

Главный редактор

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

Заместитель Главного редактора

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

Редакционный совет

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, директор факультета фундаментальной подготовки СПб ГУТ

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры Электротехнические комплексы 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

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, заведующий кафедрой Микроэлектронных электросистем 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 — Закрытое Акционерное Общество “ММП-Ирбис”

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

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

Подписано в печать 02.03.2012. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154** (тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

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

Содержание

С. А. Грузков, С. И. Маслов
Кафедре “Электротехнические комплексы автономных объектов” 70 лет..... 2

А. В. Бериллов, С. И. Маслов, Г. С. Мыцык
Об улучшении технических характеристик системы генерирования напряжения постоянной частоты при переменной частоте вращения вала на базе асинхронизированного синхронного генератора 6

Д. В. Горякин, Г. С. Мыцык
Трехфазная мостовая инверторная схема в режиме компенсатора реактивной мощности 13

Г. С. Мыцык, Пью Мьинт Тхейн, Хлаинг Мин У
Модификация упрощенной методики расчета Г-образного LC-фильтра 18

М. Ю. Румянцев, С. И. Костюков
Экспериментальное исследование свойств кабель-тросов 27

М. Ю. Румянцев, А. В. Бериллов
Разработка системы электропитания подводных аппаратов..... 33

А. В. Мирошниченко, В. Р. Берг
К параметрическому синтезу оборудования для аэродромной светосигнальной системы на постоянном токе..... 38

В. Г. Еременко, Н. Б. Жирнова, Нян Линн Аунг
Моделирование системы электроснабжения космического аппарата с арсенид-галлиевой солнечной батареей 43

Д. О. Варламов, В. Г. Еременко, Р. Н. Чуксеев
Оптимизация способа заряда литиевой аккумуляторной батареи 47

В. С. Тарасов, А. А. Лизунов
Устойчивость систем электропитания микро-спутника к импульсному изменению выходного напряжения..... 50

С. А. Грузков, С. И. Маслов

КАФЕДРЕ “ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ” 70 ЛЕТ

S. A. Gruzkov,
S. I. Maslov

Рассматриваются основные этапы становления и развития образовательной и научной деятельности кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов”.

Seventieth Anniversary of Department
“Electrical Engineering Complexes of
Autonomous Objects”

Basic stages of department “Electrical Engineering Complexes of Autonomous Objects” formation and development are considered.

Краткая историческая справка

Бурное развитие в нашей стране в начале 1930-х годов автотракторной, бронетанковой и авиационной техники поставило вопрос о подготовке инженерных кадров, обеспечивающих ее разработку, производство и эксплуатацию. Необходимость в оснащении этой техники приборным, радиотехническим, навигационным, светотехническим и другим электрооборудованием, в свою очередь, вызвала потребность в специалистах по электрооборудованию.

В 1932 г. профессор Б. Ф. Федоров, профессор А. С. Кантер, доцент Е. Т. Богомолов и профессор А. Н. Ларионов под руководством академика В. С. Кулебакина разработали первый учебный план по новой специальности – Авиационное и автотракторное электрооборудование (ААТЭ). Московский энергетический институт стал первым высшим учебным заведением в стране, который начал подготовку инженеров по этой специальности. Первый выпуск инженеров по специальности ААТЭ состоялся в 1935 г.

Кафедра авиационного и автотракторного электрооборудования, которую возглавил профессор А. Н. Ларионов, была организована в декабре 1941 г. в Лениногорске (Казахская ССР), куда был эвакуирован МЭИ в годы войны. В феврале 1942 г. в Москве профессором Б. П. Апаровым была организована еще одна кафедра ААТЭ. В 1943 г. после возвращения института из эвакуации эти кафедры были объединены, а заведующим кафедрой был назначен Б. П. Апаров. В дальнейшем научно-педагогическим коллективом кафедры руководили член корреспондент АН СССР профессор А. Н. Ларионов (1950–1963 гг.), доцент Ф. Ф. Галтеев (исполнял обязанности зав. кафедрой с 1963 по 1964 гг.), проф. Н. Т. Коробан (1964–1979 гг.), заслуженный деятель науки и техники РФ профессор И. Н. Орлов (1979–1995 гг.). С 1995 г. и по настоящее время кафедру возглавляет профессор С. И. Маслов.

Становление и развитие педагогического коллектива кафедры

В 1943 г. профессорско-преподавательский состав кафедры состоял из трех профессоров – Б. П. Апарова, А. С. Кантера, А. Н. Ларионова и старшего лаборанта Г. И. Романовой. В 1947 г. на кафедре работали три профессора, три ассистента, два лаборанта. В дальнейшем преподавательский состав кафедры пополнился Г. И. Романовой (1954 г.) и И. Н. Орловым (1959 г.).

До 1954 г. специальность называлась “Авиационное и автотракторное электрооборудование”. Аналогичное название носила и кафедра. В дальнейшем была образована новая специальность “Авиационное электрооборудование”. Такое же название получила и кафедра. В 1962 г. была создана новая специальность “Электрооборудование летательных аппаратов” (ЭЛА). Подготовка инженеров по двум специальностям продолжалась до 1977 г., после чего стал проводиться набор только на одну специальность – ЭЛА. В 1989 г. кафедра получила название “Энергоснабжение и электрооборудование летательных аппаратов” (ЭЭЛА), а после возобновления подготовки инженеров по специальности “ААТЭ” (1998 г.) – “Электротехнические комплексы автономных объектов” (ЭКАО).

Увеличение приема студентов в 1960-е годы вызвало увеличение учебной нагрузки и преподавательского состава. В него были приняты как уже сложившиеся работники научного штата кафедры (А. П. Селезнев, В. Г. Морозов), так и молодые специалисты – И. М. Беседин, В. Г. Еременко, А. М. Сугробов, М. Ю. Васильев, П. А. Тыричев, Н. Н. Мелихов, В. А. Морозов, Л. Л. Таланов, В. С. Ширинский. Организация в 1962 г. Проблемной лаборатории по постоянным магнитам и резкое возрастание объема выполняемых научных исследований определили в 1960-1970 гг. заметный рост численного состава кафедры, который в те годы превышал сто человек.

В середине 70-х годов преподавательский состав пополняют С. И. Маслов, В. И. Нагайцев, А. Б. Токарев, С. А. Грузков, в 1990-е годы – Г. С. Мыцык, Н. Б. Жирнова, С. Ю. Останин, а затем молодые сотрудники, завершившие обучение в аспирантуре (А. Н. Соломин, Б. Р. Липай, И. В. Станкевич, А. В. Бериллов, А. В. Сизякин).

Учебные дисциплины, преподаваемые на кафедре

На этапе становления кафедры центральное место в учебной работе занимали дисциплины “Основы электрооборудования самолетов и автомобилей” и “Проектирование и расчет электрооборудования самолетов и автомобилей”. Эти дисциплины под другими названиями и с обновляемым содержанием преподаются и современным студентам. По мере совершенствования электрооборудования самолетов усилилась подготовка по дисциплине “Аппараты зажигания”. Получил развитие курс по следящим системам. В дальнейшем сформировался базовый курс “Системы автоматического управления ЛА”.

Кафедра, одна из первых среди выпускающих кафедр в МЭИ, подготовила учебную дисциплину “Применение вычислительной техники”. По учебным планам 2002 г. компьютерная подготовка на кафедре начинается с дисциплины “Информационные технологии” (3-й семестр), продолжается в 6–8-м семестрах дисциплинами “Основы микропроцессорной техники”, “Информационные системы и технологии” “Моделирование электромеханических систем” и завершается дисциплинами “Информационно-коммуникационные системы” и “Системы документирования проектных решений”, изучаемыми в 9-м и 10-м семестрах.

В конце 1960-х годов на кафедре была подготовлена учебная дисциплина “Магнитно-полупроводниковые устройства ЭЛА”, отразившая тенденции включения электронных устройств в состав электрооборудования самолетов и автомобилей. В дальнейшем эта дисциплина называлась “Теория и проектирование электронных устройств ЭЛА”, а затем – “Электронные устройства ЭЛА”.

Широкое использование на борту ЛА электроприводов и электромеханизмов привело в 80-х годах к развитию подготовки специалистов по автоматизированному электроприводу. Кафедрой также преподается дисциплина общей профессиональной направленности “Электромеханические системы”. На рубеже 1990-х годов в учебных планах появились учебные дисциплины “Информационные технологии”, “Методы преобразования энергии”, “Информационные системы”, “Моделирование электромеханических систем”, “Магнитные системы электротехнических устройств”.

В 2011 г. кафедра осуществила первый набор студентов по двухуровневой системе подготовки на базе федерального государственного образовательного стандарта высшего профессионального

образования, в соответствии с которым разработаны учебные планы подготовки бакалавров и магистров по направлению “Электроэнергетика и электротехника” и рабочие программы преподаваемых кафедрой дисциплин.

Учебная лабораторная база кафедры

Первая учебная лаборатория ААТЭ была организована в Лениногорском филиале кафедры. После возвращения в Москву была создана общая кафедральная лаборатория по электрооборудованию. На базе этой лаборатории в 1949 г. были сформированы три учебных лаборатории: “Системы электроснабжения” (Н. З. Мастяев), “Аппараты зажигания и запуска” (В. А. Балагуров) и “Дистанционные передачи и следящие системы» (Ф. Ф. Галтеев). В середине 1960-х годов на кафедре была создана лаборатория “Применение вычислительной техники” (И. Н. Орлов, В. Г. Морозов), которая первоначально была ориентирована на применение аналоговых вычислительных машин. С конца 1970-х годов ведущее положение в данной лаборатории стали занимать работы на цифровых вычислительных машинах.

Начиная с 1982 г., кафедра приступила к полному переоборудованию всех учебных лабораторий (П. А. Тыричев, Д. П. Волков, И. З. Насибулин, А. П. Лебедев). На новой технической и методической основе были созданы учебные лаборатории: “Системы электроснабжения летательных аппаратов” (И. М. Беседин, А. В. Михеев, Н. З. Мастяев, А. М. Сугробов, Г. И. Романова, С. А. Грузков), “Системы автоматического управления летательных аппаратов” (Ф. Ф. Галтеев, П. А. Тыричев, Л. Л. Таланов), “Электронные устройства ЭЛА” (В. Г. Еременко, Л. Л. Таланов, А. Б. Токарев, Г. С. Мыцык), “Системы электропривода летательных аппаратов” (Н. Н. Мелихов, В. А. Морозов).

Позднее появились новые учебные лаборатории, ориентированные на применение компьютерной техники: “Компьютерное моделирование и автоматизация проектирования” (С. И. Маслов), и “Автоматизация инженерных экспериментов” (Ю. В. Арбузов).

К середине 1990-х годов со всей остротой встал вопрос об очередной модернизации учебных лабораторий. Для этого на кафедре была разработана концепция автоматизированного лабораторного практикума с удаленным доступом студентов к единичным образцам лабораторного оборудования по компьютерным сетям (Ю. В. Арбузов, С. И. Маслов).

В 2000-е годы был поставлен цикл лабораторных работ по автомобильному электрооборудованию, который получил развитие в новой учебной лаборатории “Системы автомобильного электрооборудования” (2008 г.).

В конце 2006 г. на кафедре при поддержке американской фирмы *International Rectifier* и отечественной группы компаний КОМПЭЛ был открыт учебно-исследовательский центр силовой и информационной электроники.

Развитая учебно-лабораторная и научно-исследовательская база, высокопрофессиональный профессорско-преподавательский состав кафедры позволили ей получить сертификаты по программе подготовки “Электрооборудование летательных аппаратов” общероссийской общественной организации “Ассоциация инженерного образования России” и Европейской сети аккредитации инженерного образования *ENAE*. Этой программе подготовки специалистов присужден европейский знак качества *EUR-ACE* с занесением в реестр Европейской федерации национальных инженерных ассоциаций *FEANI*.

Научная деятельность кафедры

Основу научного коллектива кафедры на этапе его становления составляли В. А. Балагуров, Н. З. Мастяев, Н. Л. Иванова, Ф. И. Фейгина, Т. П. Горяинова, Г. И. Романова, А. В. Гордон. Работы велись по двум направлениям – самолетного электрооборудования (группы Б. П. Апарова и А. Н. Ларионова) и автотракторного электрооборудования (группа А. С. Кантера). С 1949 г. на кафедре формировалось направление специальных электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов. В 1950-х годах был предложен ряд новых магнитных систем генераторов, проработаны вопросы их теории и проектирования. Признанием авторитета кафедры в этом научном направлении стало создание в 1962 г. совместно с кафедрой общей электротехники Проблемной лаборатории по постоянным магнитам, которую возглавил А. Н. Ларионов, а в дальнейшем – В. А. Балагуров. Еще в 1949 г. под руководством А. Н. Ларионова впервые в стране были начаты работы по гистерезисным электродвигателям (ГД).

Важной составляющей научной деятельности кафедры являлись работы в области зажигания и запуска авиационных двигателей. Еще молодым инженером А. Н. Ларионов занимался исследованием и разработкой различных систем магнето и обосновал для авиадвигателей преимущества магнетного зажигания по сравнению с батарейным. Его работы по исследованию многоцилиндровых двигателей внутреннего сгорания продолжил В. А. Балагуров.

Работы в области самолетных светотехнических импульсных установок и источников их питания, проводимые на начальном этапе развития кафедры, были продолжены в 1970-е годы профессором Г. Н. Сениловым. В результате были созданы десятки разновидностей импульсных сигнальных огней практически для всех типов самолетов, судов, автомобилей и других объектов.

В 1980–1990 гг. кафедра активно занималась вопросами проектирования и разработки электромашиных источников питания для автономных объектов. В частности были спроектированы генератор для космического корабля “Буран”, турбогенераторные установки для ряда ракет. Особое место занимали исследования, связанные с использованием нетрадиционных источников энергии.

С конца 1960 гг. кафедра занимается проблемами электроэнергетики космических аппаратов (КА). Работы, проводимые кафедрой в этом направлении, предусматривали как разработку научных основ оптимального проектирования новых космических СЭС, так и совершенствование существующих систем. При этом решались системные, параметрические и эксплуатационно-технические задачи (А. Б. Токарев, С. П. Шпаков, В. Г. Еременко, Н. Б. Жирнова). Коллективом сотрудников, который возглавил профессор В. Г. Еременко, решались актуальные проблемы снижения веса и увеличения срока активного существования систем электроснабжения КА с солнечными батареями. Значительное место в научной деятельности группы занимают вопросы обеспечения надежности накопителей энергии на автономных объектах. Основные работы кафедры в этом направлении в 2001–2006 гг. были связаны с повышением энергетической эффективности и безопасности систем электропитания (СЭП) распределенных импульсных нагрузок на КА.

С конца 1950-х годов кафедра начала проводить НИР в области электронных устройств летательных аппаратов и других транспортных средств. В последующем работы в этом направлении заметно расширились и охватили разные компоненты электрооборудования: от полупроводниковых коммутаторов вентильных двигателей (В. К. Лозенко, Н. Н. Мелихов, В. А. Морозов, В. И. Нагайцев и др.) до электронных систем зажигания (В. Л. Бунаков).

Еще одно важное направление научной деятельности кафедры в области электроники – разработка многоканальных транзисторных источников вторичного электропитания постоянного и переменного тока для авиационно-космических систем, промышленных устройств, бытовой аппаратуры, систем бесперебойного питания (Г. С. Мыцык, В. В. Михеев).

Значительное место на кафедре занимают разработки высокоскоростных электротубомашин на базе вентильных двигателей. (В. А. Морозов, М. Ю. Румянцев, Н. Е. Захарова, С. И. Зотов, С. И. Сигачев, С. И. Щедухин).

Научная группа под руководством А. М. Русакова, в состав которой вошли И. А. Жердев, В. Н. Русакова, А. Н. Соломин, а позднее – Н. А. Окунева и И. В. Шатова, занимается исследованием, разработкой и внедрением машинно-вентильных преобразователей на базе электрических машин переменного тока с по-

стоянными магнитами и индукторных машин с обмоткой возбуждения.

В 1950-х годах на кафедре начаты первые работы по применению ЭВМ для исследования и проектирования электромеханических устройств. К концу 1960-х годов на кафедре были созданы первые прикладные программы, переданные в ряд проектных организаций. По мере совершенствования средств вычислительной техники, улучшения условий ее применения расширялся и круг решаемых задач. Значительно продвинулись работы по математическому моделированию физических процессов в электромеханических системах. Соответствующие математические модели и программы анализа составили основу для автоматизации проектных работ и процедур принятия проектных решений.

В 1980-х годах на кафедре стало интенсивно развиваться направление по созданию методов и средств для автоматизации научных исследований в области электротехники: В этих работах приняли участие Ю. В. Арбузов, С. И. Маслов, В. Н. Стукалин, а позднее А. В. Ильин, Б. Р. Липай, И. В. Станкевич, А. В. Бериллов, Д. С. Грузков.

В разное время 11 сотрудников кафедры защитили докторские диссертации: А. Б. Апаров – электротехнические комплексы специального назначения, В. А. Балагуров – аппараты зажигания, Г. М. Веденеев – системы электроснабжения космических аппаратов, Б. А. Делекторский – гироскопический электропривод, В. Г. Еременко – полупроводниковые устройства, В. К. Лозенко – вентильный электропривод, С. И. Маслов – автоматизация проектирования, Г. С. Мызык – электронные энергетические системы, И. Н. Орлов – теория и проектирование гироскопических электродвигателей, Г. Н. Сенилов – светотехническое оборудование самолетов, В. Н. Тарасов – гистерезисный электропривод.

Современные проблемы развития кафедры

В целом можно отметить, что коллектив кафедры показал свою жизнеспособность и умение перестроить работу в соответствии с изменениями в экономической и социальной жизни российского общества. Об этом свидетельствует успешное развитие новых образовательных технологий и средств их обеспечения, активная издательская деятельность, устойчивое финансирование НИОКР, развитие связей с промышленными предприятиями, укрепление материально-технической базы кафедры.

В 2010 году МЭИ получил статус национального исследовательского университета (НИУ), что предусматривает, в частности, существенное укрепление материальной базы научных и учебных подразделений, оснащение их современным оборудованием, лицензионным программным обеспечением. Сотрудники кафедры ЭКАО разработали концепцию создания научно-технического и учебного комплекса для исследования, испытания и изучения машинно-вентильных энергетических систем автономных объектов. На первом этапе осуществления программы развития МЭИ (2010 г.) кафедра приобрела комплекс современных приборов для проведения научных исследований, лабораторные источники питания и генераторы сигналов. На втором этапе действия программы НИУ, начавшемся в 2011 году, основной упор сделан на создание специализированных лабораторий по исследованию машинно-вентильных систем и свойств магнитных материалов.

Программа развития НИУ “МЭИ” рассчитана до 2019 года и в результате ее реализации кафедра ЭКАО должна усилить свои позиции на рынке образовательных и научных услуг. Приобретаемое оборудование, модернизированные научные лаборатории и центры, специализированные учебные классы станут основой для успешного развития и будут активно и всесторонне использоваться сотрудниками и преподавателями, студентами и аспирантами для проведения научных исследований, выполнения разработок перспективного электрооборудования.

Развитие учебно-методического, материально-технического потенциала кафедры, омоложение ее кадрового состава, подготовка кадров, способных эффективно применять современную технику – основные задачи ее коллектива на современном этапе. 70-летний опыт кафедры ААТЭ – ЭСА – ЭЭЛА – ЭКАО показывает, что эти и другие задачи, будут успешно решены ее коллективом.

