построение адаптивных систем позиционного управления электроприводами машин и установок. – Изв. вузов. Горный журнал. 1992. № 10. С. 73–77.
3. *Алтухов Е. И., Чермалых Т. В.* Алгоритмическое обеспечение микропроцессорного управления машинами и установками циклического действия. – Вестник Киевского политехн. ин-та. Горн. электромеханика и автоматика. 1993. – Вып. 2. С. 20–29.
4. *Куо Б.* Теория и проектирование цифровых систем управления. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.
5. *Диткин В. А., Прудников А. П.* Справочник по операционному исчислению. – М.: Высшая школа, 1965. – 466 с.
6. *Уткин В. И.* Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. – М.: Наука, 1981. – 368 с.
7. *Борцов Ю. А., Юнгер И. Б.* Автоматические системы с разрывным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 168 с.

Шабо Камил Якуб, к.т.н., Технический институт (филиал) ФГАОУ ВО «Северо-Восточный федеральный университет им. М. К. Аммосова». г. Нерюнгри, e-mail: kamil.shabo@bk.ru;

Мельников Андрей Евгеньевич, канд. геол.-минерал. наук., с. н. с. лаборатории инженерной геокриологии ФГБУН «Институт мерзлотоведения им. П.И. Мельникова» СО РАН (г. Якутск).

Е. В. Скиданова

ПРИМЕНЕНИЕ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ ДЛЯ КАРДИОСТИМУЛЯТОРОВ

E. V. Skidanova

В статье представлен анализ существующих методов беспроводной передачи энергии с точки зрения возможности их применения в кардиостимуляторе. Рассматриваются достоинства и недостатки каждого метода наряду с вопросом безопасности и комфорта пациента. На основе проведенного анализа сделаны выводы о целесообразности применения каждого метода.

Ключевые слова: беспроводная передача энергии, электрокардиостимулятор, передача энергии имплантатам.

Wireless energy transfer application for cardiostimulators

The article presents the analysis of the state-of-the-art techniques of the wireless energy transfer from the viewpoint of their application for cardiostimulators. Pros and contras of each technique are being considered alongside with the issue of the patient's safety and comfort. Based on the performed analysis inferences are drawn on the expediency of each method application.

Key words: wireless power transfer, pacemaker, power transfer to implants.

Для современных кардиостимуляторов характерна проблема конечного срока службы батареи. Для ее замены требуется проведение оперативного вмешательства, сопряженного с определенными экономическими затратами. Также стоит учитывать увеличивающуюся продолжительность жизни и улучшение ее качества благодаря развитию медицины, фармакологии и биотехнологий. В результате возникает необходимость обеспечения высокого уровня жизни пациентов с кардиостимуляторами [1, 2]. Особенно остро проблема необходимости периодических оперативных вмешательств затрагивает детей с неокончательно сформированной иммунной системой и людей пенсионного возраста, для которых важно постоянное сохранение мобильности для исключения дальнейших проблем с опорно-двигательным аппаратом. Стоит отметить, что для пожилых людей характерно снижение упругости мышц, и соответственно, стенок сосудов, что требует большего внимания и опыта со стороны хирурга.

Кроме того, с техническим прогрессом имплантируемые устройства становились миниатюрнее, что делает их имплантацию менее травматичной и способствует благоприятной реабилитации. Желание продлить срок службы кардиостимуляторов является причиной сохранения габаритов батареи, в результате чего она является самым громоздким элементом устройства.

Одним из возможных путей решения данной проблемы является использование технологии беспроводной передачи энергии, все более прочно входящей в нашу повседневную жизнь.

Особенности передачи энергии кардиостимуляторам

Кардиостимулятор представляет собой устройство, регулирующее частоту сердечного ритма при его нарушении путем генерации электрических импульсов. Он представляет собой аппарат, состоящий из чипа,

управляющего генерацией импульсов, аккумулятора и электродов. Как правило, аккумулятор и чип размещают в титановом корпусе, имплантируемом в верхней части грудной клетки, а электроды проводят в камеры сердца.

Ограничения накладываются на применение данной технологии, в первую очередь, из соображений безопасности. Так, массогабаритные характеристики имплантата не должны быть выше 5% от массы тела человека [3], а увеличение температуры контактирующих с имплантатом тканей не должно превышать 2°C [4]. Из первого требования вытекает необходимость миниатюризации имплантатов для минимизации механического воздействия на ткани организма, из второго – необходимость уменьшения рассеивания энергии при передаче энергии. Так же, стоит учитывать, что в отличие от подзарядки внешних беспроводных устройств, обеспечить постоянство расстояния между приемником и источником энергии в биологической среде невозможно.

Резонансная индуктивная связь ближнего поля

Принцип беспроводной передачи энергии методом резонансной индуктивной связи в ближнем поле основан на законе электромагнитной индукции: передающая катушка TX, расположенная вблизи кардиостимулятора на поверхности кожи, генерирует изменяющееся во времени электромагнитное поле, которое индуцирует электродвижущую силу в приемной катушке RX, расположенной непосредственно в самом кардиостимуляторе (рис. 1).

Индукцированная ЭДС определяется как:

$$\varepsilon = \oint_{\partial\Sigma} \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \frac{d}{dt} \int_{\Sigma} \vec{B} \cdot d\vec{A}, \quad (1)$$

где Σ – поверхность, ограниченная приемной катушкой; \vec{E} – электрическое поле; $d\vec{l}$ – векторный элемент контура $\partial\Sigma$; $d\vec{A}$ – плотность магнитного потока через

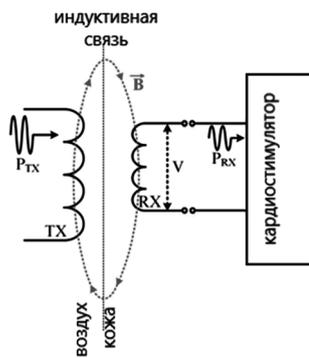


Рис. 1. Схема беспроводной передачи энергии индуктивной связью в ближней зоне

приемную катушку, а $d\vec{A}$ – элемент вектора площади поверхности.

Как видно из (1) для достижения наибольшего значения ЭДС требуется увеличение размеров катушек и уменьшение расстояния между ними. Геометрические параметры приемной катушки ограничиваются требованиями комфорта и безопасности пациента, поэтому передающая и принимающая катушки, поэтому для увеличения значения передаваемой мощности используют резонансную настройку [5].

Максимально достижимый коэффициент передачи по мощности KV при оптимальных условиях нагрузки [6]:

$$KV = \left(1 + \frac{1}{r} + \frac{2 + r + r^{-1}}{k^2 Q_{TX} Q_{RX}} \right)^{-1},$$

где Q_{TX} , Q_{RX} – добротности передающей и приемной катушек, k – коэффициент связи, а значение r определяется по формуле

$$r = \sqrt{\frac{1 + k^2 Q_{TX} Q_{RX}}{1 + k^2 Q_{TX} Q_{RX}^{-1}}}.$$

Достоинствами данного способа беспроводной передачи энергии являются его хорошо изученное влияние на организм человека [7] и относительно низкий уровень нагрева тканей организма человека из-за преобладания потерь в катушке над потерями в тканях. Так же расстояние 2–3 см [5, 6], на которое может быть передана энергия при данном методе передачи энергии, является достаточным для передачи энергии имплантатам.

К недостаткам можно отнести:

- высокую степень чувствительности к смещениям приемной и передающей катушек друг относительно друга из-за нахождения одной из них в подвижной среде организма [8];

- невозможность достижения максимальной эффективности передачи энергии на всем протяжении работы из-за того, что расчет производится для определенного постоянного значения нагрузки, а кардиостимулятор продолжает импульсно передавать

энергию тканям сердца, представляя собой переменную нагрузку для схемы беспроводной передачи энергии в ближней зоне.