Грузков Сергей Александрович, к. т. н., профессор, директор Института электротехники НИУ МЭИ, тел. 362-7105, e-mail: GruzkovSA@mpei.ru

Маслов Сергей Ильич, д. т. н., профессор, проректор НИУ МЭИ по дополнительным формам образования, заведующий кафедрой “Электротехнические комплексы автономных объектов”, тел. 362-8907, e-mail: MaslovSI@mpei.ru

А. В. Бериллов, С. И. Маслов, Г. С. Мыцык

ОБ УЛУЧШЕНИИ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТЫ ПРИ ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЕ ВРАЩЕНИЯ ВАЛА НА БАЗЕ АСИНХРОНИЗИРОВАННОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

A. V. Berilov, S. I. Maslov,
G. S. Mytsyk

Дана справка об истории развития в стране автономной системы генерирования электрической энергии стабильной частоты при переменной частоте вращения вала, выполненной на базе АСГ с использованием для его возбуждения простейшей схемы непосредственного преобразователя частоты (НПЧ-2). Основное внимание в работе уделено устройствам ограничения перенапряжений – снабберам, обеспечивающим эффективное снижение импульсных перенапряжений на полупроводниковых ключах НПЧ.

Ключевые слова: асинхронизированный синхронный генератор, постоянная частота, переменная частота вращения вала, непосредственный преобразователь частоты (циклоконвертор), снаббер.

On Improvement Of System Performance Generating A Constant Frequency And Voltage At Variable Shaft Speed On The Basis Of Asynchronized Synchronous Generator

A note on the history of the country's autonomous system of generating electricity at stable frequency of the variable speed shaft, made on the basis of asynchronized synchronous generator with its excitation to the simplest scheme of direct frequency converter. The main attention is paid to finding snubber circuit design devices, providing better protection for semiconductor converter switches surge.

Key words: asynchronized synchronous generator, stable frequency, variable speed shaft, direct frequency converter (cycloconverter), snubber.

К истории развития направления синтеза автономных систем электроснабжения на основе асинхронизированного синхронного генератора

Первоначальные шаги в направлении создания автономных систем электроснабжения на основе асинхронизированного синхронного генератора (АСГ) в России (по располагаемой нами информации) были сделаны на кафедре “Электрооборудования самолетов и автомобилей (ЭСА)” Московского энергетического института. Сегодня это кафедра “Электротехнические комплексы автономных объектов” (ЭКАО). В 1964 году ГОСНИЭТИ (г. Воронеж) была поставлена задача по разработке для автономного объекта системы генерирования переменного тока стабильной частоты при переменной скорости вращения турбины. Для решения поставленной задачи под руководством кандидата технических наук доцента кафедры ЭСА Н. З. Мастяева менее чем за три года была выполнена хозяйственная научно-исследовательская работа (НИР) “Разработка и исследование асинхронизированного синхронного генератора” [1, 2, 3]. При этом были созданы и экспериментально исследованы несколько вариантов систем генерирования на базе АСГ, сформулированы основные положения по проектированию, а также были даны рекомендации по применению и дальнейшему совершенствованию системы. По результатам работы В. Г. Еременко в

1967 г. защитил кандидатскую диссертацию [4]. Отдельные результаты работы были опубликованы [5] и представлены на конференциях [6, 7].

Блок-схема предложенного технического решения автономной системы генерирования переменного тока на базе АСГ представлена на рис. 1. АСГ выполнен в виде асинхронной машины (АМ) с

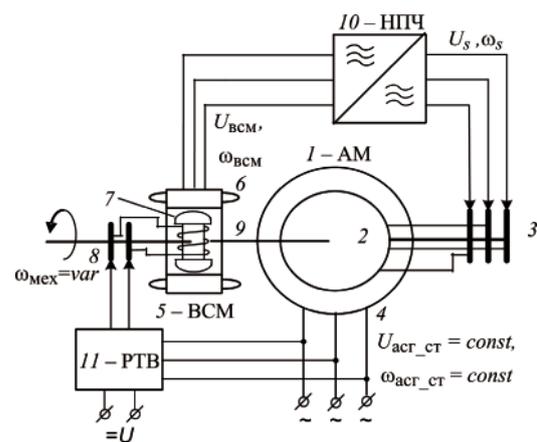


Рис. 1 Блок-схема системы генерирования на базе АСГ: 1 – асинхронная машина (АМ) с фазной обмоткой на роторе 2, выведенной на контактные кольца 3, и с якорной обмоткой 4; 5 – вспомогательная синхронная машина (BSM) с якорной обмоткой 6 и с обмоткой индуктора 7, выведенной на контактные кольца 8; 9 – общий вал АМ и BSM; 10 – непосредственный преобразователь частоты (НПЧ); 11 – регулятор тока возбуждения (РТВ) BSM

числом пар полюсов $p_{acг ст}$ и с трехфазной обмоткой на роторе соединенной в звезду, свободные концы которой выведены на контактные кольца. Возбуждение АМ обеспечивается от вспомогательной синхронной машины (ВСМ) с числом пар полюсов $p_{всм}$ с электромагнитным возбуждением, расположенной с АМ на общем валу. Источником электрической энергии для возбуждения ВСМ служит бортовая сеть постоянного тока.

При вращении общего вала ВСМ и АМ с угловой частотой вращения $\omega_{мех}$ на выводах якорной обмотки ВСМ генерируется трехфазное переменное напряжение $U_{всм}$, угловая частота которого $\omega_{всм}$ определяется соотношением:

$$\omega_{всм} = p_{всм} \cdot \omega_{мех} \quad (1)$$

Напряжение $U_{всм}$ поступает на вход полупроводникового непосредственного преобразователя частоты (НПЧ). НПЧ формирует на своем выходе трехфазное напряжение возбуждения АМ – U_s . Угловая частота напряжения возбуждения АМ ω_s формируется НПЧ таким образом, что выполняется соотношение:

$$\omega_s = \omega_c - \omega_{мех} \quad (2)$$

где ω_c – синхронная угловая частота вращения электромагнитного поля АСГ (АМ) относительно статора, при которой на выводах его якорной обмотки создается требуемое от системы генерирования переменного тока трехфазное напряжение $U_{acг ст}$ постоянной частоты $\omega_{acг ст} = const$. Соотношение (2) совпадает с выражением для абсолютного значения угловой частоты скольжения ротора относительно электромагнитного поля в АМ, относительное значение которой принято обозначать буквой s и определять соотношением:

$$s = \frac{\omega_c - \omega_{мех}}{\omega_c} \quad (3)$$

Руководствуясь общепринятыми понятиями и обозначениями, можно сказать, что на выходе НПЧ рис. 1 формируется трехфазное напряжение с частотой скольжения и для обозначения его параметров применять индекс s , как это и сделано выше. Так как связь между $\omega_{acг ст}$ и ω_c однозначная и определяется соотношением:

$$\omega_c = \omega_{acг ст} / p_{acг ст} \quad (4)$$

то выражение (2) для угловой частоты скольжения можно записать в более общем виде через угловую частоту напряжения на выходе системы генерирования:

$$\omega_s = \frac{\omega_{acг ст}}{p_{acг ст}} - \omega_{мех} \quad (5)$$

Постоянство действующего значения фазного выходного напряжения системы генерирования –

$U_{acг ст} = const$ при изменении электрической нагрузки и частоты вращения общего вала, достигается регулированием действующего значения фазных напряжений ВСМ – $U_{всм}$ посредством изменения тока возбуждения ВСМ с помощью РТВ. Непосредственный преобразователь частоты (НПЧ) в данном решении необходимо выполнять на полностью управляемых ключах.

Управляемые полупроводниковые приборы (транзисторы, тиристоры) в тот период находились в самой начальной стадии развития. Типовым мощным полностью управляемым прибором был биполярный транзистор с $p-n-p$ структурой на ток 10 А с рабочим напряжением 100 В. Тиристоры, по единичной мощности, уже значительно опережали транзисторы. Полная управляемость тиристоров достигалась использованием специально разрабатываемых для каждого типа преобразователя узлов принудительного их запираания (называемых также схемами искусственной коммутации). На начальном этапе разработки было предложено использовать схмотехнические решения НПЧ с минимальным количеством ключей, в транзисторном (рис. 2) [8] и тиристорном (рис. 3) исполнении.

При использовании данных схем НПЧ каждая фаза якорной обмотки вспомогательной синхронной машины должна быть расщеплена на две части, обозначенные для каждой фазы соответственно $w_{1a}, w_{2a}, w_{1b}, w_{2b}, w_{1c}, w_{2c}$, (рис. 2, 3). Так как в схемах рис. 2, 3 выходное напряжение НПЧ в каждый момент времени формируется из двух разных фаз входных напряжений, данное схемное решение НПЧ получило упрощенное обозначение НПЧ-2. Экспериментальные исследования показали, что применение НПЧ-2 вызывает несимметрию фазных напряжений на выходе АСГ по форме, амплитудам и фазовым сдвигам основной гармоники. Поэтому, в последующем, было предложено использовать схемы НПЧ с большим количеством ключей и большей эквивалентной фазностью (НПЧ-3, 4, 6), обеспечивающие лучшее качество преобразования энергетического потока. При экспериментальных исследованиях НПЧ-2 и НПЧ-3 как отдельно, так и

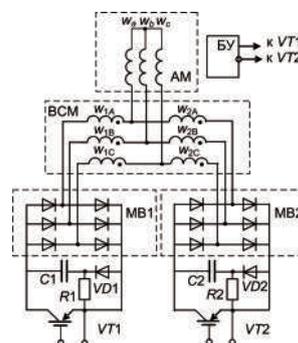


Рис. 2 Схема НПЧ-2 на транзисторах

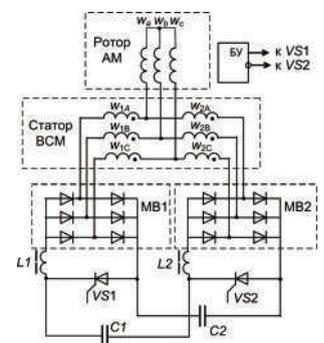


Рис. 3 Схема НПЧ-2 на тиристорах

в составе системы генерирования, на базе АСГ был выявлен новый эффект – “инверсии реактивного тока” (ИРТ) [3]. Эффект ИРТ заключается в том, что при коммутации ключей НПЧ согласно алгоритму квазиоднополосной модуляции с частотой больше частоты входного напряжения НПЧ реактивный ток по входу НПЧ изменяет свой знак на противоположный, то есть при индуктивном характере тока нагрузки входной ток НПЧ приобретает емкостной характер. Применительно к структуре системы генерирования рис. 1 эффект ИРТ позволяет уменьшать установленную мощность вспомогательной синхронной машины, предназначенной для возбуждения АСГ, что необходимо учитывать при системном проектировании. Был также выявлен ряд интересных особенностей в рабочих процессах НПЧ, выполненных на полностью управляемых ключах переменного тока (в виде диодных мостов с управляемым ключом в цепи постоянного тока – как в транзисторном так и тиристорном исполнении). Сразу объяснение этим процессам не было найдено, но это удалось сделать позднее [9, 10].

Одной из задач, требующей обязательного решения для практической реализации предложенной системы генерирования (рис. 1), явилась задача ограничения на допустимом уровне импульсных перенапряжений на ключевых элементах НПЧ, возникающих в моменты их переключения при ненулевых токах в фазных обмотках АМ и ВСМ, обусловленных наличием у обмоток индуктивностей рассеяния. В транзисторном варианте (рис. 2) для решения этой задачи параллельно транзисторам VT1, VT2 были подключены RCD – цепочки, называемые сегодня снабберами. В тиристорном варианте (рис. 3) роль снабберов выполнили конденсаторы C1, C2 узлов принудительного запираания. При этом в тиристорном варианте на конденсаторах наблюдается эффект “накачки” напряжения.

В последние годы на кафедре ЭКАО возобновлены научные исследования автономных систем генерирования переменного тока на базе АСГ в направлении использования для возбуждения АМ более сложных схем преобразования, обеспечивающих более высокое качество тока возбуждения, что позволяет заметно расширить диапазон вращения частоты приводного вала [11, 12, 13]. Судя по публикациям в различных изданиях, интерес к исследованиям в данном направлении на новом витке развития техники проявляется в ряде стран. Ведутся разработки систем генерирования на базе АСГ в бесконтактном варианте [14], в одномашинном варианте (с самовозбуждением, без ВСМ), с использованием ВСМ с возбуждением от постоянных магнитов, с различными вариантами статических преобразователей частоты как НПЧ, так и преобразователями частоты со звеном постоянного тока (ПЧЗПТ). Задача эффективного ограничения на допустимом уровне импульсных перенапряжений

на ключевых элементах ПЧ остается актуальной [14]. Некоторые новые решения данной задачи на кафедре ЭКАО были найдены [15], [16] и описаны далее.

К определению параметров пассивных элементов снабберов в НПЧ-2 на транзисторах

Алгоритм управления транзисторами VT1, VT2 в схеме НПЧ-2 рис. 2 заключается в их попеременном включении с частотой ω_c на половину периода. В моменты переключения транзисторов, необходимо обеспечить полное выключение проводящего транзистора перед включением другого, с целью предотвращения возникновения межфазовых токов короткого замыкания в ВСМ. Выполнение данного условия решается на уровне системы управления и достигается введением паузы (от сотен наносекунд до единиц микросекунд) между срезом и фронтом управляющих сигналов разных транзисторов. При этом, в предположении отсутствия индуктивностей рассеяния обмоток ВСМ и АМ, при закрытых обоих транзисторах во время паузы, максимальное напряжение, приложенное к каждому из них, определяется выражением

$$U_{1VT} = \sqrt{3}U_m, \quad (6)$$

где U_m – амплитудное значение напряжения на обмотках w_{1i}, w_{2i} ($i \Rightarrow a, b, c$) ВСМ.

Энергия, которую при этом приобретает каждый конденсатор снабберов, с учетом (6) равна:

$$W_{1C} = \frac{U_{1VT}^2 C}{2}. \quad (7)$$

При включении одного из транзисторов, максимальное напряжение на другом, уже закрытом, определяется выражением

$$U_{2VT} = 2\sqrt{3}U_m. \quad (8)$$

Соответственно энергия в конденсаторе снаббера закрытого транзистора увеличится, обозначим ее новое значение W_{2C} , а изменение энергии определится выражением:

$$\Delta W_{12C} = W_{2C} - W_{1C} = \frac{U_{2VT}^2 C}{2} - \frac{U_{1VT}^2 C}{2} = \frac{3U_{1VT}^2 C}{2}. \quad (9)$$

Так как обмотки ВСМ и АМ, на самом деле, имеют определенную индуктивность рассеяния, то их энергия при переключении транзисторов также передается в конденсатор снаббера выключаемого транзистора, что приводит к росту напряжения на транзисторе, выше определяемого выражением (8). Рассмотрим этот процесс более подробно.

На момент начала переключения транзисторов в фазах одной из частей якорной обмотки ВСМ, связанной через выпрямитель с выключаемым транзистором, протекают токи обмоток ротора АМ.

При этом в индуктивностях рассеяния указанных обмоток общее количество энергии может быть определено выражением:

$$W_{1L_{\sigma}}^{\Sigma} = 2 \cdot \frac{\left(\frac{\sqrt{3}}{2} I_m\right) L_{\sigma}}{2} = \frac{3}{4} I_m^2 \cdot L_{\sigma}, \quad (10)$$

где I_m – амплитудное значение тока обмотки ротора АМ, L_{σ} – суммарное значение индуктивностей рассеяния половины якорной обмотки ВСМ и обмотки ротора АМ в каждой фазе.

В другой части якорных обмоток ВСМ токи в момент начала переключения транзисторов отсутствуют.

Когда оба транзистора оказываются выключенными, энергия $W_{1L_{\sigma}}^{\Sigma}$ начинает передаваться в конденсатор снаббера выключаемого транзистора при наличии в контурах передачи ЭДС половины якорной обмотки ВСМ.

Далее, включается другой транзистор, что обуславливает появление новых контуров для протекания токов в обмотках ВСМ и АМ в схеме рис. 2. Процесс передачи энергии $W_{1L_{\sigma}}^{\Sigma}$ в конденсатор продолжается при наличии в контурах передачи ЭДС уже обеих частей якорной обмотки ВСМ. Помимо этого, становится возможна подкачка дополнительной энергии $W_{2L_{\sigma}}^{\Sigma}$ в отключенную половину якорной обмотки ВСМ и далее передача этой энергии в конденсатор.

С учетом возможной многовариантности начальных значений напряжения на конденсаторе и необходимости определения $W_{2L_{\sigma}}^{\Sigma}$, получение аналитических зависимостей емкости конденсаторов и сопротивлений резисторов снабберов при заданном уровне перенапряжений на транзисторах в схеме рис. 2 представляется достаточно сложным.

Альтернативным вариантом определения оптимальных значений указанных параметров является создание имитационной компьютерной модели схемы рис. 2 и проведение на ее основе серии расчетов с вариацией параметров. Применение данного метода в программе моделирования САПР *Orcad–Pspice A/D*, для исследуемой авторами системы генерирования электрической энергии на базе АСГ при $U_m = 55$ В, $I_m = 21,1$ А, $L_{\sigma} = 100$ мкГн ($L_{\sigma \text{ ВСМ}} = 25$ мкГн, $L_{\sigma \text{ АМ}} = 75$ мкГн) и $s = 0,05$ показало, что значение максимального напряжения (перенапряжения) на транзисторах в схеме НПЧ-2 зависит не только от емкости конденсаторов снабберов, но и от степени разряда конденсатора (т. е. от сопротивления разрядного резистора) за время включенного состояния защищаемого транзистора. По результатам проведенных исследований, наиболее оптимальным, с точки зрения получения минимальных перенапряжений, является уменьшение энергии конденсаторов в процессе их разряда на величину близкую к значению $W_{1C} + W_{1L_{\sigma}}^{\Sigma}$. В табл. 1 приведены

значения сопротивления резисторов снабберов, обеспечивающие указанный режим разряда конденсаторов, мощность выделяемых в них потерь и максимальные напряжения на транзисторах НПЧ для разных значений емкости.

Таблица 1

Емкость C_1, C_2 (мкФ)	1	5	10	20
Сопротивление R_1, R_2 (Ом)	15000	6656	4381	2662
Мощность P_{R1}, P_{R2} (Вт)	1,7	2,7	3,7	5,7
$U_{mVT},$ В	310	211	205	200

Для сравнения в табл. 2 приведены аналогичные параметры для режима полного разряда конденсаторов.

Таблица 2

Емкость C_1, C_2 (мкФ)	1	5	10	20
Сопротивление R_1, R_2 (Ом)	2900	580	290	145
Мощность P_{R1}, P_{R2} (Вт)	2,7	10,1	21,6	44,4
$U_{mVT},$ В	340	309	277	313

Большие значения напряжений на транзисторах НПЧ-2 в случае полного предварительного разряда конденсаторов снабберов объясняются более значительной подкачкой дополнительной энергии $W_{2L_{\sigma}}^{\Sigma}$, что хорошо видно при сравнении осциллограмм токов в отключаемой половине обмоток якоря ВСМ на рис. 4.

Из сопоставления приведенных в таблицах 1 и 2 данных по рассеиваемой мощности на резисторах снабберов очевидно, что найденный режим частичного разряда конденсаторов снабберов является более энергоэффективным решением ограничения импульсных перенапряжений на транзисторах НПЧ. В режиме частичного разряда снижаются также потери

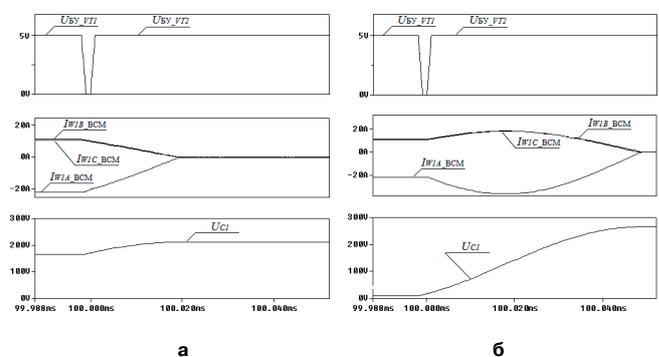


Рис. 4 Осциллограммы процессов при заряде конденсатора снаббера $C = 5$ мкФ: а – в случае частичного предварительного разряда ; б – в случае полного предварительного разряда

в самих конденсаторах и значение их рабочего напряжения.

НПЧ-2 со снабберами, реализующими принцип “электронного клапана”

Как показывают приведенные выше результаты исследований традиционного RCD снаббера, оптимальный, с точки зрения получения минимальных перенапряжений, частичный разряд конденсатора позволяет получить выигрыш, как в уровне перенапряжения, так и в величине рассеиваемой мощности. Однако, на практике может оказаться затруднительным подобрать резистор требуемого сопротивления. Подобранный номинал резистора может обеспечить оптимальные показатели при работе НПЧ с определенной индуктивностью рассеяния, подключаемых к нему электрических машин. В случае изменения индуктивностей рассеяния, может потребоваться коррекция параметров пассивных элементов снабберов НПЧ.

Указанных трудностей можно избежать, если схему снаббера реализовать по принципу клапана избыточного давления. Применительно к рассматриваемым здесь устройствам силовой электроники этот принцип обозначим как “электронный клапан”, суть его в том, что конденсатор подключается к разрядному резистору, только в случае повышения на нем напряжения выше определенного уровня – порога срабатывания $U_{п. ср.}$. Далее, разрядный резистор остается подключенным к конденсатору, пока напряжение на конденсаторе не опустится до другого уровня, более низкого, чем порог срабатывания, – порога отпускания $U_{п. отп.}$. Пороги срабатывания и отпускания могут перенастраиваться в зависимости от индуктивностей рассеяния в коммутируемых НПЧ цепях.

Подключение конденсаторов к разрядным резисторам в схемах НПЧ при реализации принципа “электронного клапана” должно осуществляться не основными транзисторами НПЧ, а дополнительными. На рис. 5 показана схема НПЧ-2 с установленными вместо RCD-цепочек снабберами, реализующими принцип электронного клапана.

Второй вариант схемотехнической реализации принципа “электронного клапана” показан на рис. 6. Он отличается от решения по рис. 5 большей простотой: благодаря введению четырех разделительных диодов VD1-VD4 здесь для защиты обоих ключей VT1, VT2 НПЧ-2 используется только один дополнительный транзистор VT3 с блоком управления БУ2, один накопительный конденсатор C1 и разрядный резистор R1.

Применение этого варианта снабберного устройства (реализующего принцип электронного клапана) наиболее эффективно в сложных схемах преобразователей частоты с повышенным значением эквивалентной фазности выходного напряжения – НПЧ-3 [16], НПЧ-6, НПЧ-12 и т. д.

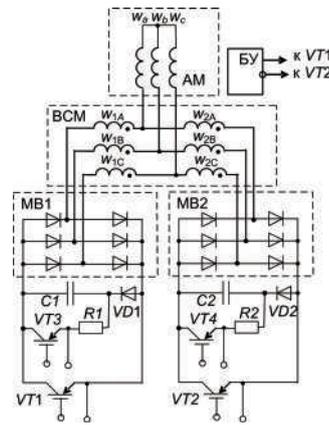


Рис. 5 Схема НПЧ-2 с двумя снабберами, работающими по принципу “электронного клапана”

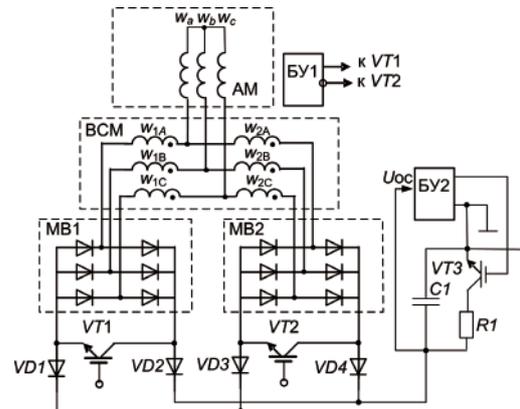


Рис. 6 Схема НПЧ-2 с одним снаббером, работающим по принципу “электронного клапана”

Блок управления дополнительным транзистором в схеме рис.6 может быть реализован на основе двух компараторов, генератора высокочастотных импульсов (ГТИ) и синхронного RS-триггера. Функциональная схема блока управления приведена на рис. 7.

По осциллограммам в отключаемой половине обмоток якоря ВСМ видно, что подкачка дополнительной энергии W_{2L}^2 минимальна.

Идея “электронного клапана” может быть реализована практически во всех устройствах силовой электроники, где возникает проблема борьбы с импульсными перенапряжениями, вызванными индуктивностями рассеяния обмоток

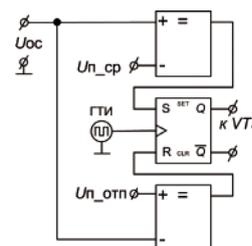


Рис. 7 Функциональная схема блока управления транзистором снаббера

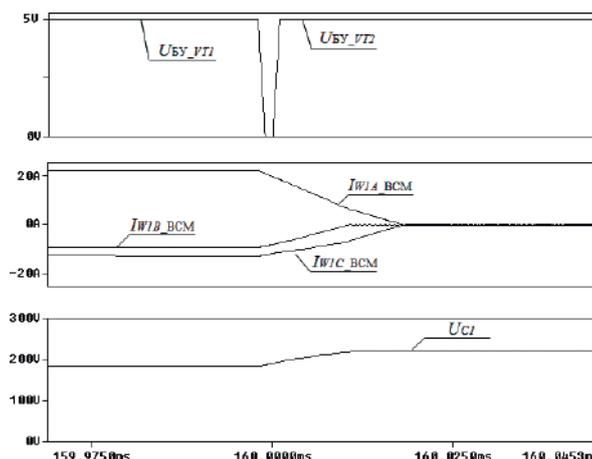


Рис. 8 Осциллограммы процессов при заряде конденсатора снаббера, работающего по принципу “электронного клапана”

или же паразитными индуктивностями проводов и монтажа.

Новизна и полезность выше описанных решений подтверждена двумя патентами и результатами имитационного компьютерного моделирования.

Выводы

1. На примере простейшей схемы непосредственного преобразователя частоты (НПЧ-2) показана возможность повышения энергетической эффективности традиционных RCD-цепочек (снабберов), используемых для снятия импульсных перенапряжений на ключевых элементах, обусловленных паразитными индуктивностями. Предложенная идея заключается в параметрической оптимизации цепочки, обеспечивающей не полный, а частичный (лишь до определенного уровня) разряд конденсатора.

2. В развитие идеи частичного разряда конденсатора предложены новые решения снабберных устройств, использующих принцип “электронного клапана” и также реализующих идею частичного разряда конденсатора. Показана энергетическая эффективность этих решений. Их использование наиболее эффективно в сложных схемах НПЧ- $m_{1Э}$, (где $m_{1Э} = 3; 6; 12$ и т. д.), поскольку реализация этого принципа позволяет значительно упростить аппаратную реализацию средств ограничения импульсных перенапряжений.

Литература

1. Отчет по научно-исследовательской работе “Разработка и исследование асинхронизированного синхронного генератора” (II этап) // Договор с ГОСНИЭТИ, г. Воронеж, наряд 12/64 // Руков. Мастяев Н. З., исполн. Еременко В. Г., Мыцык Г. С. – М.: МЭИ, 1965. – 60 с.

2. Отчет по научно-исследовательской работе “Разработка и исследование асинхронизированного

синхронного генератора” (III этап) // Договор с ГОСНИЭТИ, г. Воронеж, наряд 12/64 // Руков. Мастяев Н. З., исполн. Еременко В. Г., Мыцык Г. С. – М.: МЭИ, 1966. – 63 с.

3. Отчет по научно-исследовательской работе “Разработка и исследование асинхронизированного синхронного генератора” (III этап) // Договор с ГОСНИЭТИ, г. Воронеж, наряд 12/64 // Руков. Мастяев Н. З., исполн. Еременко В. Г., Мыцык Г. С. – М.: МЭИ, 1966. – 45 с.

4. Еременко В. Г. Разработка и исследование источника электроэнергии постоянной частоты с асинхронным генератором при переменной скорости вращения. Автореферат дис. на соиск. уч ст. к. т. н. – М.: МЭИ. 1967. – 28 с.

5. Еременко В. Г. Система генератор–полупроводниковый преобразователь частоты–асинхронизированный синхронный генератор. – Электротехника, 1966, № 10, С. 9–11.

6. Мыцык Г. С., Еременко В. Г. Гармонический анализ полностью управляемых преобразователей частоты без звена постоянного тока. Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1968–1969 гг. (апрель 1970 г.). – М.: МЭИ, 1969, С. 27–33.

7. Мастяев Н. З., Мыцык Г. С. Некоторые соотношения между вторичными и первичными величинами в автономном источнике стабильной частоты. Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1968–1969 гг. (апрель 1970 г.). – М.: МЭИ, 1969, С. 34–40.

8. Авторское свид.-о СССР №133950, МКИ2 5/27. Трехфазный преобразователь частоты на полупроводниковых приборах / Автор: А. И. Журавлев. Бюл. Изобр. № 23, 1960.

9. Мыцык Г. С. Исследование способов преобразования параметров электроэнергии с помощью статических преобразователей. Канд. дис.

на соискание ученой степени к. т. н. – М.: МЭИ, 1972. – 509 с.

10. *Мыцык Г. С., Коняхин С. Ф., Цишевский В. А.* Удвоение пульсности выпрямленного напряжения в мостовой схеме выпрямления. Вестник МЭИ. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007, С.76–84.

11. *Кьо Зо Лин, Берилов А. В.* Имитационное компьютерное моделирование синхронизированного асинхронного генератора в системе ПСПЧ. “Радиоэлектроника, электротехника и энергетика”. – Шестнадцатая Междунар. Научн.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. в 3 т. Т. 2. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010, С. 68–70.

12. *Берилов А.В., Кьо Зо Лин, Маслов С. И., Мыцык Г. С.* Система стабилизации частоты на базе асинхронизированного синхронного генератора. – Электричество № 10, 2010 г.

13. *Берилов А. В., Маслов С. И., Мыцык Г. С., Хлаинг Мин.* Автономная система электроснабжения на базе асинхронного генератора с переменной частотой вращения вала. – Электропитание, № 2, 2011 г.

14. *Галиновский А. М., Ленская Е. А., Эрхард Айхофер.* Исследование моделей электромашин-

но-вентильных преобразователей с ограниченным числом полностью управляемых вентилях. – Научно-практический журнал “Электротехника и Электромеханика”, 2006, № 5, Харьковский политехнический институт.

15. Патент на полезную модель RU 103254 U1 МПК H02M 5/27. Преобразователь частоты (варианты)/ А. В. Берилов, Кьо Зо Лин, Г. С. Мыцык. БИ №9, 2011 г.

16. Патент на полезную модель RU 104398 U1 МПК H02M 5/27. Непосредственный преобразователь частоты/ А. В. Берилов, Кьо Зо Лин, Г. С. Мыцык. БИ №13, 2011 г.

Берилов Андрей Вячеславович, старший преподаватель кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов” (ЭКАО) НИУ МЭИ, тел.: (495)362-7773, e-mail: BerilovAV@mpei.ru;

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов” (ЭКАО) НИУ МЭИ, тел.: (495)362-7100, e-mail: MytsykGS@mpei.ru;

Маслов Сергей Ильич, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой “Электротехнические комплексы автономных объектов”, тел.: (495)362-8907, e-mail: MaslovSI@mpei.ru.

Д. В. Горякин, Г. С. Мыцык

ТРЕХФАЗНАЯ МОСТОВАЯ ИНВЕРТОРНАЯ СХЕМА В РЕЖИМЕ КОМПЕНСАТОРА РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

D. V. Goryakin,
G. S. Mytsyk3-Phase Bridge Inverter Circuit In Reactive
Power Compensator Mode

Рассмотрено упрощенное модельное описание трехфазной мостовой инверторной схемы в режиме компенсатора реактивной мощности. Проведено имитационное компьютерное моделирование такого режима с программным ШИМ алгоритмом. Показаны дополнительные режимы работы мостовой инверторной схемы и их применение в автономной системе электроснабжения.

Ключевые слова: схема трехфазного мостового инвертора, режим компенсатора реактивной мощности, модельное описание, имитационное компьютерное моделирование, области применения.

Simplified model description of 3-phase bridge inverter circuit in reactive power compensator mode has been considered. Computer simulation of the circuit with program controlled PWM algorithm was performed. Additional operating modes of bridge inverter circuit were shown for standalone power supply system application.

Key words: 3-phase bridge inverter circuit, reactive power compensator mode, model description, computer simulation, application fields.

В настоящее время компенсации реактивной мощности в энергосетях на различных участках ее распределения по потребителям продолжает оставаться важной и актуальной задачей. Реактивная мощность потребляется в основном потребителями, содержащими электромеханические и электромагнитные узлы (асинхронные двигатели, трансформаторы), а также различного рода устройства силовой электроники, которые составляют значительную часть нагрузки на предприятиях и в системах жизнеобеспечения жилых домов. Для решения этой задачи применяют компенсаторы реактивной мощности (КРМ), устанавливаемые как на стороне высокого напряжения в энергосетях, так и непосредственно у конечных потребителей электроэнергии.

Основные типы устройств, применяемых в качестве КРМ:

- конденсаторные батареи с шунтирующими тиристорно-дроссельными реакторами, обеспечивающими требуемое плавное регулирование режима компенсации;
- синхронные компенсаторы;
- статические тиристорные компенсаторы (СТК) на основе трехфазной инверторной схемы;
- статические малоискажающие транзисторные компенсаторы (СМТК), которые обозначаются в данном случае просто как компенсаторы реактивной мощности (КРМ).

В настоящее время в технической литературе фактически отсутствует в должном объеме информация, необходимая не только для проектирования КРМ класса СМТК, но и для понимания физической сущности процессов в них. В частности, в том числе и по этой причине могут быть упущены возможности по своевременной разработке (на современном уровне) автономных систем электро-

снабжения (АСЭС) с улучшенными технико-экономическими показателями.

С учетом изложенного, целью настоящей статьи является создание упрощенного модельного описания функциональной характеристики КРМ на основе топологии трехфазной инверторной схемы с алгоритмом ШИМ и исследование особенностей физических процессов в ней на основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ).

КРМ на основе трехфазной инверторной схемы

Современный уровень развития силовой электроники позволяет использовать в качестве КРМ статические электронные компенсаторы с расширенными функциональными возможностями (СМТК), которые обеспечиваются построением их не на тиристорах, а на полностью управляемых ключевых элементах – *IGBT*. Несмотря на то, что идея построения таких компенсаторов привлекает внимание исследователей еще с 80-х годов XX века [1], однако до сих пор должного распространения и практического воплощения у нас в стране она пока еще не получила. Не составляет особого труда перечислить причины этого как объективного, так и субъективного характера.

КРМ данного класса (СМТК) представляет собой трехфазную мостовую инверторную схему (ТИН) – рис. 1, соединенную по выходной цепи с сетью переменного тока через последовательно включенные сопрягающие дроссели индуктивности (*L*). На стороне постоянного тока установлен буферный конденсатор (*C_б*). Дополнительно в цепи постоянного тока может использоваться источник постоянного напряжения *E_d* небольшой мощности, устанавливаемый для компенсации внутренних потерь КРМ. Для обеспечения требуемого качества генерируемого в сеть реактивного тока управление

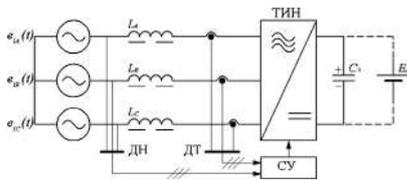


Рис. 1. Структурно-функциональная схема преобразователя на основе ТИН в режиме КРМ

ключевыми элементами КРМ осуществляется путем использования различных модификаций широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В зарубежной практике компенсаторы такого типа получили название СТАТКОМ (STATCOM).

При отсутствии источника на стороне постоянного тока и с учетом только основной гармоники генерируемого в сеть емкостного тока функциональная характеристика идеального КРМ (без учета потерь на его ключевых элементах), в соответствии с векторной диаграммой, показанной на рис. 2а, характеризуется следующим соотношением [2]:

$$E_{2(1)m} = U_{1m} + U_{L(1)m} = U_{Cm} + I_{1(1)m} \cdot 2\pi \cdot F \cdot L, \quad (1)$$

где $E_{2(1)m}$, U_{1m} , $U_{L(1)m}$ – фазные амплитудные значения основных гармоник противо-ЭДС КРМ, напряжения сети и напряжения на сопрягающем дросселе индуктивности.

В нормированном виде выражение (1) имеет вид:

$$E_{2(1)m}^* = \frac{E_{2(1)m}}{U_{1m}} = 1 + \frac{I_{1(1)m} \cdot X_L}{U_{1m}} = 1 + X_L^* = 1 + I_{1(1)m}^*, \quad (2)$$

где $X_L = 2\pi \cdot F \cdot L$ – индуктивное сопротивление дросселя индуктивности;

$I_{1(1)m0} = U_{1m}/X_L$ – амплитуда основной гармоники предельного значения тока, отдаваемого в сеть;

$I_{1(1)m}^* = I_{1(1)m}/I_{1(1)m0}$ – относительное значение этого тока;

$I_{1(1)m}$ – текущее его значение.

В этом режиме фазовый сдвиг основной гармоники фазного тока относительно сетево-

го фазного напряжения принимает значение $\varphi_{КРМ(1)} = \varphi_{1(1)} = \pi/2$, имея при этом емкостной характер. Относительно же противо-ЭДС КРМ этот угол является отстающим, то есть имеет индуктивный характер.