Все вышесказанное позволяет сделать вывод о том, что применение резонансного индуктивного метода для беспроводной передачи энергии кардиостимулятору является достаточно безопасным, но сложным в реализации. Кроме того, необходимость нахождения баланса между размерами принимающей катушки и КПД передаваемой мощности не способствует дальнейшей миниатюризации имплантата.

Ультразвуковая передача энергии

При передаче энергии ультразвуковым способом используют распространяющиеся в среде ультразвуковые волны (частота выше 20 кГц). В случае передачи энергии имплантату в качестве такой среды выступают ткани тела, непосредственно прилегающие к имплантированному устройству. Схема передачи ультразвуковой энергии показана на рис. 2. В качестве передатчика энергии выступает ультразвуковой генератор, который в результате электрического возбуждения генерирует колебания, создающие поле акустического давления в диапазоне частот от 200 кГц до 1,2 МГц (2). Принимающее устройство представляет собой пьезоэлектрический преобразователь, имплантированный внутрь тела и преобразующий акустическую энергию обратно в электрическую энергию [9]. При этом передача энергии должна осуществляться в пределах основного лепестка излучения УЗ-генератора.

Поле давления P в точке наблюдения $L(x, y, z)$:

$$P(x, y, z, t) = \frac{jk\rho_0 c_0 u_0}{2\pi} e^{i\omega t} \int_S \frac{e^{-ikR}}{R} dS, \quad (2)$$

где R – расстояние от бесконечно малого точечного источника до точки наблюдения; u_0 – амплитуда скорости колебаний; c_0 – фазовая скорость волны; ρ_0 – плотность среды; ω – угловая частота, а k – волновое число.

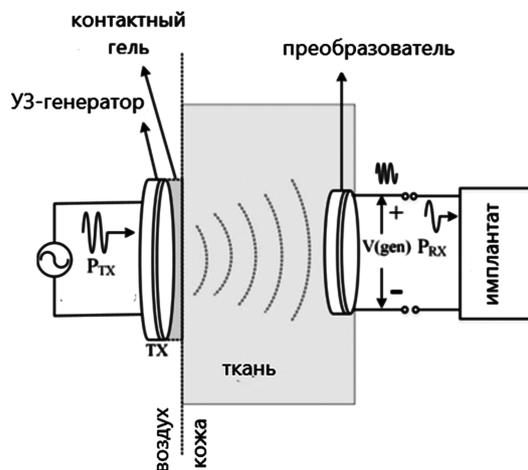


Рис. 2. Схема ультразвуковой передачи энергии

Эффективность передачи мощности данной линии обычно зависит от множества факторов, таких как потери в преобразователе, величина мощности, принимаемой приемником, потери в тканях, потери в слое согласования акустического импеданса. Для достижения максимальной пропускной способности датчик должен работать вблизи своей резонансной частоты. Частота резонанса зависит от геометрии преобразователя и характеристик материала, из которого он изготовлен. Резонанс возникает на частотах, на которых толщина преобразователя кратна половине акустической длины волны и определяется формулой:

$$fr[Hz] = \frac{N_f}{t},$$

где N_f – постоянная частоты, t – толщина преобразователя.

Достоинством данного метода передачи энергии, в первую очередь, является глубина, на которую энергия может быть передана. В [10] представлена ультразвуковая линия передачи энергии, позволяющая достичь глубины имплантации 85 мм.

К недостаткам можно отнести:

– возможное провоцирование обострения патологического процесса в тканях при краткосрочном (2–15 минут) УЗ-воздействии [11–13], а так же отсутствие полной картины длительного и периодического УЗ-воздействия на ткани;

– возможность использования данного метода только для определенных участков тела из-за высокого акустического сопротивления некоторых тканей и, как следствие, ослабления акустического давления. Акустический импеданс может быть настолько высоким (как в костях), что почти вся энергия ультразвуковой волны будет отражаться (табл. 1).

Из последнего видно, что использование ультразвуковой энергии для передачи энергии кардиостимулятору будет затруднено в случае имплантации кардиостимулятора в заключичную область, а также вследствие необходимости дальнейшего исследования безопасности данного метода для длительной эксплуатации.

Беспроводная передача энергии в средней зоне

Метод беспроводной передачи энергии в средней зоне основан на пересмотре и анализе существующего математического аппарата, лежащего в основе анализа беспроводной передачи энергии [16]. В то время

как передача энергии в ближней зоне на расстояние в 2–3см осуществляется при очень низком КПД на частотах, обычно равным десяткам МГц, новый подход предлагает принципиально новое решение, при котором передача энергии возможна на большие расстояния (до 6см) при частотах, равным единицам ГГц. При этом пересматривается сам подход к конструкции кардиостимулятора. Появляется возможность его размещения непосредственно в камере сердце в зоне, которой необходима стимуляция электрическими импульсами. Стоит отметить, что достижение такого результата обеспечивается точному подбору оптимальной частоты (3) передачи энергии для различных многослойных структур, что способствует фокусировке передаваемых волн на приемной катушке, имплантированной внутрь ткани (рис. 3):

$$f_{opt} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c\sqrt{\epsilon_{r0}}}{\tau d(\epsilon_{r0} - \epsilon_{\infty})}}, \tag{3}$$

где τ – постоянная времени релаксации ткани, d – расстояние между приемником и источником энергии, c – скорость света в вакууме, $\epsilon_{r0}, \epsilon_{\infty}$ – относительная диэлектрическая проницаемость ткани при постоянном токе и переменном токе бесконечно большой частоты.

Коэффициент передачи по мощности, в случае миниатюрности приемного устройства аппроксимируется:

$$KV \approx \frac{|Z_{12}|^2}{4R_1R_2},$$

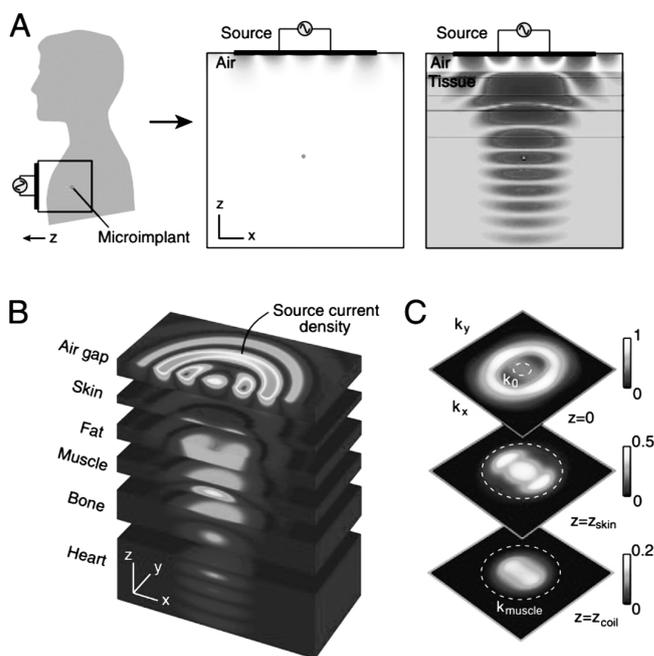


Рис. 3. Беспроводная передача энергии с использованием схемы питания в средней зоне: А – схема для передачи энергии миниатюрному приемному устройству, имплантированному на внутреннюю стенку сердца; магнитное поле (в центре) в воздухе и (справа) в многослойной ткани. В – послойное изображение магнитного поля в различных слоях ткани. С – пространственные частотные спектры на срезах [17]

Таблица 1. Акустическое сопротивление тканей организма [14, 15]

| Ткань | Акустическое сопротивление Z, Па · с/м ² |
|---------------|---|
| Кожа | 1,99 · 10 ⁶ |
| Жировая ткань | 1,34 · 10 ⁶ |
| Кость | 7,80 · 10 ⁶ |
| Мышцы | 1,71 · 10 ⁶ |
| Кровь | 1,65 · 10 ⁶ |

где Z_{mn} – параметры сопротивления сети и оконечной нагрузки двухпортовой системы.