Если учесть потери мощности в компонентах КРМ, то для их компенсации из сети будет потребляться также и соответствующая по значению активная составляющая мощности, как показано на векторной диаграмме (рис. 2б). В результате генерируемый в сеть ток будет характеризоваться уже меньшим (на угол потерь $\delta_{1(1)}$) значением угла: $\delta_{1(1)} = \pi/2 - \varphi_{1(1)}$. Угол потерь определяется эквивалентным сопротивлением цепи КРМ $R_{КРМ(1)}$, отнесенным к питающей сети переменного напряжения, и значением компенсируемого в этой сети реактивного сопротивления $X_{1(1)}/I_{1m}$:

$$\delta_{1(1)} = \arctg \frac{X_{1(1)}}{R_{КРМ(1)}}. \quad (3)$$

Из векторной диаграммы для противо-ЭДС можно получить следующее выражение:

$$E_{2(1)m}^* = \cos \delta_{1(1)} + \sqrt{X_L^{*2} - \sin^2 \delta_{1(1)}} = \cos \delta_{1(1)} + \sqrt{I_{1(1)m}^{*2} - \sin^2 \delta_{1(1)}}. \quad (4)$$

Выходное напряжение КРМ определяется по формуле [2]:

$$U_{d0}^* = \frac{U_{d0}}{U_{1m}} = 2 \frac{E_{2(1)m}}{U_{1m} \cdot \mu} = \frac{2}{\mu} E_{2(1)m}^*. \quad (5)$$

Полученные модели позволяют установить зависимость выходного напряжения U_{d0}^* КРМ от значения отдаваемого в сеть тока и от параметра глубины модуляции μ [2]:

$$U_{d0}^* = \frac{2}{\mu} \cdot \left(\cos \delta_{1(1)} + \sqrt{I_{1(1)m}^{*2} - \sin^2 \delta_{1(1)}} \right). \quad (6)$$

Потери на элементах ТИН в режиме КРМ могут быть компенсированы двумя путями: или установкой в цепи питания дополнительного источника постоянного напряжения (например, в виде трансформаторно-выпрямительного устройства) на мощность, равную мощности этих потерь (подрезим “1”), или установкой по системе управления соответствующего значения угла $\theta < \pi/2$ (подрезим “2”).

Для проверки полученных моделей на соответствие реальным физическим процессам проведено имитационное компьютерное моделирование (ИКМ). Управление КРМ осуществляется по программному ШИМ алгоритму (с жесткой логикой) с использованием информации о напряжении сети и о генерируемом в нее токе. Осциллограммы, характеризующие режим КРМ, представлены на рис. 3–5. На рис. 6 показаны характеристики КРМ

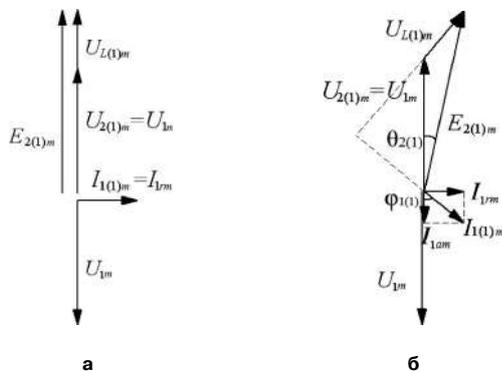
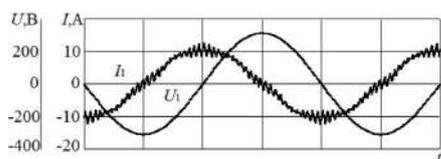
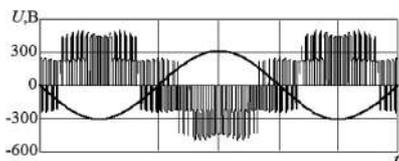


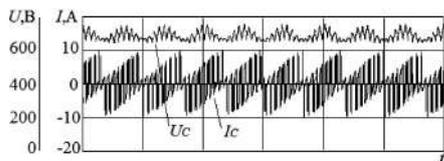
Рис. 2. Векторные диаграммы идеального КРМ: а – в подрезиме “1”; б – в подрезиме “2” с компенсацией потерь в КРМ от дополнительного источника



а

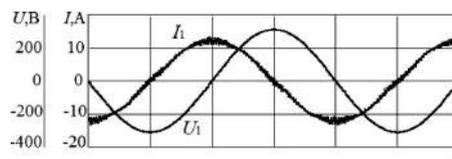


б

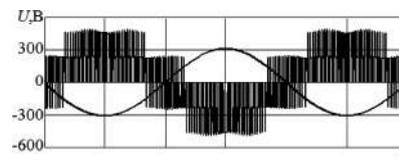


в

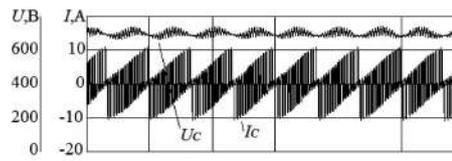
Рис. 3. Осциллограммы процессов в КРМ в подрежиме “2” при тактовой частоте $f_T = 2400$ Гц ($C = 10$ мкФ, $L = 10$ мГн): а – сетевые фазное напряжение и ток; б – сетевое фазное напряжение и противо-ЭДС КРМ; в – напряжение на буферном конденсаторе и ток буферного конденсатора. Искажения реактивного тока с $K_r = 10,6\%$



а

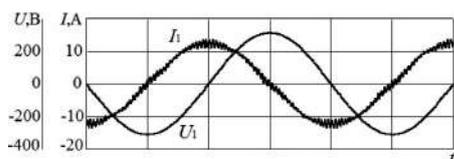


б

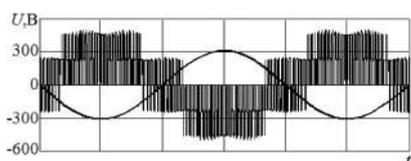


в

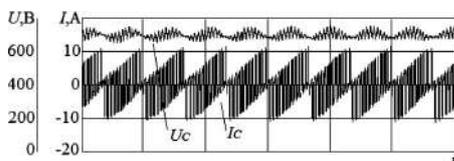
Рис. 5. Осциллограммы процессов в КРМ в подрежиме “2” при тактовой частоте $f_T = 4700$ Гц ($C = 10$ мкФ, $L = 10$ мГн): а – сетевые фазное напряжение и ток; б – сетевое фазное напряжение и противо-ЭДС КРМ; в – напряжение на буферном конденсаторе и ток буферного конденсатора. Искажения реактивного тока с $K_r = 7,6\%$



а



б



в

Рис. 4. Осциллограммы процессов в КРМ в подрежиме “2” при тактовой частоте $f_T = 3600$ Гц ($C = 10$ мкФ, $L = 10$ мГн): а – сетевые фазное напряжение и ток; б – сетевое фазное напряжение и противо-ЭДС КРМ; в – напряжение на буферном конденсаторе и ток буферного конденсатора. Искажения реактивного тока с $K_r = 9,3\%$

при переходе от подрежима “1” к подрежиму “2”. Напряжение источника $E_d = 650$ В. При значении угла управления $0 < \theta < 0,3^\circ$ КРМ работает в подрежиме “1”. С увеличением угла θ растет выходное

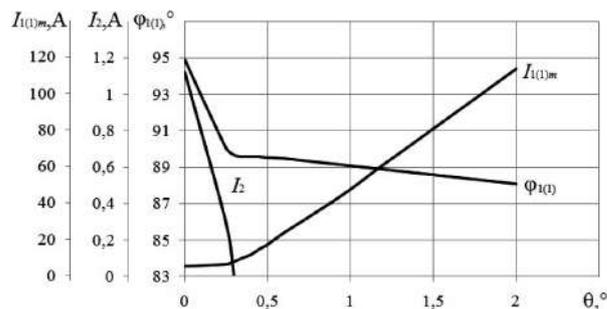


Рис. 6. Зависимости потребляемого от дополнительного источника тока I_2 , компенсируемого реактивного тока и угла $\varphi_{1(1)}$ от параметра управления θ

напряжение ТИН U_d , которое при $\theta = 0,3^\circ$ достигает значения 650 В. При дальнейшем увеличении угла управления напряжение $U_d > E_d = 650$ В. Потери в элементах ТИН компенсируются от сети переменного тока ($\varphi_{1(1)} < \pi/2$, подрежим “2”) и дополнительный источник напряжения не используется.

О применении КРМ в автономных системах электроснабжения

Свойство ТИН работать в режиме КРМ может быть полезно использовано при построении автономных систем электроснабжения (АСЭС).

Первый вариант АСЭС: построение вентиляционного генератора с использованием КРМ (вместо неуправляемого выпрямителя). Нужно заметить, что данная структура может реализовать не только функцию генерирования, но и запуска приводного

двигателя, являющегося первичным источником механической энергии. Таким образом, АСЭС данного типа может реализовать две совмещенные функции, то есть функцию стартер-генератора.

1) В качестве генератора может использоваться синхронная машина (СМ) с электромагнитным или комбинированным возбуждением. КРМ работает в комбинированном режиме, реализуя две функции – функцию выпрямления и функцию создания емкостной реакции якоря, которая позволяет уменьшить мощность возбуждения СМ и массу СМ в целом.

2) В качестве генератора может использоваться также и асинхронная машина (АМ) с короткозамкнутым ротором. Ее самовозбуждение может быть обеспечено с помощью КРМ – рис. 7 [3]. Исследование перспектив применения именно такого варианта (АМ с КРМ) представляется наиболее интересным и актуальным. Осциллограммы, характеризующие режим работы ТИН в данной системе,

представлены на рис. 8. Регулирование угла $\varphi_{1(1)}$ и, соответственно, мощности возбуждения при постоянной нагрузке осуществляется путем одновременного изменения параметров управления μ и θ , как показано на рис. 9.

Второй вариант АСЭС: построение системы стабилизации частоты при переменной частоте вращения приводного вала (типа ПСПЧ – переменная скорость – постоянная частота) на основе последовательно соединенных вентильного генератора на базе АМ с КРМ и трехфазного инвертора напряжения – ТИН (в своем традиционном режиме инвертирования).

Третий вариант АСЭС: построение системы генерирования переменного тока на базе АМ с короткозамкнутым ротором. Начальное самовозбуждение АМ может осуществляться батареей не регулируемых конденсаторов соответствующей (небольшой) емкости и КРМ с регулируемым по уровню емкостным током [4], как показано на рис. 10.

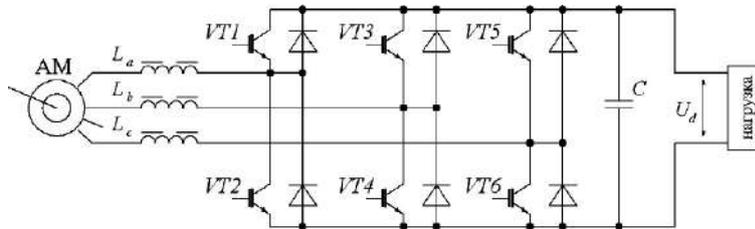


Рис. 7. Структурно-функциональная схема АСЭС на базе асинхронного генератора с самовозбуждением от последовательно включенного преобразователя в смешанном режиме (с совмещенными с функциями выпрямителя и КРМ)

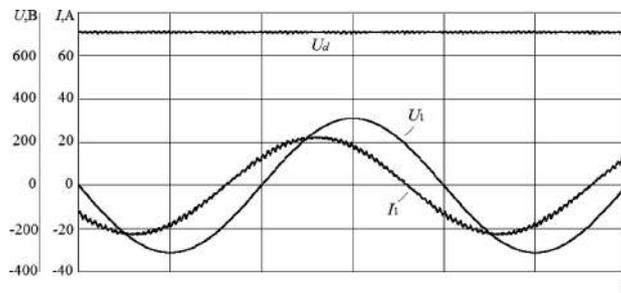


Рис. 8. Осциллограммы сетевого фазного напряжения и тока и выпрямленного напряжения в преобразователе в смешанном режиме при тактовой частоте $f_T = 3600$ Гц ($C = 100$ мкФ, $L = 10$ мГн, $\varphi_{1(1)} = 45^\circ$)

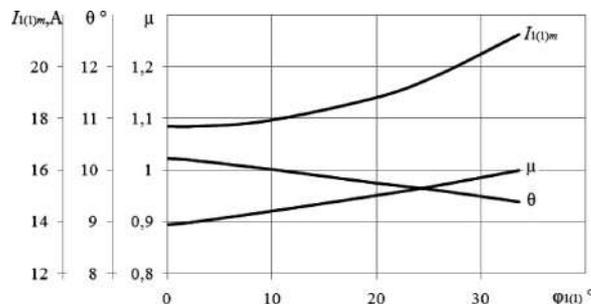


Рис. 9. Зависимости потребляемого тока и параметров управления преобразователя в смешанном режиме от значения угла $\varphi_{1(1)}$ при $U_{d0} = 700$ В, $f_T = 3600$ Гц

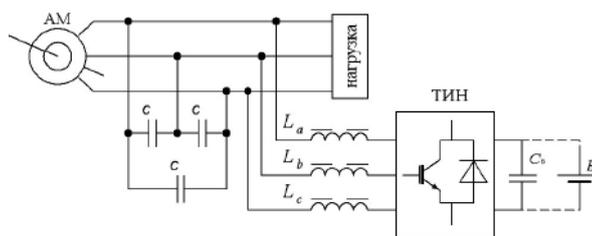


Рис. 10. Структурно-функциональная схема АСЭС на базе асинхронного генератора с самовозбуждением с параллельным включением КРМ

Для выработки рекомендаций по практическому применению перечисленных вариантов должны быть проведены соответствующие комплексные исследования на уровнях, как имитационного компьютерного моделирования, так и натурального моделирования.

Выводы

1. Предложено упрощенное модельное описание функциональной характеристики компенсатора реактивной мощности (КРМ) на основе трехфазной инверторной схемы с формированием его противо-ЭДС по алгоритму программной ШИМ с синусоидальным законом модуляции.

2. Правомерность предложенного модельного описания подтверждена (с достаточной для инженерной практики точностью) результатами имитационного компьютерного моделирования.

3. Даны варианты возможного использования КРМ при синтезе автономных систем электроснабжения.

Литература

1. Кочкин В. И., Обязуев А. П., Толстов Ю. Г. Расчет зависимого одномостового преобразователя напряжения // Техническая электродинамика. — 1985. — №3. С. 45–50.

2. Мыцык Г. С. Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов. Автореферат дис. -и на соиск. уч. ст. д. т. н. — М.: МЭИ(ТУ), 2001. — 41 с.

3. Горякин Д. В. Исследование и использование функциональных свойств мостовой инверторной схемы в режиме управляемого реактивного сопротивления для применения в составе автономной системы электроснабжения // Федоровские чтения — 2011. М.: Издательский дом МЭИ, 2011. С. 205–207.

4. Bhim Singh, S. S. Murthy, Sushma Gupta. STATCOM-Based Voltage Regulator for Self-Excited Induction Generator Feeding Nonlinear Loads // IEEE trans. on Ind. Electronics, vol. 53, no. 5, oct. 2006, pp. 1437–1451.

Горякин Дмитрий Васильевич, Аспирант 2-го года обучения кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +7(903)239-31-57, e-mail: goryakindv@mail.ru;

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +7(916)957-39-73, e-mail: mytsykgs@rambler.ru.

Г. С. Мыцык, Пью Мьинт Тхейн, Хлаинг Мин У

МОДИФИКАЦИЯ УПРОЩЕННОЙ МЕТОДИКИ РАСЧЕТА Г-ОБРАЗНОГО LC-ФИЛЬТРА

G. S. Mytsyk G. S., Phyoo Myint Thein, Hlaing Min Uo

Modification Of L-Shaped LC-Filter Design Simplified Method

Статья посвящена уточненной методике расчета LC фильтра для всех типов спектров напряжения, используемых в силовой преобразовательной технике. Приведены примеры расчета Г-образного фильтра, устанавливаемого на выходе трехфазного инвертора с π -алгоритмом управления его ключами, и однофазного мостового инвертора с однополярной широтно-импульсной модуляцией (ОШИМ) по синусоидальному закону с применением необходимых модельных описаний и с иллюстрацией результатов расчета характерными графиками, таблицами, осциллограммами. В качестве средства решения задачи использованы аналитический метод и имитационное компьютерное моделирование.

Ключевые слова: силовой преобразователь, инвертор, искажения напряжения, LC фильтр, расчет, модельное описание, спектр напряжения, системное проектирование, имитационное компьютерное моделирование.

The paper is devoted to the refined LC filter calculating method for all types of voltage spectrum used in power conversion equipment. Examples of L-shaped filter design, placed at the output of three phase inverter with π -control algorithm and single phase inverter with sinusoidal pulse width modulation (SPWM) are presented with appropriate model descriptions, illustration of the characteristic of graphs and charts. As a means of solving the problem analytical method and computer simulation are used.

Keywords: power converter, inverter, voltage distortion, the calculation of filter, LC filter, calculation, model description, voltage spectrum, system design, computer simulation.

Импульсно-модуляционные способы преобразования параметров электроэнергии — напряжения и тока, как правило, не обеспечивают допустимого уровня их искажений. Для доведения этого показателя до требуемого уровня используют фильтрацию этих величин. На практике чаще всего применяют наиболее простой и достаточно эффективный Г-образный LC-фильтр. Несмотря на его простоту точное модельное описание процессов в нем совместно с реальной активно-индуктивной нагрузкой достаточно сложное [1]. Не случайно решение этой задачи, как в точном, так и в упрощенном виде, интересовало и продолжает интересоваться многих инженеров-исследователей [2, 3]. Настоящая работа является продолжением работы [2]. Опыт показал, что известная методика [2] упрощенного расчета параметров фильтра дает приемлемые для инженерной практики результаты лишь для низкочастотных спектров напряжения. Для высокочастотных спектров напряжения с двухполярной ШИМ (ДШИМ) и однополярной ШИМ (ОШИМ) она не дает ожидаемого результата. Целью данной работы является дальнейшее развитие упрощенной методики расчета LC-фильтра для спектров напряжения этого типа.

Методика упрощенного расчета Г-образного LC – фильтра

Последовательный LC контур эквивалентен Г-образному LC-фильтру в режиме холостого хода (XX) преобразователя. На первом этапе анализ работы фильтра и методика его расчета для упрощения

ограничиваются рассмотрением лишь только этого режима (XX).

Алгоритм расчета произведения LC

1) Зная номер n -ой высшей гармоники, ближайший по частоте к 1-ой (основной) гармонике, определяем произведение LC по модели, предложенной в [2]:

$$LC = f(K_{oc(n)}) = \frac{K_{oc(n)} + 1}{n^2 \omega_1^2}, \quad (1)$$

где ω_1 — угловая частота 1-й гармоники, $K_{oc(n)}$ — коэффициент ослабления этой n -й высшей гармоники, значение которого нам неизвестно, и для определения произведения LC нам необходимо, предварительно задав несколько его значений, например $K_{oc(n)} = 2 \dots 10$, определить зависимость $K_{r(L)} = f(K_{oc(n)})$.