Достоинством данного метода является возможность глубокого расположения кардиостимулятора (до 6 см [17]), а также возможность его миниатюризации, применение кардиостимуляторов принципиально новой конструкции, которая исключает вероятность образования фиброза проводов электродов в вене.

К недостаткам относятся:

– низкий уровень передаваемой мощности (порядка десятков мВт);

– наличие клинических испытаний только для острых испытаний данного метода [18] и отсутствие клинических исследований безопасности длительного применения данного метода передачи энергии.

Таким образом, можно сделать вывод, что применение передачи энергии в средней зоне, несмотря на существующие недостатки, благодаря дальнейшим достижениям в области электроники со сверхнизким потреблением [19] является одной из перспективных технологий.

Заключение

В статье приведен обзор на существующие методы беспроводной передачи энергии в контексте возможности их применения для беспроводной передачи энергии кардиостимуляторам. Из которого можно сделать следующие выводы:

1) наиболее перспективным с точки зрения минимизации оперативного вмешательства, а так же улучшения качества жизни пациентов является беспроводная передача энергии в средней зоне, хотя данный метод требует дальнейших исследований безопасности его применения;

2) наиболее изученным в отношении безопасности пациента является резонансная индуктивная передача энергии в ближней зоне, хотя данный метод не позволяет уменьшить массогабаритные характеристики корпуса кардиостимулятора;

3) ультразвуковая передача энергии, несмотря на отсутствие полной картины безопасности долгосрочной эксплуатации, может стать решением для питания кардиостимулятора, имплантированного людям с избыточным весом.

Литература

1. R. G. Hauser, "The growing mismatch between patient longevity and the service life of implantable cardioverter-defibrillators," *Journal of the American College of Cardiology*, vol. 45, no. 12, pp. 2022–2025, 2005.
2. Neuzner J., "The mismatch between patient life expectancy and the service life of implantable devices in current cardioverter-defibrillator therapy: a call for larger device batteries." *Clinical Research in Cardiology : Official Journal of the German Cardiac Society*, 19 Feb 2015, 104(6):456-460.
3. R. U. Khabriev, "Guide to the Experimental (Preclinical) Study of New Pharmacological Agents", *Meditina Publ.*, 2005. 832 p.
4. Seese T. M., Harasaki H., Saidel G. M., Davies C. R. Characterization of Tissue Morphology, Angiogenesis, and Temperature in the Adaptive Response of Muscle Tissue to Chronic Heating. *Laboratory Investigation*, 1998, vol. 78, iss. 12, pp. 1553–1562.
5. R. Jegadeesan and Y.-X. Guo, "Topology selection and efficiency improvement of inductive power links," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 10, pp. 4846–4854, 2012.
6. M. Zargham and P. G. Gulak, "Maximum achievable efficiency in near-field coupled power-transfer systems," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 6, pp. 228–245, June 2012.
7. J. F. Patrick, P. A. Busby, and P. J. Gibson, "The development of the nucleus freedom cochlear implant system," *Trends in Amplification*, vol. 10, no. 4, 2006.
8. G. Monti, L. Corchia, L. Tarricone, "Misalignments issues in WPT links for medical implants," *EMF-Med 1st World Conference on Biomedical Applications of Electromagnetic Fields (EMF-Med)*, 2018.
9. S. Ozeri and D. Shmilovitz, "Ultrasonic transcutaneous energy transfer for powering implanted devices," *Ultrasonics*, vol. 50, no. 6, pp. 556–566, 2010
10. D. Shmilovitz, S. Ozeri, C.-C. Wang, and B. Spivak, "Noninvasive control of the power transferred to an implanted device by an ultrasonic transcutaneous energy transfer link," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 61, pp. 995–1004, April 2014.
11. Короченец В. И., Коваль В. Т., Шабанов Г. А., Рыбченко А. А., Волков А. И., Гарасев И. В. Проблемы исследования эффектов воздействия ультразвукового излучения на организм человека. – *Известия ЮФУ. Технические науки*. 2012. № 9, С. 210–214.
12. Bachtold M.R., Rinaldi P.C., Jones J.P., Reines F., Price L.R. Focused ultrasound modifications of neural circuit activity in a mammalian brain. *Ultrasound Med. Biol.* – 1998. – № 24. – P. 557-565.
13. Fry F. J., Ades H. W., Fry W. J. Production of reversible changes in the central nervous system by ultrasound. *Science*. 1958. – No 127. PP. 83-84.
14. Duck F. A., *Physical Properties of Tissue*, Academic Press, London, 1990.
15. Duck F. A., Propagation of sound through tissue, in *The Safe Use of Ultrasound in Medical Diagnosis*, ter Haar G and Duck FA, editors, British Institute of Radiology, London, 2000, pp. 4 – 15.
16. A. S. Y. Poon, S. ODriscoll, and T. H. Meng, "Optimal operating frequency in wireless power transmission for implantable devices," in *Proc. Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol.*, Lyon, France, pp. 5673-5678, Aug. 2007.
17. J. S. Ho, A. J. Yeh, E. Neofytou, S. Kim, Y. Tanabe, B. Patlolla, R. E. Beygui, and A. S. Poon, "Wireless power transfer to deep-tissue microimplants," *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 111, no. 22, pp. 7974–7979, 2014.
19. J. S. Ho, B. Qiu, Y. Tanabe, A. J. Yeh, S. Fan, and A. S. Poon, "Planar immersion lens with metasurfaces," *Physical Review B*, vol. 91, no. 12, p. 125145, 2015.

Скиданова Екатерина Владимировна, магистрант кафедры "Технология приборостроения", НИУ МАИ тел.: +7(915) 393-70-36, e-mail: Ekaterina.Skidanova96@yandex.ru.

А. Л. Быкадоров, Т. А. Заруцкая

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ

А. Л. Bykadorov,
Т. А. Zarutskaya

Simulation of DC Traction Power Supply System
with Energy Storage

В статье рассматривается применение накопителя энергии на тяговых подстанциях постоянного тока для комплексного решения задач, связанных с экономией электроэнергии. Авторами предлагается применение накопителя энергии для приема избыточной энергии рекуперации, что позволит отказаться от инверторов на тяговых подстанциях и приемников избыточной энергии рекуперации. Либо на участках с равнинным профилем применять накопитель для выравнивания нагрузки, с зарядом в период спада тяговой нагрузки и разряда накопителя во время пикового потребления. Эффективности применения накопителя энергии в системе тягового электроснабжения авторами подтверждена на имитационной модели.

Ключевые слова: моделирование, накопитель энергии, система тягового электроснабжения, имитационная модель, рекуперация.

The article considers energy storage application at DC traction substations for complex solution of the problems related to electric energy saving. The authors propose employing energy storage for surplus recuperation energy harvesting, which will allow abandoning inverters at traction substations and surplus recuperation energy receivers, or apply the storage for load levelling with the storage charging during the traction load fall and the storage discharging while peak consumption. Simulation model verified the efficiency of energy storage application in the traction power supply system.

Key words: modeling, energy storage, system of traction power supply, simulation model, recovery.

Стратегическая задача ОАО «РЖД» по повышению объемов перевозок и эффективности работы во многом решается увеличением средней массы и длины грузовых поездов на основных направлениях сети железных дорог.

Задачу увеличения пропускной и провозной способности предусматривается решать за счет максимального применения веса поезда до 7,1 тыс. тонн и длины до 71 условного вагона, а также за счет организации вождения поездов весом 9, 12 тыс. тонн. С учетом этого в хозяйстве электрификации и электроснабжения ведется целенаправленная работа по оптимизации и усилению системы тягового электроснабжения. Существующая на сети железных дорог пропускная способность по устройствам электроснабжения обусловлена проектами электрификации участков железных дорог в период 1950 – 80 гг. с заданным весом поездов до 4,5 тыс. тонн. В 90-х годах заданиями на проектирование предусматривался пропуск поездов весом 5, 6 тыс. тонн, с интервалами более 15 мин.

В системе тягового электроснабжения для оценки пропускной способности и планирования мероприятий по усилению существующих технических средств определяющими факторами являются вес поезда, количество поездов на фидерной зоне и схема их пропуска (например, 9, 6–9 тыс. тонн), межпоездной интервал. На участках обращения поездов повышенной массы система тягового электроснабжения должна обладать соответствующей нагрузочной способностью. При пропуске поездов массой более 6 тыс.

т существенно возрастает токовая нагрузка в системе и, следовательно, более интенсивно происходит нагрев оборудования, снижается уровень напряжения в контактной сети, увеличиваются потери электроэнергии и усложняются условия работы устройств защиты от токов короткого замыкания.

Существуют традиционные меры повышения эффективности работы СТЭ постоянного тока, позволяющие снизить потери энергии. Это строительство промежуточных тяговых подстанций, увеличение сечения проводов контактной сети, применение поперечных соединений на многопутных участках, рекуперация энергии [1]. В тех случаях, когда традиционные меры уже использованы, стоит вопрос о возможности дальнейшего повышения эффективности системы постоянного тока. Одним из вариантов повышения энергоэффективности СТЭ постоянного тока является применение накопителей энергии (НЭ). В данной статье предлагается установить накопитель на тяговой подстанции.

Применение НЭ на тяговых подстанциях постоянного тока позволяет комплексно решить ряд задач, связанных с экономией электроэнергии:

– во-первых, НЭ может использоваться в качестве приемника избыточной энергии рекуперации;

– во-вторых, НЭ может являться аккумулятором энергии, который принимает энергию от системы внешнего электроснабжения в период спада или пика тяговой нагрузки и передает ее в тяговую сеть при значительном увеличении тяговой нагрузки или в период высокого тарифа.

Этим выравнивается режим потребления энергии от внешней системы, что приводит к снижению ее потерь. Снижается токовая нагрузка на оборудование тяговой подстанции, что приведет повышению энергоэффективности на рассматриваемом участке.

Рассмотрим применение НЭ на тяговой подстанции. Схема подключения НЭ к тяговой сети представлена на рис. 1а. Схема потоков электрической энергии в СТЭ при применении НЭ представлена на рис. 1б.

При включении К1 и отключении К2 происходит подача энергии в НЭ либо от рекуперирующего электровоза, либо из системы внешнего электроснабжения в период спада тяговой нагрузки.

Прием энергии НЭ заканчивается включением К2 и отключением К1. Включение К2 замыкает цепь катушки НЭ и этим обеспечивается режим хранения энергии в НЭ.

При необходимости передачи энергии из НЭ в тяговую сеть поездам в режиме тяги включается К1 и отключается К2, ток из НЭ поступает в тяговую сеть к ЭПС.

Таким образом, применение НЭ в СТЭ позволит:

- частично или полностью устранить неравномерности энергопотребления СТЭ;
- принимать избыточную энергию рекуперации, поддерживать на определенном уровне мощность тяговой подстанции во время эксплуатации;
- уменьшить потери энергии во внешней системе электроснабжения;
- уменьшить первичное энергопотребления от внешней системы электроснабжения, за счет накопления и хранения энергии для повторного использования, что приведет к снижению установленной мощности всех агрегатов тяговой подстанции.

Исследования роли СПИН в изменении нагрузки ТП проводилось имитационным моделированием реального двухпутного участка постоянного тока, представляющего собой сеть из 3 тяговых подстанций – К, Н, Р. Профиль пути близкий к равнинному. На подстанции Н предусмотрена возможность подключения

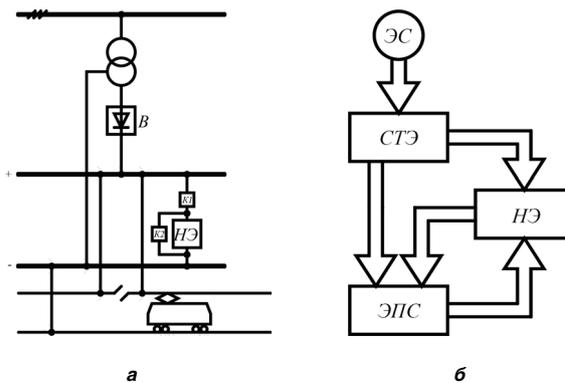


Рис. 1. Применение НЭ на тяговой подстанции: а – подключение НЭ к тяговой сети; б – схема потоков электрической энергии в СТЭ при применении НЭ (НЭ – накопитель энергии; К1, К2 – коммутационная аппаратура)

НЭ для сглаживания нагрузки подстанции. По участку в четном направлении за сутки проходит 100 поездов со средней скоростью 60 км/ч, из них 60 – грузовых, 25 – порожних и 15 – пассажирских. В нечетном направлении – 80 поездов, из них 45 – грузовых, 25 – порожних, 10 – пассажирских. В имитационной модели по представленным исходным данным строится случайный график движения поездов. Разработанная имитационная модель позволяет подключать в работу НЭ по выбранным уставкам тока заряда и разряда НЭ.

На рис. 2 показан суточный график тока подстанции Н без НЭ, полученный путем имитационного моделирования. На графике видно, что ток подстанции имеет весьма неравномерный характер. Это объясняется изменением числа поездов, одновременно находящихся в зоне питания подстанции, и токов, которые поезд потребляют. Максимальное значение тока подстанции Н достигает значения 3000 А. Есть участки с провалами нагрузки и незначительной рекуперацией. Среднее значение тока подстанции Н – 900 А.

На рис. 3 представлен увеличенный во времени фрагмент графика тока подстанции Н. Для анализа влияния НЭ введем граничные значения тока ТП “Н”,