2) Через найденное для каждого значения $K_{oc(n)}$ произведение LC определяем затем коэффициенты ослабления (а фактически усиления) для 1-й гармоники:

$$K_{oc(1)} = 1 - \omega_1^2 LC. \quad (2)$$

3) Далее определяем коэффициенты ослабления для нескольких p -ых (от 2 до, например 10) гармоник по частоте следующих за n -й гармоникой:

$$K_{oc(p)} = p^2 \omega_1^2 LC - 1. \quad (3)$$

4) Полученные согласно (1)–(3) результаты позволяют нам определить коэффициент гармоник

отфильтрованного напряжения:

$$K_{r(U)} = K_{oc(1)} \sqrt{\sum_{p=n}^{\infty} \left[\frac{1}{p \cdot K_{oc(p)}} \right]^2}. \quad (4)$$

Комментарий к выше изложенному. Проблема расчета требуемого значения LC заключается в том, что мы не можем сразу же реализовать 1-й расчетный шаг по модели (1), так как нет никаких рекомендаций по однозначному выбору целесообразного значения коэффициента $K_{oc(n)}$. Дело в том, что для различных спектров число n будет разным. Поэтому для решения задачи необходимо провести серию численных экспериментов: задаваясь некоторым числом гармоник $N=1; n; p_1; p_2; \dots$, и несколькими значениями коэффициента $K_{oc(n)}$ (например от 2 до 10) для каждого его значения при числе учитываемых гармоник N нужно последовательно выполнить процедуры (1)–(4). После этого строится зависимость $K_{r(U)} = f(K_{oc(n)})$ – рис. 1, затем по ней для заданного значения $K_{r(U)}$ уже определяется требуемое значение $K_{oc(n)}$ [2] и, наконец, требуемое значение LC . Заметим, что в дальнейшем при расчете произведения LC с учетом RL -нагрузки оно, тем не менее, будет уточнено. Поэтому в рамках понятий методов параметрической оптимизации найденное произведение LC может рассматриваться как вектор начальных приближений.

Следующая задача расчета фильтра сводится к тому, чтобы при найденном значении произведения LC необходимо определить целесообразные значения сомножителей L и C . Для решения этой задачи необходимо перейти от режима ХХ, к номинальному режиму работы ИН. Это 2-й этап исследования. Решение задачи в данном режиме аналитическим способом достаточно сложное [4]. Наиболее целесообразно ее решить численным способом на основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ).

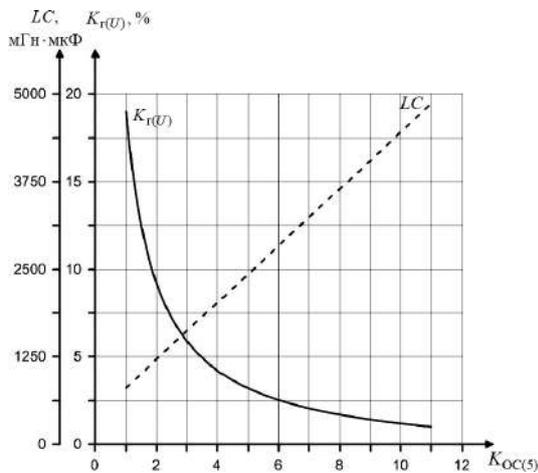


Рис. 1. Зависимости коэффициента гармоник напряжения и значения произведения LC от коэффициента ослабления ближайшей высшей гармоники напряжения с формой “пьедестал”

Определение значений сомножителей L и C при найденном произведении LC в режиме номинальной нагрузки

Решим поставленную задачу при следующих двух критериях:

- коэффициент гармоник напряжения после фильтрации $K_{r(U)} \leq 0,05$ (или 5%);
- значение отношения тока через индуктивность фильтра к току нагрузки: $I_L^* = I_L / I_H < 1,1$.

Алгоритм решения этой задачи следующий:

1-й шаг. После определения необходимого значения произведения LC равномерно распределим значения его параметров следующим образом:

$$L[\text{мГн}] = C[\text{мкФ}] = \sqrt{LC} \quad [\text{мГн} \cdot \text{мкФ}]. \quad (5)$$

В дальнейшем, в методике расчета фильтра будем использовать отношение $L[\text{мГн}]/C[\text{мкФ}] = \rho^2$, которое представляет собой волновое сопротивление в степени 2 – ρ^2 . Примем для удобства значение параметра $\rho^2 = 1$. На основе ИКМ проверим для этого случая значения $K_{r(U)}$ и I_L^* .

2-й шаг. При этом могут быть получены следующие 4 варианта:

- а) – значения параметров I_L^* и $K_{r(U)}$ не приемлемы ($I_L^* \geq 1,1$ и $K_{r(U)} > 5\%$);
- б) – значения параметров I_L^* и $K_{r(U)}$ приемлемы ($I_L^* < 1,1$ и $K_{r(U)} \leq 5\%$);
- в) – значения параметра I_L^* не приемлемо, а параметра $K_{r(U)}$ приемлемо ($I_L^* \geq 1,1$ и $K_{r(U)} \leq 5\%$);
- г) – значения параметра I_L^* приемлемо, а параметра $K_{r(U)}$ не приемлемо ($I_L^* < 1,1$ и $K_{r(U)} > 5\%$).

■ Если значения параметров $K_{r(U)}$ и I_L^* не приемлемы, то **следует изменить выше принятое значение произведения LC** в сторону его увеличения, например, на 5% и повторить 1-й и 2-й шаги.

■ Если значения параметров I_L^* и $K_{r(U)}$ приемлемы, то следует уменьшить значение произведения LC , например, на 5% и повторить 1-й и 2-й шаги.

■ Если значение I_L^* приемлемо, а значение $K_{r(U)}$ не приемлемо, то следует в 2 раза: значение емкости C увеличить, а значение индуктивности L уменьшить, что приводит к уменьшению параметра ρ^2 в 4 раза (от $\rho^2 = 1$ к $\rho^2 = 0,25$). С ростом значения емкости с одной стороны, значение параметра $K_{r(U)}$ улучшается, а с другой стороны, значение параметра I_L^* возрастает. Проверим значения $K_{r(U)}$ и I_L^* . В этом случае в качестве результата могут быть получены два варианта:

- $K_{r(U)}$ не приемлем ($K_{r(U)} > 5\%$);
- $K_{r(U)}$ приемлем ($K_{r(U)} \leq 5\%$).
- Если $K_{r(U)} > 5\%$, то следует увеличить значение произведения LC на 5% и повторить 1-й и 2-й шаги.
- Если $K_{r(U)} \leq 5\%$, то используя формулы (6) и (7), в области $\rho^2 = 1 \dots 0,25$ найдем значения параметров ρ^2 и I_L^* , которые должны обеспечить требуемое значение $K_{r(U)}$. Легко показать, что поставленная таким образом задача решается на основе следующих соотношений:

$$\rho^2 = \frac{K_{\Gamma(\text{ном})} - K_{\Gamma(\rho^2=0,25)}}{K_{\Gamma(\rho^2=1)} - K_{\Gamma(\rho^2=0,25)}} + 0,25, \quad (6)$$

где $K_{\Gamma(\text{ном})}$ – требуемое (номинальное) значение коэффициента гармоник;

$K_{\Gamma(\rho^2=1)}$, $K_{\Gamma(\rho^2=0,25)}$ – значения коэффициента гармоник при $\rho^2 = 1$ и при $\rho^2 = 0,25$ соответственно;

$$I_L^* = \frac{(I_{L(\rho^2=0,25)}^* - I_{L(\rho^2=1)}^*) \cdot (1 - \rho^2)}{0,75} + I_{L(\rho^2=1)}^*, \quad (7)$$

где $I_{L(\rho^2=0,25)}^*$, $I_{L(\rho^2=1)}^*$ – значения параметра I_L^* при $\rho^2 = 0,25$ и $\rho^2 = 1$.

Если $I_L^* > 1,1$, то следует увеличить значение произведения LC на 5% и повторить 1-й и 2-й шаги.

Если $I_L^* \leq 1,1$, то следует сделать 3-й шаг.

■ Если значение I_L^* не приемлемо, а значение $K_{\Gamma(U)}$ приемлемо, то следует в 2 раза: значение индуктивности L увеличить, а значение емкости C уменьшить, что приводит к увеличению параметра ρ^2 в 4 раза (от $\rho^2 = 1$ к $\rho^2 = 4$). С ростом значения индуктивности, с одной стороны, значение параметра I_L^* улучшается, а с другой стороны, значение параметра $K_{\Gamma(U)}$ возрастает. Проверим значения $K_{\Gamma(U)}$ и I_L^* . В этом случае получается два варианта:

– I_L^* не приемлем ($I_L^* \geq 1,1$);

– I_L^* приемлем ($I_L^* < 1,1$).

□ Если I_L^* , то следует увеличить значение произведения LC на 5% и повторить 1-й и 2-й шаги.

□ Если $I_L^* < 1,1$, то используя формулы (8) и (9), в области $\rho^2 = 1-4$ найдем значения параметров ρ^2 и I_L^* , которые должны обеспечить требуемое значение $K_{\Gamma(U)}$. Легко показать, что поставленная таким образом задача решается на основе следующих соотношений:

$$\rho^2 = \frac{K_{\Gamma(\text{ном})} - K_{\Gamma(\rho^2=0,25)}}{K_{\Gamma(\rho^2=4)} - K_{\Gamma(\rho^2=0,25)}} + 1, \quad (8)$$

где $K_{\Gamma(U)}$ – требуемое (номинальное) значение коэффициента гармоник;

$K_{\Gamma(\rho^2=4)}$, $K_{\Gamma(\rho^2=1)}$ – значения коэффициента гармоник при $\rho^2 = 1$ и при $\rho^2 = 4$ соответственно;

$$I_L^* = \frac{(I_{L(\rho^2=4)}^* - I_{L(\rho^2=1)}^*)}{3} + I_{L(\rho^2=1)}^*, \quad (9)$$

где $I_{L(\rho^2=1)}^*$, $I_{L(\rho^2=4)}^*$ – значения параметра I_L^* при $\rho^2 = 1$ и $\rho^2 = 4$ соответственно.

Если $I_L^* > 1,1$, то следует увеличить значение произведения LC на 5% и повторить 1-й и 2-й шаги.

Если $I_L^* \leq 1,1$, то следует сделать 3-й шаг.

3-й шаг. Из полученных, окончательно уточ-

ненных значений LC и ρ^2 определим наиболее рациональные значения параметров L и C при выполнении двух критериев $I_L^* < 1,1$ и $K_{\Gamma(U)} \leq 5\%$ по следующим выражениям:

$$L = \sqrt{LC \times \rho^2} = \rho \cdot \sqrt{LC}; \quad (10)$$

$$C = \frac{LC}{L}. \quad (11)$$

С учетом найденных значений LC , используя ИКМ, проверим значения $K_{\Gamma(U)}$ и I_L^* . Если $I_L^* > 1,1$ и $K_{\Gamma(U)} < 5\%$, то на 3–7% следует значение индуктивности увеличить, а значение емкости уменьшить. Если $I_L^* < 1,1$ и $K_{\Gamma(U)} > 5\%$, то на 3–7% следует значение емкости увеличить, а значение индуктивности уменьшить. При необходимости эту процедуру следует повторить в диапазоне 1–3%.

Предложенная методика пригодна для расчета параметра Γ -образного фильтра для любых спектров напряжения. Для удобства пользования ее разработана программа автоматизированного расчета. Ниже приводятся примеры ее использования для конкретных спектров.

Пример фильтрации напряжения с формой “пьедестал”

Режим XX

Рассмотрим трехфазный инвертор напряжения (ТИН) с π -алгоритмом управления его ключами. Модельное описание его выходного напряжения (с формой “пьедестал”) имеет известный вид:

$$u(t) = \frac{3}{\pi} U_m \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{6k \pm 1} \sin(6k \pm 1)\omega t. \quad (12)$$

Из (12) видно, что ближайшая по частоте гармоника – 5-я ($n = 5$). Следующие за ней гармоники имеют номера: $p_1 = 7$, $p_2 = 11$, $p_3 = 13$ и т. д. В данном примере частота основной гармоники взята равной 50 Гц. Результаты расчета фильтра по выше приведенной методике представлены в табл.1. В строках 5, 6, 7, 8 табл. 1 представлены значения коэффициента гармоник выходного напряжения ТИН, вычисленные с разной точностью, которая определяется числом учитываемых гармоник. Напомним, что значение коэффициента ослабления гармоники меньше 1 означает, что происходит не ослабление, а ее усиление [2]. Наиболее точный вариант зависимости $K_{\Gamma(U)} = f(K_{\text{ос}(5)})$, с учетом 4-х гармоник для удобства пользования представлен на рис. 1. На основе графика на рис. 1, приняв требуемое значение $K_{\Gamma(U)}$, например, $K_{\Gamma(U)} = 5\%$ и используя получаемое при этом значение коэффициента $K_{\text{ос}(5)} = 3,49$, находим требуемое произведение $LC = 1811$ мГн · мкФ. По аналогии с выше приведенным подходом по определению рационального параметра ρ^2 проводим ИКМ. Полученные резуль-

Таблица 1

№ строки	$K_{oc(5)}$	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	Число учитываемых высших гармоник в модели (4)	
1	$K_{oc(1)}$	0,88	0,86	0,84	0,82	0,8	0,78	0,76	0,74	0,72		
2	$K_{oc(7)}$	4,88	5,86	6,84	7,82	8,8	9,78	10,76	11,74	12,72		
4	$K_{oc(11)}$	13,52	15,94	18,36	20,78	23,2	25,62	28,04	30,46	32,88		
5	$K_{oc(13)}$	19,82	22,66	26,04	29,42	32,8	36,18	39,56	42,94	46,32		
5	$K_{r(U)} [\%]$	0,0920	0,0721	0,0589	0,0494	0,0422	0,0366	0,0322	0,0285	0,0254		4
6	$K^I_{r(U)} [\%]$	0,0919	0,0721	0,0588	0,0493	0,0422	0,0366	0,0321	0,0285	0,0254		3
7	$K^{II}_{r(U)} [\%]$	0,0917	0,0719	0,0587	0,0492	0,0421	0,0365	0,0320	0,0284	0,0253		2
8	$K^{III}_{r(U)} [\%]$	0,0880	0,0688	0,0560	0,0469	0,0400	0,0347	0,0304	0,0269	0,0240		1
9	LC [мГн·мкФ]	1216	1418	1621	1824	2026	2229	2432	2634	2837		

таты представлены на рис. 2. Видно что, при $\rho^2 \geq 1$ для режима XX требуемое значение $K_{r(U)}$ меньше 5%. Что касается погрешности расчета параметров фильтра в режиме XX, то при $\rho^2 \geq 1$ она равна 0%.

Режим номинальной нагрузки

Однако в этом режиме при том же произведении $LC = 1811$ мГн·мкФ коэффициент $K_{r(U)}$ уже больше 5%. Следовательно, для достижения требуемого значения $K_{r(U)}$ должна быть проведена корректировка за счет соответствующего увеличения произведения LC . Эту задачу решим на основе выше указанной методики (с 3-мя шагами) и программы автоматизированного расчета. Результаты определения произведения LC и значений его сомножителей L и C в режиме номинальной нагрузки приведены в табл. 2. Полученное откорректированное значение LC превышает исходное ($LC = 1811$ мГн·мкФ) на 15%. Таким образом, можно считать, что расчет фильтра в режиме XX при данном спектре дает погрешность 15%.

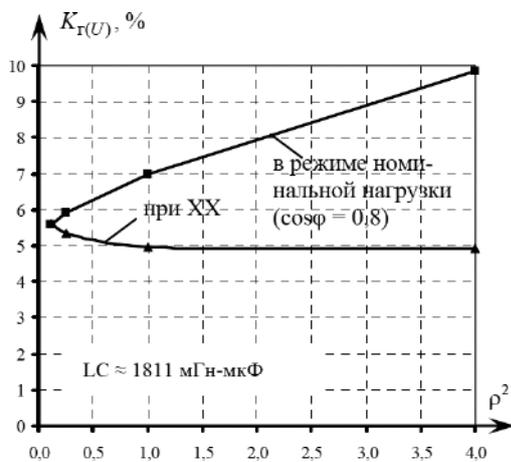


Рис. 2. Зависимости коэффициента гармоник выходного напряжения ТИН от параметра ρ^2 , построенные по 1-й (известной) методике

На графике рис. 3 показана внешняя характеристика рассматриваемого ТИН с выходным Г-образным LC фильтром при $\cos\varphi = 0,8 = \text{const}$ для нескольких значений произведения LC при увеличении от исходного значения параметра LC до окончательного откорректированного его значения (табл. 2). На рис. 3 представлены также результаты сравнения внешних характеристик ТИН, построенных для двух вариантов фильтра, параметры которого определены по известной методике на 1-м (начальном) и на 2-м (заключительном) этапах расчета (табл. 2). В конечном счете, внешняя характеристика ТИН значительно улучшилась, т. е. ее жесткость повысилась (рис. 3), однако, сам уровень жесткости для практического применения (при переменной нагрузке) все же мало приемлем. Таким образом, использование алгоритма формирования напряжения (АФН) с формой “пьедестал” и выходного Г-образного LC фильтра в ТИН централизованного типа можно считать нерациональным.

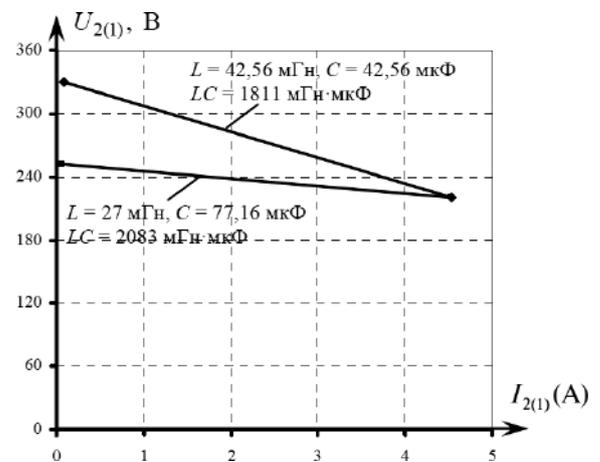


Рис. 3. Внешняя характеристика ТИН с л-алгоритмом управления его ключами, построенная для двух вариантов фильтра, параметры которого определены по 1-й методике

Таблица 2

	$\Delta = 0\%$		$\Delta = 5\%$		$\Delta = 10\%$		$\Delta = 15\%$			
L [мГн]	42,56	21,28	43,61	21,805	44,65	22,325	45,65	22,825	28,87	27
C [мкФ]	42,56	85,12	43,61	87,22	44,65	89,3	45,65	91,3	72,18	77,16
LC [мГн·мкФ]	1811	1811	1902	1902	1994	1994	2084	2084	2084	2083
ρ^2	1,00	0,25	1,00	0,25	1,00	0,25	1,00	0,25	0,4	0,35
I_H [А]	4,54	4,54	4,54	4,54	4,54	4,54	4,54	4,54	4,54	4,54
I_L [А]	3,77	5,12	3,76	5,183	3,76	5,26	3,76	5,33	4,6	4,66
I_C [А]	3,13	6,15	3,18	6,2685	3,24	6,3885	3,3	6,506	4,16	5,506
I_L^*	0,830	1,128	0,828	1,142	0,828	1,159	0,82	1,17	0,923	1,026
E_H [В]	494,8	445,65	493,25	442,5	491,5	439,4	489,8	436,3	450	445,5
U_2 [В]	220,03	220,02	220,03	219,97	219,97	220	219,98	220,07	220	219,99
$K_{r(U)} [\%]$	6,98	5,91	6,51	5,5	6,08	5,14	5,72	4,82	5,05	4,98

Пример фильтрации напряжения с однополярной ШИМ (ОШИМ)

Режим ХХ

В данном примере возьмем однофазный ИН (ОИН) с алгоритмом переключения ключей способом ОШИМ. В аналитическом виде спектр напряжения с ОШИМ описывается двойным рядом Фурье, причем с функцией Бесселя в его коэффициентах разложения [5, 6]. Вычисление параметров высших гармоник (их амплитуды и частоты) на основе этого модельного описания не всегда приемлемо. Поэтому здесь нам удобнее воспользоваться возможностями ИКМ. С его помощью рассчитаем значение произведения LC для напряжения с ОШИМ, у которого частоты выходного напряжения и развертывающего сигнала (симметричной треугольной формы) соответственно равны