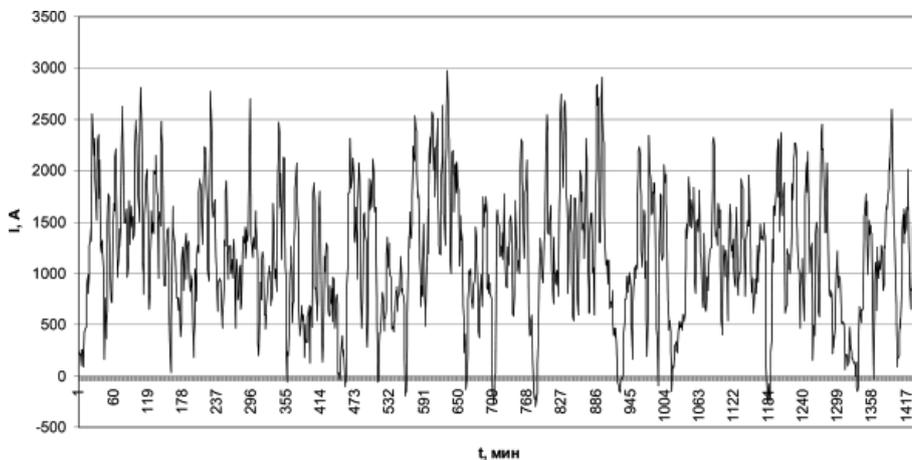


Рис. 2. Суточный график тока подстанции Н без СПИН

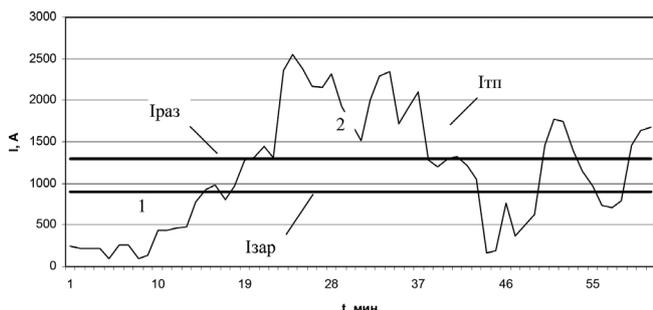


Рис. 3. Фрагмент графика тока подстанции Н

при которых будет осуществляться заряд и разряд НЭ. Обозначим ток заряда НЭ – $I_{зар}$, а ток разряда НЭ – $I_{раз}$. Если нагрузка ТП не превышает значение $I_{зар}$ (рис. 3), о чем сигнализирует датчик тока ДТ, установленный на подстанции, блоком управления БУ, вырабатывается команда на включение в работу НЭ. Через блок сопряжения НЭ будет заряжаться от внешней сети в течение всего времени, пока ток ТП остается меньше тока $I_{зар}$. При $I_{ТП} > I_{раз}$, о чем сигнализирует ДТ, блок управления подает команду на разряд НЭ. НЭ будет разряжаться в течение всего времени пока $I_{ТП} > I_{раз}$ и $W_{спин} > W_{мо}$.

Фрагмент график тока подстанции “Н” с НЭ и без него приведен на рис. 4.

Такой принцип был реализован на суточном графике движения поездов с уставками $I_{зар} = 900$ А, а $I_{раз} = 1600$ А. Результаты представлены на рис. 4. При сравнении графиков на рис. 5 и рис. 2. видно, что выбранный коридор по уставкам работы НЭ позволил существенно снизить пиковую нагрузку на ТП “Н”.

Далее проведено исследование влияние НЭ на нагрузку реального двухпутного участка постоянного тока с рекуперацией, на котором размещается 3 тяговых подстанций - А, В, С, находящиеся на расстоянии 18 км друг от друга. Профиль пути резкопеременный, холмистый. На подстанции В предусмотрена возможность подключения НЭ для приема избыточной энергии рекуперации. По участку в четном направлении за сутки проходит 85 поездов со средней скоростью 60 км/ч, из них 50 – грузовых, 20 – порожних и 15 – пассажирских. В нечетном направлении – 56 поездов, из них 26 – грузовых, 15 – порожних, 15 – пассажирских.

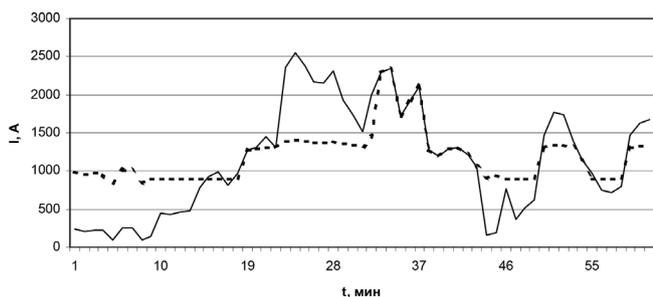


Рис. 4 Фрагмент графика тока подстанции Н с НЭ и без него: ток ТП “Н” без СПИН – сплошная линия; ток ТП “Н” со СПИН – пунктир

В результате имитационного моделирования был получен суточный график изменения тока подстанции “В” представленный на рис. 6. Из полученного графика видно, что на участке имеются участки со значительным избыточным током, график носит неравномерный характер. На участках с избыточным током применяется рекуперативное торможение. Целесообразно во время рекуперации заряжать НЭ, а разряд НЭ производить во время пиковой нагрузки, или для покрытия пиков.

Следует отметить, что для реализации определенного значения тока рекуперации необходимо соответствующее значение перепада напряжения между рекуперирующим локомотивом и потребителем. Величина этого перепада ограничена, с одной стороны, напряжением у потребителя $U_{п}$, а, с другой стороны, максимально допустимым напряжением в тяговой сети U_{max} , которое для участков с рекуперацией установлено равным 4000 В.

Снизить напряжение $U_{п}$ можно различными способами в зависимости от вида потребителей энергии рекуперации: приемников избыточной энергии или поездов в режиме тяги.

Понижение напряжения на шинах подстанций при рекуперации является актуальной проблемой вследствие значительных токов рекуперации. Например, анализ тяговых расчетов, произведенный для Куйбышевской, Южно-Уральской и Западно-Сибирской дорог, показывает, что на двухпутных участках при кратной тяге электровозами ВЛ10 токи рекуперации, приходящиеся на один поезд, могут достигать 2000 ... 3000 А, а на однопутных участках – 1000 ... 1600 А. Причем на каждой фидерной зоне могут одновременно рекуперировать по 2–3, а в отдельных случаях и больше поездов [2].

Однако чрезмерное понижение напряжения на шинах тяговых подстанций является неприемлемым. Больше того, на ряде ранее электрифицированных участков с рекуперацией требуется стабилизация напряжения на более высоком уровне.

Таким образом, на участках с рекуперацией по режиму напряжения на подстанциях приходится сталкиваться с решением двух противоречивых требований: при значительной тяговой нагрузке иметь напряжение на шинах подстанций как можно выше, а во время рекуперации ниже. На основании изложенного выше, можно сформулировать основные требования, которым должна отвечать система энергоснабжения на участках с рекуперацией:

- иметь постоянную готовность устройств энергоснабжения к приему или передаче энергии рекуперации;
- обеспечивать, по возможности, передачу токов рекуперации поездам, находящимся в режиме тяги;
- при появлении избыточных токов рекуперации обеспечивать перепад напряжения в тяговой сети, достаточный для реализации этих токов;

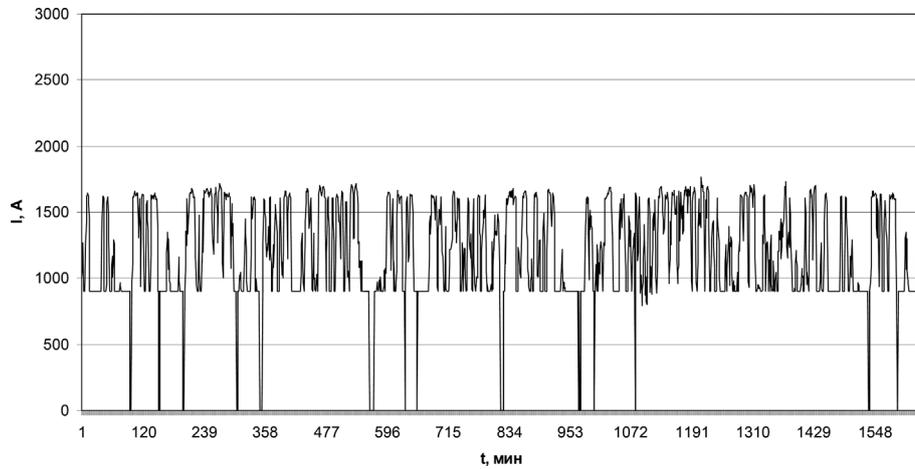


Рис. 5. Суточный график тока подстанции “Н” с НЭ при $I_{зар} = 900 \text{ A}$, а $I_{раз} = 1600 \text{ A}$

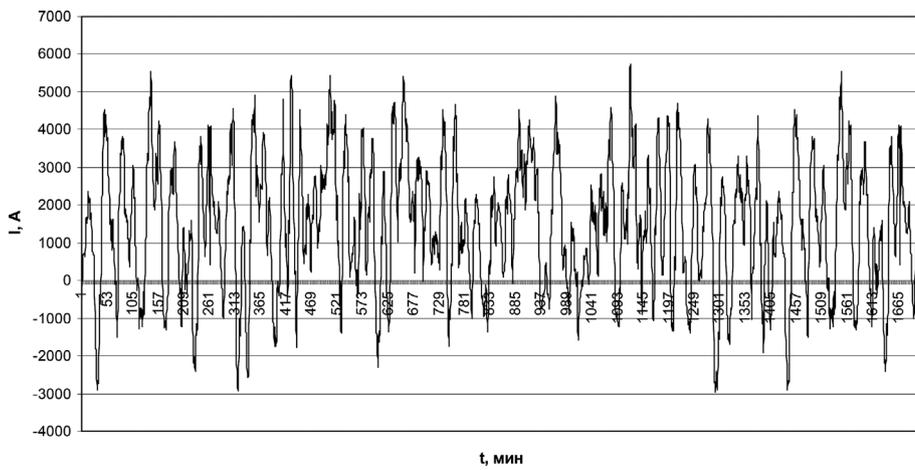


Рис. 6 Суточный график тока подстанции “В” без СПИН

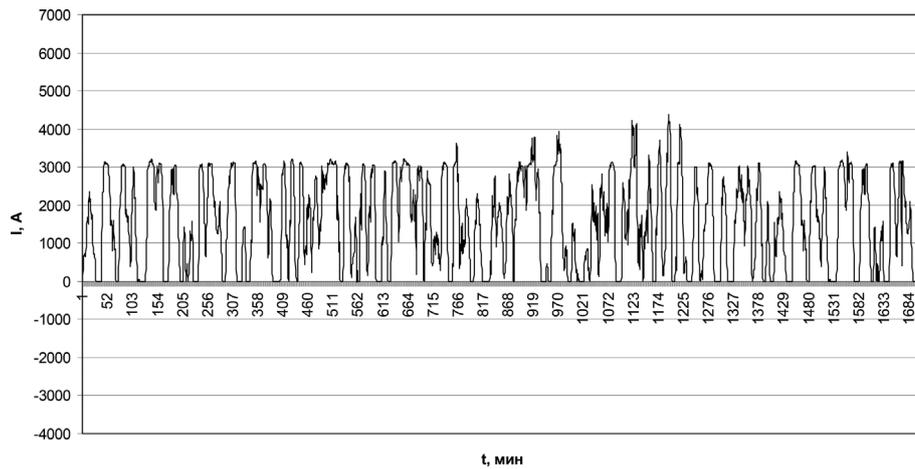


Рис. 7. Суточный график тока подстанции “В” с НЭ при $I_{зар} = 0 \text{ A}$, а $I_{раз} = 3000 \text{ A}$

– за счет стабилизации напряжения на подстанциях при тяговой нагрузке обеспечивать уровень напряжения на лимитирующих перегонах не ниже нормированной величины.

В модели были учтены данные требования к системе тягового электроснабжения при рекуперации энергии. В проведенном исследовании предусмотрено, что заряд НЭ происходит только во время рекуперации, когда ток подстанции имеет отрицательное значение при этом уровень $I_{\text{зар}} = 0$ А, а разряда НЭ осуществляется при $I_{\text{раз}} = 3000$ А.

Как видно из рис. 7, прием только избыточного тока рекуперации накопителем энергии с последующей передачей его на тягу позволил значительно сократить разброс нагрузки подстанции “В”.

Таким образом, оценку эффективности применения НЭ в системе тягового электроснабжения авторами предложено осуществлять на имитационной модели, моделирующий алгоритм которой приближенно воспроизводит сам процесс-оригинал в форме функционирования его во времени, а результаты представляет на уровне осредненных на определенном шаге квантования по времени величин. Такой тип моделирования близок к эксперименту на реальном объекте.

Разработанная имитационная модель и полученные результаты моделирования позволяют подтвердить возможность сглаживания токовой нагрузки, потребляемой подстанцией от системы внешнего электроснабжения, а также эффективность приема избыточной энергии рекуперации без инверторов.

Литература

1. Тяговое электроснабжение железной дороги. Правила проектирования, строительства и реконструкции. Свод правил (вторая редакция). – М.: Минтранс РФ, 2014. – 103 с.
2. *Марквардт К. Г.* Электроснабжение электрифицированных железных дорог. – М.: Транспорт, 1982, – 528 с.

Быкадоров Александр Леонович, д. т. н., профессор кафедры “Автоматизированные системы электроснабжения” ФГБОУ ВО “Ростовского государственного университета путей сообщения”;

Заруцкая Татьяна Алексеевна, к. т. н., доцент кафедры “Автоматизированные системы электроснабжения” ФГБОУ ВО “Ростовского государственного университета путей сообщения”.

В. П. Климов, С. Р. Климова

НАЗНАЧЕНИЕ И СПОСОБЫ РЕАЛИЗАЦИИ ПУСКОВЫХ УСТРОЙСТВ В АВТОНОМНЫХ ЭНЕРГОСИСТЕМАХ НА ОСНОВЕ СВОБОДНО-ПОРШНЕВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ СТИРЛИНГА

V. Klimov,
S. KlimovaDedication and Realization Techniques for Starting Gear
in Off-Line Power Systems Based on Free-Piston
Stirling engine

В статье рассматриваются вопросы суммирования мощностей мало-мощных генераторов переменного тока на основе двунаправленных инверторов напряжения (ДИН), обеспечивающих преобразование энергии постоянного тока аккумуляторной батареи (АБ) в энергию переменного тока общей шины (ОШ) или преобразование энергии переменного тока ОШ в энергию постоянного тока для заряда АБ.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, бустер, преобразователь, генератор переменного тока, мощность, система управления, инвертор.

The presented article tackles the issues on low-power AC generators powers summing-up based on bidirectional voltage inverters (BVI) ensuring DC energy conversion of the battery into AC energy of the utility bus (UB), or UB AC energy conversion into the DC energy for the battery charging.

Key words: power factor corrector, booster, converter, AC generator, power, control system, inverter.

Известны автономные устройства генерирования электрической энергии на основе свободно-поршневого двигателя Стирлинга с интегрированным в его структуру линейным генератором с постоянными магнитами при возвратно-поступательном движении индуктора [1]. В состав таких энергосистем входят пусковые устройства, выполняющие две основные функции:

- тепловой старт двигателя;
- электрический старт, приводящий к возвратно-поступательному движению индуктора генератора с частотой 50 Гц.

Описание теплового старта двигателя

Для обеспечения функции теплового старта двигателя пусковое устройство снабжено системой подвода тепла, состоящей из следующих блоков:

1. Блок подготовки газо-воздушной смеси, включающий: вентилятор наддува, смеситель (трубка Вентури) и газовую клапанную сборку.
2. Автомат горения – газовый контроллер, предназначенный для розжига, последующего контроля и управления процессом горения горелки регулированием количества газо-воздушной смеси.
3. Блок розжига в составе с импульсным трансформатором.
4. Камера горения в составе: кольцевой газовой горелки конфорочного типа, радиатора нагрева тепловой головки двигателя, электрода розжига (запальная свеча) и датчика наличия пламени.