$f_2 = 50$ Гц и $f_{Up} = 3000$ Гц. Анализ показал, что здесь номер ближайшей по частоте гармоники – $n = 55$. Следующие за ней гармоники имеют номера: $p_1 = 57, p_2 = 59, p_3 = 61, p_4 = 63, p_5 = 65$ и т. д. Результаты расчета параметров фильтра на основе выше проведенной методики представлены в табл. 3. В строках 7, 8, 9, 10 табл. 3 представлены значения коэффициента гармоник выходного напряжения ОИН, вычисленные с разной точностью, которая определяется числом учитываемых гармоник. Из табл. 3 (в столбце 1) находим, что, например, при заданном значении коэффициента $K_{oc(55)} = 1$ необходимо иметь значение $K_{r(U)} = 3,21\%$, что позволяет найти требуемое значение произведения $LC = 6,7$ мГн·мкФ. Однако, вопреки ожиданиям результаты ИКМ показали, что при таком значении LC мы имеем $K_{r(U)} = 29,58\%$. Таким образом,

Таблица 3

	№ столбца	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
№ строки	$K_{oc(55)}$	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,6	Число учитываемых высших гармоник в модели (4)	
1	$K_{oc(1)}$	0,9993	0,9993	0,9992	0,9991	0,9991	0,9990	0,9989	0,9989	0,9988		
2	$K_{oc(57)}$	1,1481	1,3629	1,5777	1,7925	2,0073	2,2221	2,4370	2,6518	2,8666		
3	$K_{oc(59)}$	1,3015	1,5316	1,7618	1,9919	2,2221	2,4522	2,6824	2,9125	3,1427		
4	$K_{oc(61)}$	1,4602	1,7062	1,9522	2,1982	2,4442	2,6902	2,9363	3,1823	3,4283		
5	$K_{oc(63)}$	1,6241	1,8865	2,1490	2,4114	2,6738	2,9362	3,1986	3,4610	3,7234		
6	$K_{oc(65)}$	1,7934	2,0727	2,3521	2,6314	2,9107	3,1901	3,4694	3,7488	4,0281		
7	$K_{r(U)}$	0,0321	0,0271	0,0235	0,0207	0,0186	0,0168	0,0153	0,0141	0,0131		6
8	$K_{r(U)}^I$	0,0271	0,0227	0,0196	0,0172	0,0154	0,0139	0,0126	0,0116	0,0117		3
9	$K_{r(U)}^{II}$	0,0237	0,0199	0,0171	0,0150	0,0133	0,0120	0,0109	0,0100	0,0093		2
10	$K_{r(U)}^{III}$	0,0182	0,0151	0,0130	0,0114	0,0101	0,0091	0,0083	0,0076	0,0070		1
11	LC [мГн·мкФ]	6,699	7,369	8,039	8,709	9,378	10,05	10,72	11,39	12,06		

погрешность выполненного расчета неприемлемо велика – 821%. Полученный результат заставляет нас прийти к выводу, о том, что использование известной методики расчета параметров фильтра для данного типа спектра напряжения (с ОШИМ) не приемлемо.

Анализ данной ситуации

Если положить в модели (4) $p = n$, то ее можно представить в следующем упрощенном виде:

$$K_{\Gamma(U)} = \frac{K_{oc(1)}}{nK_{oc(n)}}. \quad (13a)$$

Из самого определения понятия фильтрации (а также на основе выше полученных результатов по табл. 1) следует, что значение коэффициента ослабления ближайшей гармоники $K_{oc(n)} > 1$. При этом оказывается (табл. 1), что коэффициент ослабления для первой гармоники $K_{oc(1)} < 1$. Вначале примем $K_{\Gamma(U)} = 5\%$ и $K_{oc(1)} = 1$. Поставив эти значения в (13a) с учетом выше приведенного неравенства, получим неравенство относительно параметра $K_{oc(n)}$:

$$K_{oc(n)} = \frac{K_{oc(1)}}{nK_{\Gamma(U)}} > 1. \quad (13b)$$

Из (13b) следует:

$$\frac{1}{0,05} > n, \quad n < 20.$$

Полученный результат свидетельствует о том, что выше приведенная известная методика [2] хорошо работает только тогда, когда номер n ближайшей по частоте гармоники фильтруемого напряжения, меньше чем 20. При фильтрации напряжений более сложной формы, например, с ОШИМ, у которых число $n > 20$, известная методика фактически не работает. Целью настоящей работы является разработка уточненной методики расчета Γ -образного LC фильтра для напряжений с высокочастотным спектром.

Модифицированная методика упрощенного расчета Γ -образного LC фильтра

1) Зная номер n высшей гармоники, ближайший по частоте к 1-й гармонике, определяем по формуле (1) произведение LC .

2) Определяем коэффициент ослабления для 1-й гармоники по формуле (2).

3) Определяем по формуле (3) коэффициент ослабления для p -й гармоники (по частоте, следующей за n -й гармоникой).

4) Для коэффициентов ослабления гармоник до фильтра имеет место равенство $K_{oc(1)} = K_{oc(p)} = 1$, и модель (4) может быть представлена в следующем виде:

$$K_{\Gamma(U)_{\text{вх}}} = \sqrt{\sum_{p=n}^{\infty} \left[\frac{1}{p} \right]^2}. \quad (14)$$

Коэффициент гармоник напряжения после его фильтрации, когда $K_{oc(1)} \neq K_{oc(p)}$, модель (4) может быть представлена в следующем виде:

$$K_{\Gamma(U)_{\text{вых}}} = K_{oc(1)} \sqrt{\sum_{p=n}^{\infty} \left[\frac{1}{pK_{oc(p)}} \right]^2}. \quad (15)$$

С учетом (14) и (15) взаимосвязь коэффициентов гармоник напряжения на выходе и входе фильтра может быть представлена в следующем виде:

$$\frac{K_{\Gamma(U)_{\text{вх}}}}{K_{\Gamma(U)_{\text{вых}}}} = \frac{\sqrt{\sum_{p=n}^{\infty} \left[\frac{1}{p} \right]^2}}{K_{oc(1)} \sqrt{\sum_{p=n}^{\infty} \left[\frac{1}{pK_{oc(p)}} \right]^2}} = \frac{1}{K_{oc(1)}} \sqrt{\frac{\sum_{p=n}^{\infty} \left[\frac{1}{p} \right]^2}{\sum_{p=n}^{\infty} \left[\frac{1}{pK_{oc(p)}} \right]^2}}.$$

Откуда находим:

$$K_{\Gamma(U)_{\text{вых}}} = K_{\Gamma(U)_{\text{вх}}} \cdot K_{oc(1)} \sqrt{\frac{\sum_{p=n}^{\infty} \left[\frac{1}{pK_{oc(p)}} \right]^2}{\sum_{p=n}^{\infty} \left[\frac{1}{p} \right]^2}}. \quad (16)$$

Проведенный на основе ИКМ анализ показал, что полученная модель справедлива не только для высокочастотных, но и для низкочастотных спектров. Для того, чтобы воспользоваться полученной моделью, нужно ответить на вопрос: “Сколько же высших гармоник нужно учитывать в модели (16), чтобы получить приемлемый результат?” Проведенный анализ показал, что если номер высшей гармоники $n = 3$, то в модели (16) при допустимой точности определения произведения LC порядка 5% достаточно учесть лишь одну высшую гармонику. Если $3 < n < 20$ (низкочастотные спектры), то следует учесть уже не менее 2-х гармоник; если $n > 20$ (а это значит, что мы уже имеем дело с высокочастотными спектрами напряжения – с ДШИМ или ОШИМ), то в модели (16) необходимо учесть не менее 2-х ближайших кустов гармоник, в которых могут содержаться несколько (от 3 до 10 и более) гармоник нижних и верхних боковых частот, расположенных слева и справа соответственно от центральной (тактовой) частоты.

Пример фильтрации напряжения с формой “пьедалст”

Режим ХХ

Из (12) видно, что здесь ближайшими по частоте являются 5-я и 7-я гармоники. Зависимость $K_{\Gamma(U)} = f(K_{oc(5)})$ с учетом этих 2-х гармоник представлена

на рис. 4. Приняв на графике требуемое значение $K_{r(U)}$, например, $K_{r(U)} = 5\%$ и используя получаемое при этом значение коэффициента $K_{oc(5)} = 4,25$, находим требуемое значение произведения $LC = 2128$ мГн·мкФ. Используя известное из [2] значение $K_{r(U)}$ напряжения с формой “пьедалстал”:

$$K_{r(U)вх} = \frac{\pi\sqrt{2}}{3U_{2(1)m}} \sqrt{\frac{U_{2m}^2}{2} - \left(\frac{3}{\pi\sqrt{2}}\right)^2} = 0,3108,$$

по аналогии с выше приведенным подходом по определению рационального параметра ρ^2 проводим с помощью ИКМ серию численных экспериментов. Полученные результаты представлены на рис. 5. Видно что, при $\rho^2 \geq 1$ для режима ХХ требуемое значение $K_{r(U)}$ меньше 5%. Что касается погрешности расчета параметров фильтра в режиме ХХ, то при $\rho^2 \geq 1$ она равна 0%.

Режим номинальной нагрузки

Как следует из рис. 5, в этом режиме при том же произведении LC требуемое значение $K_{r(U)} \leq 5\%$ может быть получено уже лишь в случае, когда $\rho^2 < 0,5$. Используя выше приведенную методику (с 3-мя шагами) по определению LC и значений его сомножителей L и C в режиме номинальной нагрузки, получим результаты, представленные в табл. 4. Найденное значение LC полностью совпадает с ранее найденным значением в режиме ХХ, что свидетельствует о правомерности известной методики [2] для данного спектра напряжения. Внешняя характеристика ТИН с принятым алгоритмом переключения ключей представлена на рис. 6.

Пример фильтрации напряжения с ОШИМ

Режим ХХ

Рассмотрим ОИН с АФН способом ОШИМ (рис. 7а). Как уже отмечалось, модельное описание

напряжений с такой формой непростое [5], поэтому здесь ограничимся его анализом с помощью ИКМ. Спектрограмма напряжения с ОШИМ для конкретного случая, полученная таким путем, пред-

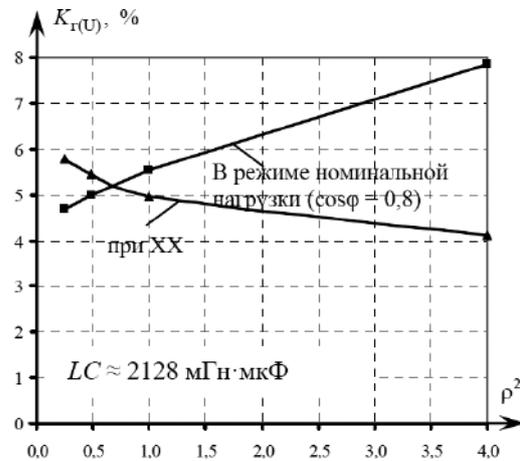


Рис. 5. Зависимости коэффициента гармоник выходного напряжения ТИН от параметра ρ^2 , построенные согласно 2-й методике

Таблица 4

	$\Delta = 0\%$			
L [мГн]	46,13	23,065	33,58	26,01
C [мкФ]	46,13	92,26	63,37	81,81
LC [мГн·мкФ]	2128	2128	2128	2128
ρ^2	1	0,250	0,530	0,318
I_H [А]	4,54	4,54	4,54	4,54
I_L [А]	3,76	5,37	3,76	4,86
I_c [А]	3,32	6,56	3,25	5,82
I_L^*	0,828	1,183	0,826	1,07
$E_{п}$ [В]	489	434,7	490,8	441,4
U_2 [В]	220	219,98	219,9	220
$K_{r(U2)}$ [%]	5,55	4,68	5,97	4,7

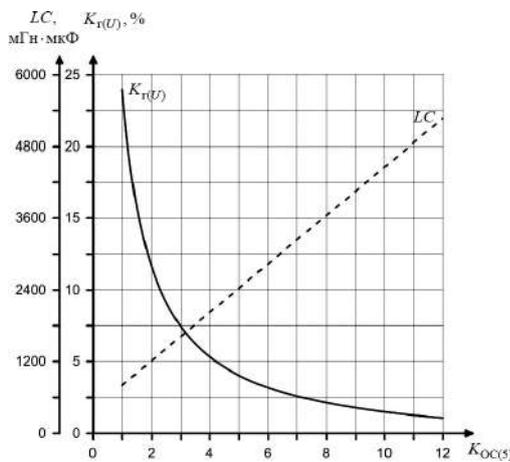


Рис. 4. Зависимости коэффициента гармоник напряжения и значения произведения LC от коэффициента ослабления ближайшей высшей гармоники напряжения с формой “пьедалстал”, определенные по 2-й (модифицированной) методике

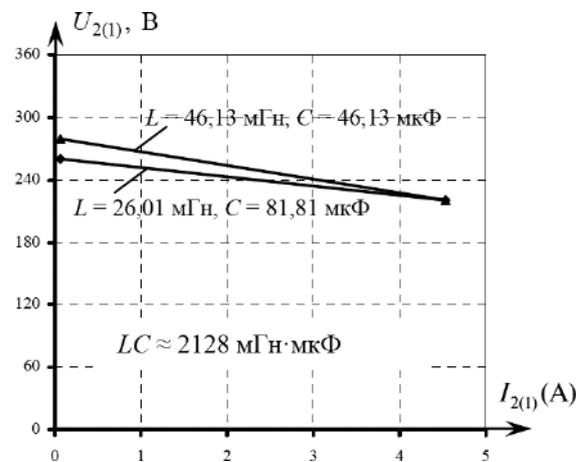


Рис. 6. Внешняя характеристика ТИН с π – алгоритмом управления его ключами, построенная для двух вариантов фильтра, параметры которого определены по 2-й методике

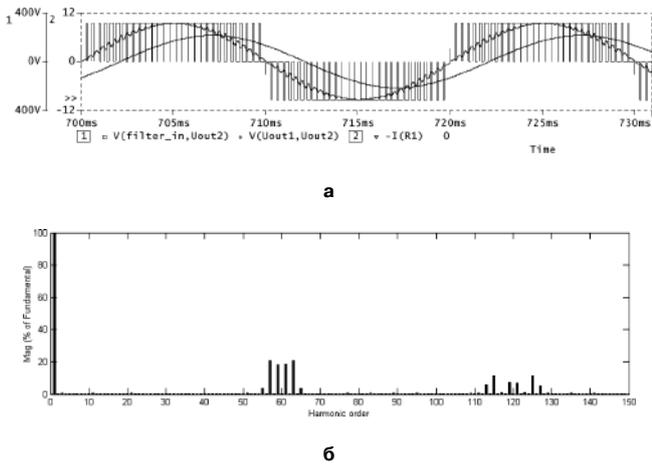


Рис. 7. Осциллограммы процессов в ОИН с ОШИМ: а – напряжение на входе и выходе LC-фильтра и ток нагрузки; б – спектрограмма напряжения до фильтра (при параметрах спектра напряжения: частота развортывающего напряжения $f_{up}=3000$ Гц, частота выходного напряжения $f_2 = 50$ Гц, $\mu = 1$)

ставлена на рис. 76. Точное значение его коэффициента гармоник $K_{Г(U)} = 52,25\%$. Анализ показал, что номер ближайшей по частоте гармоники – $n = 55$. Для такого высокочастотного спектра в модели (16) необходимо учесть не менее 2-х ближайших кустов гармоник. Из рис. 76 следует, что первым ближайшим кустом является группа из 6 нечетных гармоник с номерами: 55, 57, 59, 61, 63 и 65. Вторым ближайшим кустом является группа из 10 нечетных гармоник с номерами: 111, 113, 115, 117, 119, 121, 123, 125, 127 и 129. Используя модель (16) с учетом 16 гармоник, получим зависимость $K_{Г(U)} = f(K_{Ос(55)})$, представленную на рис. 8. Затем по этой зависимости для заданного значения $K_{Г(U)}$, например, $K_{Г(U)} = 5\%$, находим требуемое значение коэффициента ослабления ближайшей гармоники – $K_{Ос(55)} = 7,55$ и искомое значение произведения

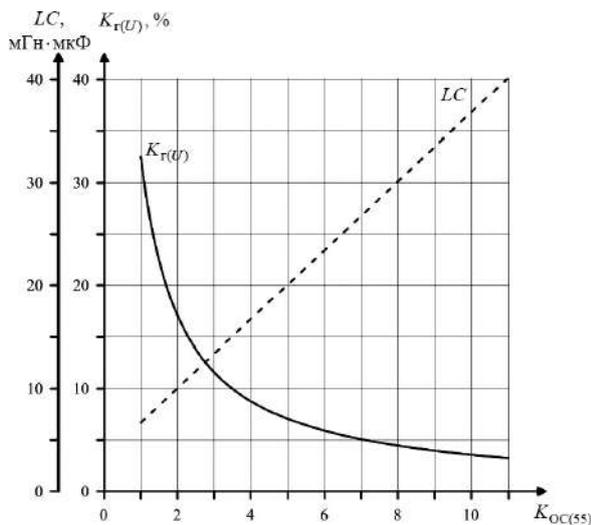


Рис. 8. Зависимости коэффициента гармоник напряжения и значения произведения LC от коэффициента ослабления ближайшей высшей гармоники напряжения с ОШИМ (согласно 2-й методике)

$LC = 28,62$ мГн·мкФ. Далее, уже известным нам путем на основе ИКМ определяем рациональное значение параметра ρ^2 . Полученные результаты представлены на рис. 9. Из графика видно, что в режиме ХХ требуемое значение $K_{Г(U)} \leq 5\%$ может быть получено при $\rho^2 > 0$. Такой же результат получен нами и на основе предложенной уточненной методики расчета. Более точная рекомендация по выбору ρ^2 может быть получена лишь после корректировки параметров фильтра в режиме номинальной нагрузки.

Режим номинальной нагрузки

Как следует из рис. 9, в этом режиме при том же произведении заданное значение $K_{Г(U)} \leq 5\%$ может быть получено лишь в случае, когда $\rho^2 \leq 4$. Используя выше приведенную методику (с 3-мя шагами) по определению LC и значений его сомножителей L и C в режиме номинальной нагрузки, получим результаты, представленные в табл. 5. Найденное значение LC превышает исходное ($LC = 28,62$ мГн·мкФ) на 5,4%. Таким образом, можно считать, что расчет фильтра в режиме ХХ при данном спектре дает погрешность 5,4%.

На рис. 10 представлены результаты сравнения внешних характеристик ОИН, построенных для двух вариантов фильтра, параметры которого определены по известной методике на 1-м (начальном) и на 2-м (заключительном) этапах расчета (табл. 4). В конечном счете, внешняя характеристика ОИН не улучшилась, т. е. ее жесткость не повысилась (рис. 10), и сам уровень жесткости для практического применения приемлем.