После подачи напряжения электропитания на контроллер газовой горелки и получения сигнала о завершении диагностики системы включается венти-

лятор подачи воздуха и через некоторое время включается газовый клапан системы. Одновременно с этим с контроллера газовой горелки на блок розжига подается импульсный сигнал зажигания газовой смеси. При успешном розжиге возникает сигнал с ионизационного датчика пламени и начинается рост температуры тепловой головки двигателя.

Описание электрического старта двигателя

Пусковое устройство предназначено также для электрического старта двигателя, при котором возникает возвратно-поступательное движение рабочего поршня двигателя и индуктора линейного генератора. Общий принцип запуска двигателя заключается в том, что к обмотке статора генератора прикладывается переменное напряжение с частотой 50 Гц, переводя линейный генератор в двигательный режим. Магнитная система генератора получает первоначальный пусковой толчок тока, приводящий к возвратно-поступательному движению индуктора генератора с частотой 50 Гц за счет собственной резонансной частоты механической системы двигателя Стирлинга. Конструкция генератора содержит неподвижный внешний магнитопровод, с расположенной внутри его свободной полости кольцевой обмоткой статора, и внутренний неподвижный магнитопровод для усиления рабочего магнитного потока.

Настроечная емкость $C = 44 \text{ мФ}$, включенная последовательно с обмоткой статора генератора ($R = 4 \text{ Ом}$, $L = 230 \text{ мГ}$), компенсирует падение напряжения на индуктивности статорной обмотки линейного генератора и обеспечивает электрический резонанс цепи, настроенный на частоту 50 Гц, что

создает пассивную коррекцию коэффициента мощности генерирующего модуля и улучшает рабочие характеристики линейного генератора.

По сути дела, генератор представляет собой колебательный контур со встроенным в конструкцию индуктором на постоянных магнитах, возвратно-поступательное движение которых относительно неподвижной обмотки статора, создает возможность прямой подкачки электрической энергии в колебательный контур. Внешняя нагрузка, подключенная к этому контуру, потребляет энергию, а циклическое движение магнитов за счет работы двигателя подкачивает энергию в контур. Процесс обмена энергией гармонизируется за счет связанных общими частотами резонанса в электрическом колебательном контуре и резонанса механической системы двигателя.

Схемы реализации устройств электрического старта

В зависимости от структуры автономной установки электропитания возможны одномодульные и многомодульные системы, в которых могут использоваться различные схемные реализации электрического старта от пусковых устройств:

1. Импульсное стартовое устройство при наличие общей шины постоянного тока — в качестве пускового устройства в одномодульных автономных системах используется двухтактный транзисторный преобразователь прямоугольного напряжения с частотой 50 Гц [1].

2. Использование двунаправленного инвертора в общей шине переменного тока.

Использование двунаправленного инвертора в многомодульных автономных системах с общей шиной переменного тока

Электрическая часть установки в многомодульной структуре (рис. 1а) может быть реализована на общей шине переменного тока (ОШ), к которой подключены модули генерации (МГ1-МГn), общий блок регулируемой балластной нагрузки (РБН), двунаправленный инвертор (ДИН), подключенный к аккумуляторной батарее (АБ), и полезная нагрузка (Н) (рис. 1а) [1]. Выходы настроечных емкостей (С) каждого модуля генерации (МГ) подключаются к общей шине переменного тока с помощью релейно-контактного коммутатора (РКК), управляемого сигналами с контроллера двигателя (КД). Подробное описание РКК будет приведено ниже. При использовании двунаправленного инвертора (например, SUNNY ISLAND-08Н производства SMA или MultiPlus производства Victron Energy) обеспечивается создание общей шины переменного тока и поддержание на ней стабильного по частоте напряжения 50 Гц в пределах от 220 В до 253 В. Инвертор обеспечивает преобразование энергии постоянного тока от аккумуляторных батарей 24 В, 48 В, 60 В в стабилизированное напряжение переменного тока на общей шине. Мощность инвертора должна быть равна или больше суммарной мощности всех генераторов,

подключенных к общей шине. От выходного напряжения инвертора запускаются двигатели МГ и генераторы начинают выдавать мощность в общую шину.

В процессе выхода линейных генераторов на номинальный режим инвертор выдает в общую шину необходимую мощность для питания нагрузки. Двунаправленный инвертор характеризуется тем, что возможен также режим заряда аккумуляторной батареи от энергии переменного тока общей шины, когда к ней подключены генераторы МГ, обеспечивающие превышение генерирующей мощности над потребляемой мощностью нагрузкой (рис. 1б). При достижении полного заряда аккумуляторной батареи, избыточная мощность гасится регулируемой балластной нагрузкой или происходит снижение суммарной генерируемой мощности в общую шину переменного тока за счет отключения отдельных двигателей для сохранения баланса мощностей в системе. Инвертор позволяет работать с нелинейной нагрузкой и нагрузками с высокими значениями пусковых токов. Отметим, что инвертор/зарядное устройство — это двунаправленный преобразователь, обладающий следующей функциональностью [2]:

– преобразует энергию, накопленную аккумуляторами в однофазное напряжение 230В 50Гц. Этот режим используется для запуска двигателей, их синхронизации на общей шине, электропитания собственных нужд системы (насос охлаждения, вентиляция, вторичные источники питания, автоматика и т.п.), и для электропитания полезной нагрузки;

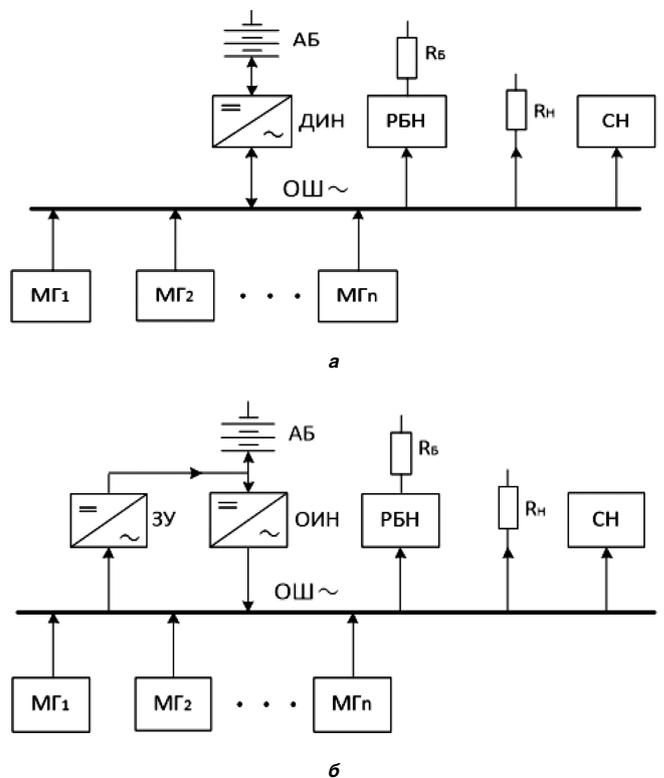


Рис. 1

– обеспечивает совместную работу на общей шине переменного тока с генераторами МГ, определяет и поддерживает рабочую частоту шины переменного тока;

– отдает дополнительную энергию в шину переменного тока и в подключенную к этой шине нагрузку, если суммарная мощность генераторов МГ менее этой нагрузки;

– переходит в режим рекуперации (заряда батареи) в случае, когда мощность работающих генераторов МГ превышает мощность подключенной нагрузки.

Релейно-контактный коммутатор для соединения генератора с шиной переменного тока

Рассмотрим релейно-контактный коммутатор (РКК) для соединения генератора с цепью переменного тока и отсоединения от нее [1]. Коммутатор содержит реле переменного тока К1А и два реле постоянного тока К2А, К3А, управляемые через транзисторы VT1, VT2 сигналами с микроконтроллера МК (рис. 2).