Заключение

При низкочастотных спектрах, имеющих низкое значение номера высшей гармоники по частоте (на-

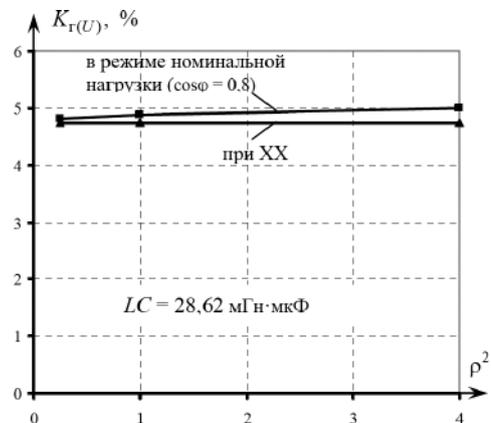


Рис. 9. Зависимости коэффициента гармоник выходного напряжения ОИН с ОШИМ от параметра ρ^2 (согласно 2-й методике)

Таблица 5

	$\Delta = 0\%$	$\Delta = 5\%$	$\Delta = 10\%$		$\Delta = 5\%$	$\Delta = 10\%$		$\Delta = 15\%$
L [мГн]	5,35	5,2159	5,0839	2,5419	5,2094	5,0775	2,5388	5,2029
C [мкФ]	5,35	5,2159	5,0839	2,5419	5,2094	5,0775	2,5388	5,2029
LC [мГн·мкФ]	28,6225	27,2056	25,8460	25,8453	27,1379	25,7810	25,7815	27,0702
ρ^2	1	1	1	0,25	1	1	0,25	1
I_H [А]	4,54	4,54	4,54	4,54	4,54	4,54	4,54	4,54
I_L [А]	4,45	4,45	4,47	4,68	4,46	4,48	4,68	4,46
I_C [А]	1,09	1,09	1,15	2,28	1,12	1,15	2,28	1,12
I_L^*	0,980	0,980	0,985	1,031	0,982	0,987	1,031	0,982
E_H [В]	317,2	317,2	316,87	313,7	317,2	317,2	313,7	317
U_2 [В]	219,98	219,98	219,7	219,7	220,1	220,2	220,1	220
$K_{r(U_2)}$ [%]	4,35	4,35	5,09	5,2	4,92	5,27	5,03	4,98

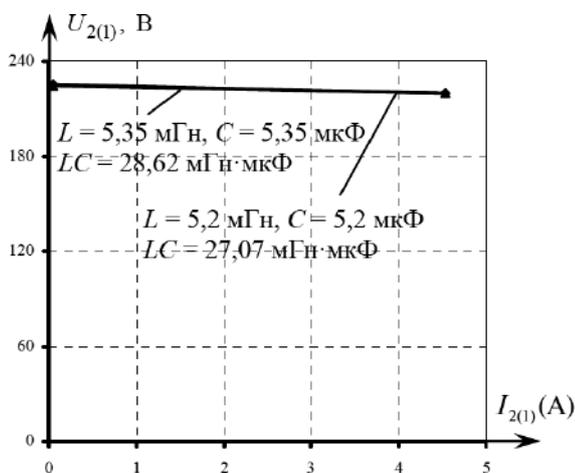


Рис. 10. Внешняя характеристика ОИИ с ОШИМ (согласно 2-й методике)

пример, $n = 3$ или $n = 5$), качество выходного напряжения инвертора, в частности, жесткость внешней характеристики (при фильтрации напряжения до заданного уровня искажений) сильно зависит от значения параметра ρ^2 .

Выводы

1. Предложена уточненная (модифицированная) методика расчета Г-образного LC-фильтра, которая обеспечивает необходимую в инженерной практике точность для всех типов используемых в силовой преобразовательной технике спектров напряжения.

2. По предложенной методике может быть разработана (и в настоящее время разработана и проходит апробацию) программа автоматизированного расчета фильтров двух типов: для высокочастотных спектров напряжения — Г-образного LC-фильтра, а для низкочастотных — комбинированного (с резонансной цепочкой на ближайшую высшую гармонику).

3. Наиболее рациональным по рассмотренным критериям является формирование выходного напряжения инверторов по алгоритму однополярной ШИМ (ОШИМ).

Литература

- Бедфорд Б. Теория автономных инверторов / Б. Бедфорд, Р. Хорт. — М.: Энергия, 1969. — 280 с.
- Мыцык Г. С. Поисковое проектирование устройств силовой электроники (трансформаторно-полупроводниковые устройства): учебное пособие / Г. С. Мыцык, А. В. Бериллов, В. В. Михеев. — М.: Издательский дом МЭИ, 2010. — 284 с.
- Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В. С. Моин, Н. И. Лантев — М.: Энергия, 1972. — 512 с.
- Мыцык Г. С. Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов. Автореферат дис. на соиск. уч. ст. д. т. н. — М.: Моск. энерг. ин.-т (ТУ), 2001. — 520 с.
- Многофункциональные инверторы с многофазной широтно-импульсной модуляцией // В. В. Михеев, Г. С. Мыцык, Е. В. Зуева. Электричество, № 7, 1992. С. 23–31.
- Трехфазный инвертор для системы резервного электропитания // Практическая силовая электроника / В. В. Михеев, Г. С. Мыцык, Г. В. Анцайтис, и др., 2005. № 17. С. 5–11.

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +79169673973, e-mail: mytsykgs@rambler.ru;

Хлаинг Мин У (Союз Мьянма), докторант 2-го года кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +79264845510;

Пью Мьинт Тхейн (Союз Мьянма), аспирант 2-го года кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +79264845493.

М. Ю. Румянцев, С. И. Костюков

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ КАБЕЛЬ-ТРОСОВ

М. Yu. Rummyantsev,
S. I. Kostyukov

Experimental Research Of Strength-Power
Communications Cable Properties

В статье приведены данные экспериментальных исследований свойств современных электро-оптических кабель-тросов, предназначенных для механической, электрической и информационной связей беспилотных роботизированных аппаратов со станцией управления. Определены индуктивность и емкость кабель-троса, показана возможность передачи энергии по кабель-тросу длиной до 1500 м на переменном токе повышенного напряжения и повышенной частоты и обоснован оптимальный способ объединения токопроводящих жил в провода.

Ключевые слова: кабель-трос, беспилотный роботизированный аппарат, система электропитания, переменный ток, повышенная частота, экспериментальное исследование, индуктивность, емкость.

The article presents data of experimental studies of modern electro-optical strength-power communications cable properties intended for mechanical, electrical and information communications on unmanned robotized vehicles with control station. Inductance and capacity of cable are defined. Possibility of energy transmission through the strength-power communications cable up to 1500 meters long by AC high voltage and the increased frequency is shown and the optimum way of electric conductors integration into wires is proved.

Key words: strength-power communications cable, the pilotless robotized device, power supplies system, alternating current, the raised frequency, an experimental research, inductance, capacity.

В настоящее время для выполнения различных технологических, исследовательских, поисковых, диагностических и специальных работ все чаще используются малоразмерные беспилотные роботизированные механизмы и аппараты, оснащенные системами фото- и видео съемки, прожекторами, средствами диагностики и контроля, приводными механизмами, наборами манипуляторов и инструментов и другими устройствами. Установленная мощность электрооборудования на таких аппаратах может достигать 50–60 кВт при необходимости выполнения работ на значительном (до 1500 м) удалении от станции управления [1].

Во многих случаях подобные роботизированные аппараты целесообразно выполнять кабельного (привязного) типа, т. е. имеющими механическую, электрическую и информационную связи со станцией управления посредством кабель-троса, закрепляемого на барабане специальной лебедки.

Кабель-трос является достаточно сложным электротехническим изделием, главными требованиями к которому являются:

- заданная грузонесущая способность;
- заданный внешний диаметр, достаточные гибкость и износостойкость, необходимые для качественной намотки троса на барабан лебедки;
- заданный удельный вес;
- способность передачи электрической энергии и информации от станции управления на аппарат с минимальными потерями;
- требуемая электрическая прочность изоляции токоведущих жил;
- надежность и высокая помехозащищенность информационного канала.

В технических условиях на кабель-тросы из электрических параметров, как правило, приводится только величина омического сопротивления токопроводящих жил, в то время как для разработки систем электропитания привязных роботизированных аппаратов требуется учет и других параметров, поэтому возникает необходимость экспериментального определения недостающих параметров кабелей.

На кафедре ЭКАО при выполнении НИР по разработке системы электропитания подводных аппаратов мощностью до 30 кВт был исследован экспериментальный образец кабель-троса, длиной 992 м.

Конструкция кабель-троса

Жесткие требования к массо-габаритным показателям кабель-троса и его гибкости диктуют необходимость осуществлять передачу электрической энергии от станции управления к роботизированному аппарату при повышенном напряжении с целью уменьшения сечения токопроводящих жил. Величина передаваемого напряжения ограничена «сверху» предельными рабочими напряжениями используемых электротехнических изделий (скользящие контакты лебедки, электрические соединители и т. д.), а также электрической прочностью изоляции токопроводящих жил кабеля и на современном этапе развития техники составляет 2000–2500 В.

На рис. 1 показан разрез кабель-троса. Для обеспечения гибкости трос содержит шесть токопроводящих жил I. Каждая жила, в свою очередь, является многожильной, содержит множество

медных проводников, покрытых слоем изоляции. Для обмена информацией между бортовыми системами аппарата и вычислительным комплексом станции управления служит модуль 2 с четырьмя оптоволоконными линиями, помещенными в защитную оболочку из поликарбоната, заполненную специальным гелем. Внешний диаметр оболочки модуля 2 выбирают равным или близким к диаметру изолированных жил 1. Пять токопроводящих жил и оптоволоконный модуль скручивают с шагом 80 мм вокруг центрального провода, между ними помещают средство для вытеснения влаги (гидрофоб) 3 и обматывают несколькими слоями лавсановой ленты. Полученную конструкцию оплетают двумя слоями жгутов из нитей из высокопрочного композитного материала 4. Поверх грузонесущих жгутов располагается внешняя оболочка 6 из полиуретана, предохраняющая элементы кабель-троса от механических и климатических воздействий.

Основные технические характеристики исследуемого кабеля, приведенные в ТУ:

- диапазон рабочих температур от минус 60 до плюс 70 °С;
- испытательное напряжение 4,6 кВ;
- электрическое сопротивление изоляции $1,5 \times 10^4$ МОм·м;
- электрическое сопротивление токопроводящей жилы, не более 20,25 Ом/км;
- растягивающая нагрузка не менее 58800 Н (6000 кгс).

Экспериментальные исследования кабель-троса

Основными целями исследований было:

- 1) экспериментальное определение активного сопротивления токопроводящих жил и кабеля в целом;
- 2) экспериментальное определение индуктивности и емкости кабеля;
- 3) выбор оптимально способа объединения токопроводящих жил в провода;
- 4) проверка работы кабеля в системе передачи электрической энергии в нагрузку от высокочастотного однофазного инвертора напряжения.

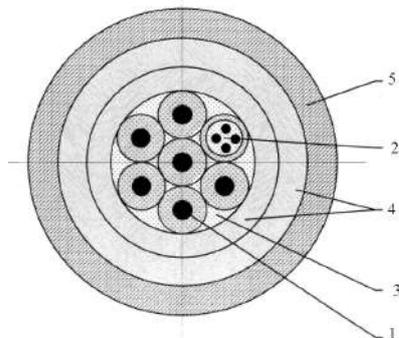


Рис. 1. Конструкция кабель-троса

На рис. 2 показан общий вид рабочего места, на заднем плане виден барабан с намотанным на нем образцом исследуемого электрооптического кабель-троса.

Перед началом исследований все токопроводящие жилы кабеля были зачищены от изоляции. Вывод кабеля с внутренней стороны барабана получил название “начало кабеля (Нк)”, а вывод кабеля с наружной стороны барабана – “конец кабеля (Кк)”. Токопроводящие жилы были пронумерованы так, как показано на рис. 3.

Активные сопротивления каждой жилы R_i и кабеля в целом R_k определялись методом амперметра-вольтметра. Сопротивления жил, как и следовало ожидать, получились практически одинаковыми, равными 18,4 Ом для периферийных жил № 1, 3, 4, 5, 6 (рис. 3). Центральная жила № 2 с учетом коэффициента повива, равного 1,02 (этот коэффициент показывает, во сколько раз длина периферийных проводов больше длины центрального провода) имеет меньшую длину, поэтому ее сопротивление примерно на 2% меньше и составляет 18,05 Ом.

Для определения общего сопротивления кабеля все шесть жил на стороне Кк были замкнуты накоротко, а на стороне Нк – объединены в группы по три параллельных жилы, образуя прямой и обратный провода. В результате измерений получено $R_k = 12,26$ Ом.

Для определения индуктивности и емкости кабеля была собрана экспериментальная установка, схема которой приведена на рис. 4. Начала прямого и обратного проводов кабеля подключаются в диагональ силовой части однофазного инвертора напряжения G2, электропитание которого осуществляется от лабораторного источника питания

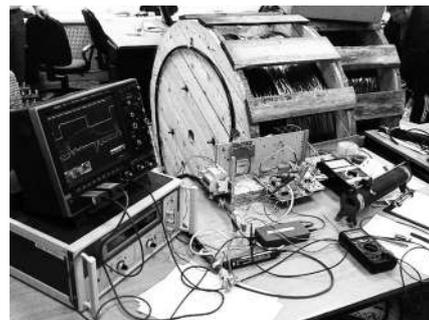


Рис. 2. Общий вид рабочего места

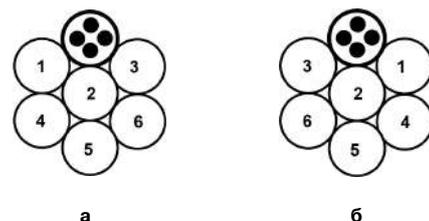


Рис. 3. Нумерация токопроводящих жил в кабеле: а – вид со стороны Нк; б – вид со стороны Кк

G1. С помощью вольтметра P1 контролируется напряжение U_d в шине постоянного тока инвертора. Концы прямого и обратного проводов кабеля замыкаются накоротко. При включении инвертора G2 на вход испытуемого кабеля подается импульсное напряжение $u_{и}(t)$. Длительность $t_{и}$ и амплитуда $U_{Аи}$ импульсов этого напряжения устанавливаются таких величин, чтобы за время действия каждого импульса ток в кабеле достигал установившегося значения $I_{уст} = U_{Аи}/R_k$. Частота f напряжения $u_{и}(t)$ с помощью информационно-управляющей подсистемы (ИУП) инвертора G2 устанавливается минимально возможной величины (в эксперименте $f \leq 200$ Гц) с тем, чтобы ток i_k в испытуемом кабеле был прерывистым и источник G1 не испытывал перегрузок. В данном эксперименте установившееся значение тока $I_{уст}$ было принято равным 8 А, поэтому (с учетом падения напряжения U_{on} на открытых транзисторах VT1–VT4) напряжение U_d поддерживалось с помощью G1 равным

$$U_d = I_{уст} \times R_k + 2 \times U_{on} \approx 100 \text{ В}.$$

В ходе эксперимента на экране цифрового осциллографа P2 наблюдались осциллограммы рабочих процессов в схеме. На рис. 5а и б приведены некоторые из полученных осциллограмм, где: красный луч - осциллограмма тока $i_k(t)$, протекающего в одном из проводов со стороны начала кабеля (измеряется с помощью токового пробника P3); желтый луч - осциллограмма импульса напряжения $u_{и}(t)$, подаваемого на начало кабеля от инвертора G2.

Анализ осциллограмм показывает, что процесс нарастания тока содержит две составляющих:

- экспоненциальную, определяемую активным сопротивлением R_k и индуктивностью L_k кабеля;
- колебательную, определяемую наличием емкости C_k и индуктивности L_k кабеля.

Экспоненциальная составляющая процесса нарастания тока описывается уравнением

$$i_k(t) = I_{уст} \times \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_k}} \right),$$

где $\tau_k = L_k/R_k$ - постоянная времени.

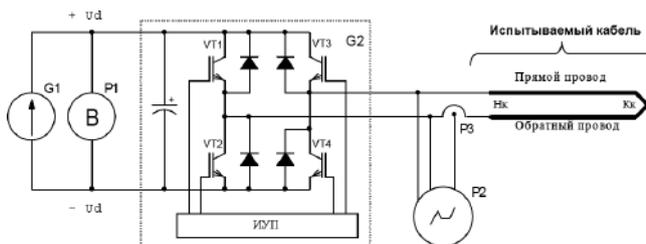
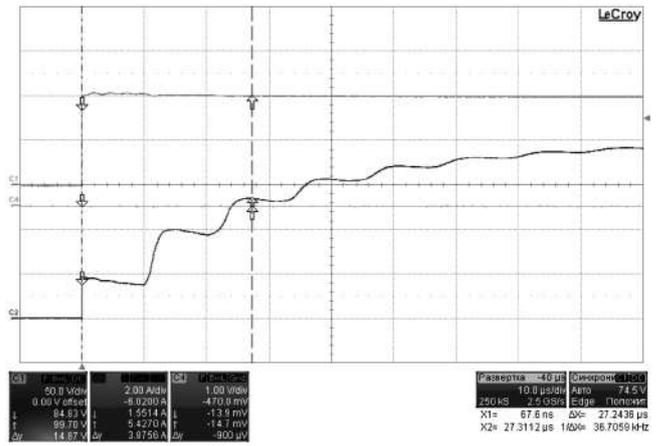
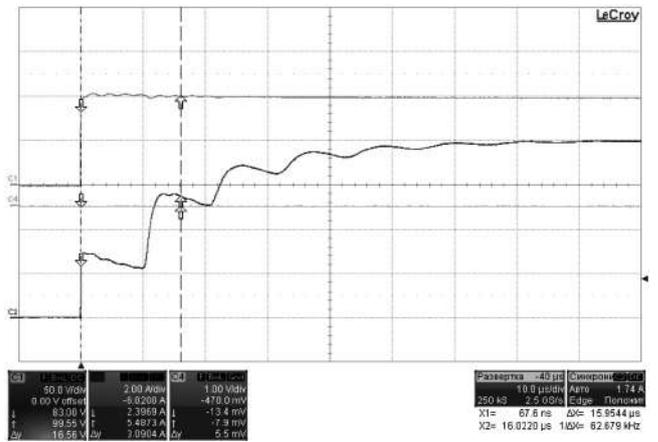


Рис. 4. Схема лабораторной установки для измерения параметров кабеля



а



б

Рис. 5. Осциллограммы рабочих процессов при наихудшем (а) и наилучшем (б) способах объединения жил кабеля в провода

Величина τ_k может быть сравнительно просто определена по осциллограмме тока $i_k(t)$ с помощью вертикальных курсоров осциллографа P2, позволяющих измерять временные интервалы. Для этого достаточно измерить интервал времени Δt , за которое ток $i_k(t)$ достигает значения, равного $0,6321 \times I_{уст} = 5,06$ А. Для удобства замера Δt на экране осциллографа P2 зеленым лучом обозначался этот уровень тока 5,06 А (рис. 5), один из курсоров устанавливался в положение, соответствующее моменту подачи импульса напряжения $u_{и}(t)$ на кабель (желтый луч), а второй - подводился к точке пересечения огибающей (огибающая определялась визуально с учетом колебательной составляющей процесса) осциллограммы тока $i_k(t)$ (красный луч) с уровнем 5,06 А (зеленый луч).