Перед запуском двигателя Стирлинга и соединением линейного генератора G с выходом инвертора (общей шиной переменного тока) питание +24 В на реле К2А, К3А не подается и их контакты К2В, К3В находятся в нормально замкнутом положении. Через эти контакты выход генератора закорочен на стоп-резистор R1. Сопротивление стоп-резистора выбирается достаточно низким (например, 27 Ом) чтобы генератор G, приводимый в действие двигателем Стирлинга, не мог создать достаточный ток для начала электрического старта. В результате чего двигатель остановлен и удерживается в неподвижном состоянии. После теплового старта двигатель Стирлинга приводится в состояние готовности к работе путем нагрева тепловой головки двигателя. На входы микроконтроллера МК поступает информация с датчика температуры тепловой головки двигателя (VT) и датчиков тока (РА1, РА2). МК осуществляет определенный алгоритм работы коммутатора для соединения и отсоединения генератора от цепи переменного тока (общей шины). При достижении температуры 170–200°C МК подает сигнал управления на включение пускового устрой-

ства. При этом срабатывает реле К2А, переключая контакты К2В. Тормозная цепь стоп-резистора замыкается, а стартовая цепь, представляющая последовательное включение R1 и R2, подключает генератор к общей шине переменного тока. Суммарная величина сопротивлений стартовой цепи выбирается в зависимости от конкретной используемой комбинации первичного двигателя и генератора и составляет, например, 37 Ом. Это определяет величину тока, протекающего через обмотку статора генератора, который в свою очередь определяет силу, прикладываемую к движущейся части генератора (индуктору). Упомянутая сила должна быть достаточной для того, чтобы начать перемещение поршня и, кроме того, не должна быть чрезмерной, чтобы не вызвать повреждение генератора или первичного двигателя. Очевидно, что выбираемая величина стартового сопротивления будет зависеть от конкретного типа используемого первичного двигателя и генератора. Запуск двигателя требует всего лишь небольшого количества энергии, так как поршень обладает относительно небольшой массой и может быть очень легко выведен из состояния покоя. Перемещение поршня продолжается в условиях нормальной работы двигателя в виде линейного простого гармонического движения.

Рассматриваемый коммутатор снабжен средством измерения тока, протекающего по датчику тока РА1 стартовой цепи. Ток, измеренный РА1, считывается микроконтроллером МК, который сравнивает его с ожидаемым значением, чтобы гарантировать правильное функционирование коммутатора. Если измеренное значение выходит за требуемые пределы, МК осуществляет процедуру аварийной остановки, которая будет описана ниже. Однако на практике, значение стартового тока будет находиться в ожидаемых пределах и контроллер подаст сигнал через транзистор VT2 на включение реле К3А. Контакт К3В подключит реле К1А к шине переменного тока и контакт К1В замкнется, подключая генератор напрямую к шине переменного тока. После того, как истек период времени, необходимый для установления тока через рабочую цепь замкнутого контакта К1В, например 100 мс, контроллер проверяет ток I2, протекающий через датчик тока РА2, чтобы убедиться находится ли он в установленных рабочих пределах, Если это не так, то МК осуществляет процедуру аварийной остановки. Однако в обычных условиях упомянутый ток будет находиться в рабочих пределах, поэтому МК подает сигнал на отключение реле К2А, чтобы устранить сопротивление стартовой цепи, создаваемое резисторами R1 и R2. Генератор переменного тока G, приводимый в действие первичным двигателем, остается напрямую соединенным с шиной переменного тока, до тех пор, пока не потребует отключить первичный двигатель. Во время работы рассматриваемой системы ток, протекающий через датчик тока РА2, проверяется МК через равные промежутки времени, чтобы гарантировать, что коммутатор работает удовлетворительно, и что гене-

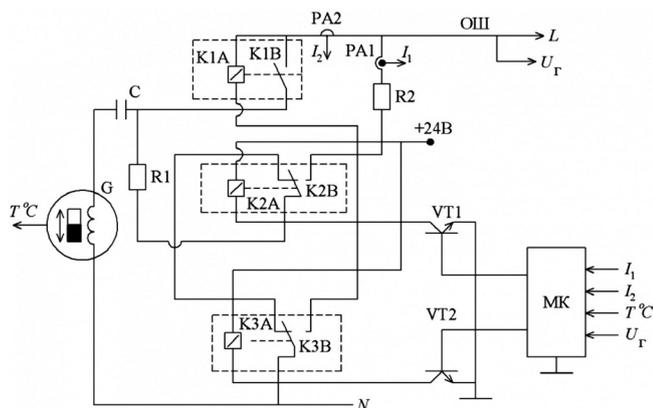


Рис. 2

ратор переменного тока, приводимый в действие первичным двигателем, работает в нормальном режиме.

Литература

1. *Климов В., Демьянов А., Царьков И., Климова С.* Автономные системы электропитания на основе синхронных генераторов возвратно-поступательного движения. – *Силовая электроника*, 2016, № 4, С. 49–54.
2. Патент на изобретение RU № 2588001 “Автономная мультимодульная установка генерирования электрической энергии ограниченной мощности”, 2016.
3. Patent US 7425818 B2 “Apparatus for connecting a prime mover driven alternator to a circuit with an existing alternating current”, 2008.
4. Патент на изобретение RU 2269671 “Способ и соединительное устройство для соединения генератора с цепью переменного тока и отсоединения от нее”.
5. *Ербаев Е. Т., Артюхов И. И., Степанов С. Ф., Молот С. В.* Особенности построения автономной ветро-дизельной системы электроснабжения объектов с электроприемниками разного типа. – *Электронный научный журнал. Современные проблемы науки и образования*, 2015, № 1, <https://science-education.ru/ru/issue/view?id=121>
6. *В. П. Климов, А. В. Демьянов, С. Р. Климова.* Мультимодульная система суммирования мощностей генераторов переменного тока. – *Практическая силовая электроника*, 2015, № 1, С. 25–28.
7. *В. П. Климов.* Современные направления развития силовых преобразователей переменного тока. – *Практическая силовая электроника* 2007, № 25, С. 43–50.

Климов Валерий Павлович, к. т. н., научный консультант ООО “Энергетические технологии”, тел: +7 (903) 661-57-86;

Климова Светлана Ростиславовна, старший преподаватель кафедры “Теоретическая электротехника” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел: +7 (916) 686-49-07, e-mail: klimovasvetlana470@gmail.com.

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: 111033, г. Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “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 (C – 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_d , L_{m1} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончания обозначения параметров (I_1 , L_s , $U_{упр1}$ 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.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

| Формат | Размер, мм | Стоимость, руб. |
|------------------|------------|-----------------|
| 0,5 А4 | 190 × 130 | 1500 |
| А4 | 210 × 290 | 2250 |
| 3-я стр. обложки | 210 × 290 | 3300 |
| 4-я стр. обложки | 210 × 290 | 3900 |
| 2-я стр. обложки | 210 × 290 | 5400 |

Требования к рекламным макетам

Формат .tif, .eps (конвертирование в кривые), 300 dpi, CMYK.

График выхода журнала

| 1-й выпуск года (№ 1) | 2-й выпуск года (№ 2) | 3-й выпуск года (№ 3) | 4-й выпуск года (№ 4) |
|---|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| 2-я декада марта | 2-я декада июня | 2-я декада сентября | 2-я декада декабря |
| Срок подачи рекламы – до 3-го числа каждого месяца выхода | | | |

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:
www.mmp-irbis.ru