Индуктивность кабеля рассчитывается по формуле

$$L_k = R_k \times \tau_k = R_k \times \Delta t = 12,26 \times \Delta t_k,$$

Колебательная составляющая процесса нарастания тока позволяет определить емкость кабеля. Частота собственных колебаний f_k системы в

первом приближении определяется классической формулой

$$f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}$$

Соответственно, для определения емкости кабеля C_k по осциллограмме тока кабеля $i_k(t)$ с помощью вертикальных курсоров достаточно измерить период собственных колебаний T_k и выполнить вычисления по формуле

$$C_k = \frac{T_k^2}{4\pi^2 L_k}$$

С учетом пространственного расположения токопроводящих жил в кабеле (рис. 3) представляется вероятным, что способ объединения жил в прямой и обратный провода будет оказывать влияние на индуктивность и емкость кабеля. Число возможных комбинаций N объединения токопроводящих жил в провода составляет

$$N = \frac{1}{2} \times C_6^3 = \frac{1}{2} \times \frac{6!}{3! \times (6-3)!} = 10,$$

все способы приведены в табл. 1.

Некоторые варианты объединения жил в провода по табл. 1 должны быть эквивалентными по свойствам, так как обладают осевой симметрией (рис. 2). Эквивалентными являются варианты: № 2 и № 10; № 3 и № 9; № 4 и № 8; № 5 и № 7. Варианты № 1 и № 6 не имеют эквивалентов, так как симметричны сами себе.

Таким образом, существует 6 независимых способов объединения токопроводящих жил кабеля в провода, имеющих в таблице 1 порядковые номера с 1 по 6.

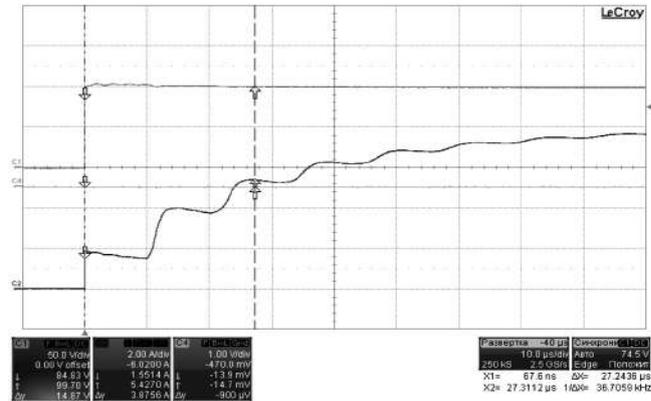
Для проверки влияния способа объединения токопроводящих жил в прямой и обратный провода и для выбора оптимального способа такого объединения, эксперимент по схеме рис. 4 был выполнен для всех независимых способов формирования проводов, на основе чего были рассчитаны значения L_k и C_k , которые приведены в табл. 2.

Осциллограммы рабочих процессов в системе для способа объединения жил № 2 приведены на рис. 5а, а для способа объединения № 6 – рис. 5б.

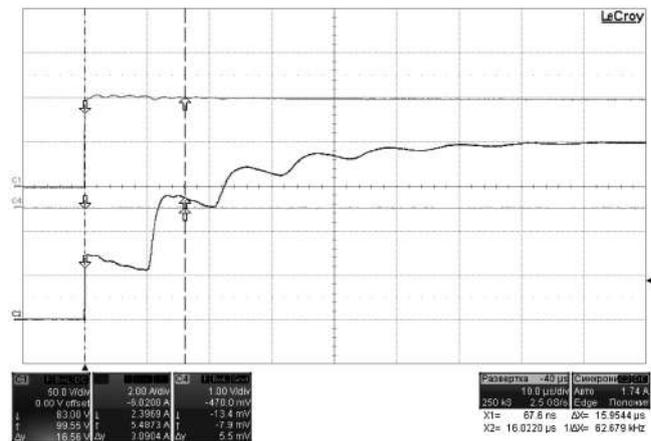
Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о том, что способ объединения токопроводящих жил в прямой и обратный провода

Таблица 2. Результаты определения индуктивности и емкости кабеля

№ объединения жил в провода по табл. 1	Расчетное значение индуктивности L_k , мкГн	Расчетное значение емкости C_k , нФ
1	261,6	13,4
2	334,0	10,0
3	220,1	13,9
4	233,4	13,4
5	260,7	12,9
6	195,6	16,0



а



б

Рис. 5. Осциллограммы рабочих процессов при наихудшем (а) и наилучшем (б) способах объединения жил кабеля в провода

оказывает существенное влияние на значения индуктивности и емкости кабеля.

Собственная резонансная частота f_k колебаний кабеля лежит в пределах 85–91 кГц. Поэтому, при использовании данного типа электрооптического кабеля в системах электропитания с передачей энергии на переменном токе с частотой f не превы-

Таблица 1. Возможные способы объединения жил кабеля в провода

№ объединения	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	Номера токопроводящих жил, объединенных в провода кабеля									
Прямой провод	1–2–3	1–2–4	1–2–5	1–2–6	1–3–4	1–3–5	1–3–6	2–3–4	2–3–5	2–3–6
Обратный провод	4–5–6	3–5–6	3–4–6	3–4–6	2–5–6	2–4–6	2–4–5	1–5–6	1–4–6	1–4–5

шающей 4–6 кГц на электромагнитные процессы в системе наибольшее влияние будет оказывать индуктивность, а не емкость кабеля. В этом случае, оптимальным способом объединения токопроводящих жил в провода следует считать вариант № 6 по табл. 1, при котором достигается наименьшее значение индуктивности кабеля. Этот оптимальный вариант объединения жил в провода показан на рис. 6. Соответственно, самым неоптимальным способом объединения жил в провода при оговоренных условиях следует признать вариант № 2.

В большинстве автономных роботизированных аппаратов электропитание установленных на их борту систем, механизмов и устройств осуществляется на постоянном токе. Поэтому целесообразно экспериментально исследовать характер процессов, протекающих в кабель-тресе при его работе в системе электропитания переменного тока с выпрямительной нагрузкой на выходе.

На рис. 7 приведена схема лабораторной установки для выполнения этих исследований. Прямой и обратный провода сформированы оптимальным способом в соответствии со схемой, изображенной на рис. 6. Со стороны начала Нк кабель подключаются к выходу однофазного инвертора напряжения G2, электропитание которого осуществляется от лабораторного источника питания G1, а с помощью вольтметра P1 контролируется напряжение U_d в шине постоянного тока инвертора (в ходе эксперимента это напряжение поддерживалось равным 100 В). На стороне Кк кабель подключается к мостовому выпрямителю A1 с емкостным фильтром C_ϕ . С помощью амперметра P4 и вольтметра P5 контролируются ток I_n и напряжение U_n на нагрузке R_n , в качестве которой использован реостат. Выходное напряжение инвертора G2 – меандр с паузой, посредством информационно-управляющей подсистемы (ИУП) могут быть установлены различные значения частоты f и длительности импульсов этого напряжения. В процессе измерения на экране осциллографа P2 наблюдались осциллограммы (рис. 8): желтый луч – напряжения, подаваемого на вход кабеля Нк (измеряется с помощью дифференциального пробника), красный луч – тока в обратном проводе кабеля (измеряется посредством токового пробника P3), синий луч – напряжения на обратном проводе кабеля (земляной вывод осциллографа подключен к обратному проводу на стороне Кк), зеленый луч – напряжения на выходе кабеля Кк.

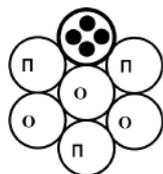


Рис. 6. Схема оптимального объединения жил в прямой (П) и обратный (О) провода

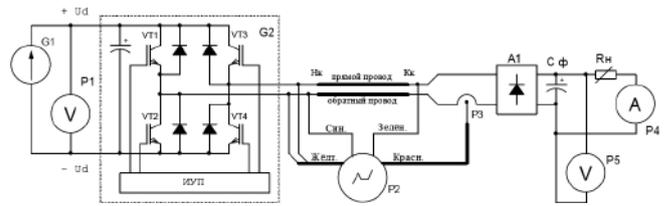
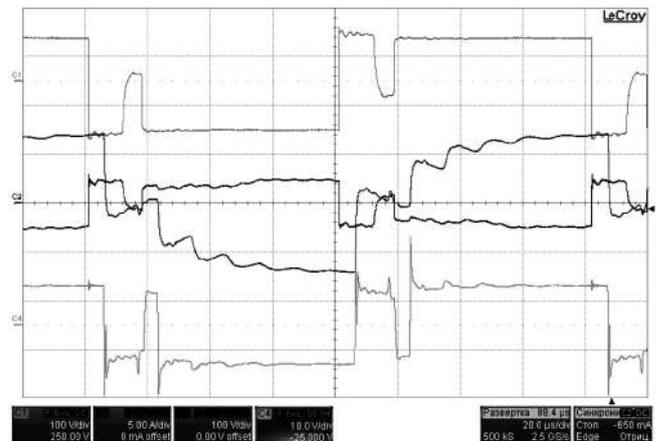


Рис. 7. Схема лабораторной установки для исследования работы кабель-треса в СЭП переменного тока с выпрямительной нагрузкой на выходе

На рис. 8 приведены осциллограммы рабочих процессов в кабеле при коэффициенте заполнения импульсов $k_{зи} = 0,78$ и токе нагрузки $I_n = 5$ А при частоте $f = 3$ кГц (рис. 8а) и $f = 6$ кГц (рис. 8б). При этом напряжение на нагрузке в первом случае $U_n = 7,7$ В, а во втором $U_n = 5,2$ В. В обоих случаях ток в кабеле (красный луч) за время импульса достигает установившегося значения (приблизительно 7 А), однако в первом случае этот процесс протекает заметно быстрее.



а



б

Рис. 8. Осциллограммы рабочих процессов в кабеле при работе на выпрямительную нагрузку при частотах $f = 3$ кГц (а) и $f = 6$ кГц (б)

Выводы

В результате выполненной работы можно сделать следующие выводы.

1. Для систем электроснабжения кабельного типа передачу электроэнергии от станции управления к роботизированному аппарату при длине кабеля можно осуществлять на переменном токе с повышенными значениями напряжения и частоты.

2. Частоту f передаваемого напряжения следует выбирать в диапазоне 3–6 кГц.

3. Для многожильных кабель-тросов способ объединения жил в прямой и обратный провода оказывает существенное влияние на частотные свойства кабеля. Для выбранного диапазона частоты переменного напряжения объединение жил в прямой и обратный провода следует осуществлять исходя из минимального значения индуктивности кабеля в соответствии с рис. 6.

4. Для выбранного диапазона частоты длина волны переменного напряжения составляет

$$\lambda = \frac{c}{f} \approx \frac{300 \times 10^6}{(3 \dots 6) \times 10^3} = (50 \dots 100) \times 10^3 \text{ [м]},$$

поэтому кабель-трос для привязных роботизированных аппаратов можно считать системой со сосредоточенными параметрами, имеющими погонные (на единицу длины) значения:

- сопротивление кабеля $r_k = 12,30 \text{ мОм/м}$;
- индуктивность кабеля $l_k = 197,2 \text{ нГн/м}$;
- емкость кабеля $c_k = 16,1 \text{ пФ/м}$.

Литература

1. Электрические кабели, провода и шнуры. Справочник. 5-е издание, переработанное и дополненное. Авторы: Н. И. Белоруссов, А. Е. Саакян, А. И. Яковлева. Под редакцией Н. И. Белоруссова. – М.: Энергоатомиздат, 1987.

Румянцев Михаил Юрьевич, к. т. н., с. н. с, ведущий научный сотрудник кафедры “Электротехнических комплексов автономных объектов” Московского энергетического института, тел.: +7(495) 362-79-34, rumyantsev.m@gmail.com;

Костюков Сергей Иванович, ведущий инженер кафедры “Электротехнических комплексов автономных объектов” Московского энергетического института, тел.: +7(495) 362-79-34.

М. Ю. Румянцев, А. В. Бериллов

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ

М. Ю. Rumyantsev,
А. В. Berilov

Development of a Power Supply System
For Underwater Vehicles

Приводится общая информация о структуре и элементной базе разрабатываемой системы электропитания беспилотного подводного аппарата привязного типа мощностью 30 кВА.

Ключевые слова: электропитание (электроснабжение) подводного аппарата, передача энергии на переменном токе, кабель-трос, кабельная система передачи электроэнергии.

The paper provides general information about the structure and electronic components of a 30 kVA power system under development for unmanned underwater tethered vehicle.

Keywords: underwater vehicle power supply (electricity supply), AC energy, cable-tow-line, strength-power communications cable, electric power transmission cable system.

В арсенале современных морских флотов все большее применение находят малоразмерные беспилотные подводные аппараты (ПА), предназначенные, в частности, для исследования и фото-видеосъемки донной поверхности; выполнения подготовительных и ремонтных работ при прокладке и эксплуатации трубопроводов; сопровождения исследовательских и поисковых работ; контроля состояния днищ судов и подводной поверхности гидротехнических сооружений; выполнения специальных задач в интересах военно-морского флота и т. д.

В подавляющем большинстве случаев малоразмерные ПА являются аппаратами кабельного (привязного) типа, в которых посредством электро-оптического кабель-троса осуществляется механическая, электрическая и информационная связь ПА с надводным кораблем обеспечения (КО). Подводные аппараты в этом случае могут быть как буксируемыми, так и самоходными. В последнем случае ПА является по существу подводным роботом, оснащенным системами фото-и видео съемки, прожекторами, гидролокационной станцией, винтомоторными агрегатами, набором манипуляторов и инструментов. При глубинах погружения до 1000 м установленная мощность электрооборудования таких ПА достигает 30–50 кВт. Обеспечение устройств и систем подводного аппарата электрической энергией заданного качества осуществляется системой электропитания (СЭП), в которую входят устройства преобразования, передачи и распределения электроэнергии. Структура СЭП ПА постоянно усложняется, в ней увеличивается количество выходных каналов, которые должны иметь гальваническую развязку между собой и от первичной электросети. Важнейшими требованиями к СЭП является требования по электромагнитной совместимости, уровню излучаемых помех, энергетической эффективности и массо-габаритным показателям, наличию встроенной системы диагностики и управления и т. д.

Принципы построения СЭП ПА

С целью уменьшения сечения токопроводящих жил кабель-троса и, следовательно, его массы и наружного диаметра, передачу энергии с КО на ПА целесообразно осуществлять при повышенном напряжении. Величина передаваемого напряжения ограничена “сверху” предельными рабочими напряжениями электротехнических изделий, применяемых в СЭП (скользящие контакты лебедки, электрические соединители и т. д.), а также электрической прочностью изоляции кабеля-троса и на современном этапе развития техники составляет 2000–2500 В. Соответственно, в структуру СЭП повышенного напряжения должны входить корабельный (устанавливаемый на борту надводного КО) и бортовые (устанавливаемые на борту подводных аппаратов) преобразовательные устройства.

При этом, в мире разрабатываются и применяются СЭП с передачей энергии как на постоянном, так и на переменном токах. Разрабатываемая в МЭИ СЭП выполнена по схеме с передачей энергии на переменном токе высокого напряжения (амплитудное значение 2000 В). Выбор подобной схемы обусловлен рядом причин, главными из которых являются:

1. В цепях постоянного тока высокого напряжения в аварийных ситуациях чрезвычайно сложно избежать возникновения электрической дуги, приводящей в большинстве случаев к катастрофическим последствиям. Переход на переменный ток значительно упрощает ситуацию, повышая надежность и безопасность, как системы электропитания, так и всего комплекса электрооборудования объектов.

2. При переходе на передачу энергии переменным током снижается уровень излучаемых радиопомех и электромагнитных шумов за счет исключения из бортовой части СЭП мощного электронного преобразователя, осуществляющего коммутацию и широтно-импульсную модуляцию высокого напряжения постоянного тока.

3. В системах переменного тока достаточно просто обеспечить гальваническую развязку и согласование уровней напряжения выходных каналов бортовой части СЭП с помощью трансформаторов.

4. Для переменного тока кабель-трос представляет собой распределенный фильтр, обеспечивающий сглаживание фронтов токов и напряжений в системе.

5. Для построения СЭП постоянного тока повышенного напряжения (2000–2500 В) мощностью до 30–50 кВт требуются высокочастотные силовые транзисторы с классом коммутируемого напряжения 4500 В при относительно небольших коммутируемых токах (менее 50А). В настоящее время в мире транзисторы подобного класса практически не выпускаются. В этой связи разработка СЭП переменного тока позволяет более просто осуществлять комплектование изделия полупроводниковыми приборами.

Для СЭП переменного тока важным параметром является частота f передаваемого напряжения. Известно, что габаритные размеры и масса трансформаторов существенно зависят от частоты питающего напряжения. Достаточно подробно эти вопросы рассмотрены в [1, 2].

Для кабельных систем передачи электроэнергии выбор частоты переменного напряжения во многом также определяется реактивными сопротивлениями кабеля. В разрабатываемой СЭП применяется специально спроектированный кабель-трос, длиной 800 м, погонные (на единицу длины) электрические параметры которого следующие:

- сопротивление кабеля $r_k = 12,30$ мОм/м;
- индуктивность кабеля $L_k = 197,2$ нГн/м;
- емкость кабеля $C_k = 14,4$ пФ/м.

С учетом этих параметров кабеля частота f передаваемого с КО на борт ПА переменного напряжения принята равной 3 кГц. Соответственно, для получения такого напряжения корабельная часть СЭП выполняется по схеме с промежуточным звеном постоянного тока и высокочастотным мостовым инвертором, в диагональ которого включается первичная обмотка повышающего трансформатора.

Функциональная схема СЭП ПА

На этапе разработки и проектирования СЭП заранее известными являются параметры электросети, имеющейся на борту КО и параметры потребителей электроэнергии, установленных на борту ПА.

На большинстве современных кораблей применяется трехпроводная сеть переменного трехфазного тока 380/220 В $\pm 5\%$ частотой 50 Гц. Для надежной работы ответственных потребителей, к которым относятся ПА, необходимо, в частности, обеспечить их бесперебойное электропитание. Поэтому вход корабельной части СЭП ПА подключается как к основной, так и к резервной электросетям КО посредством автомата ввода резерва (АВР),

являющемся устройством релейной автоматики. Корабельная часть СЭП посредством АВР приоритетно подключается к основной электросети КО, при исчезновении или недопустимом снижении напряжения этой сети автоматически переключается на питание от резервной сети, а при восстановлении напряжения основной сети, – вновь переключается на питание от основной сети.

Выше отмечалось, что самоходные подводные аппараты для решения стоящих перед ними задач оборудуются различными системами и устройствами, главными из которых являются:

- телевизионная система (ТВС);
- гидролокационная станция (ГЛС);
- манипуляторы и инструменты (МИ);
- микропроцессорный блок преобразования информации (БПИ).

На кафедре ЭКАО МЭИ с 2009 г. ведутся работы по разработке СЭП для электропитания систем ПА со следующими параметрами:

- канал ТВС – напряжение 300 В $\pm 5\%$, мощность до 1000 Вт;
- канал ГЛС – напряжение 200 В $\pm 5\%$, мощность до 1000 Вт;
- канал МИ – напряжение 240 В $\pm 10\%$, мощность до 500 Вт;
- канал БПИ – напряжение 27 В $\pm 5\%$, мощность до 250 Вт.

Кроме того, на самоходных подводных аппаратах в качестве движителей используются винтомоторные агрегаты (ВМА), т. е. устройства, объединяющие в единой конструкции гребной винт и привод этого винта. По назначению ВМА подразделяют на маршевые, обеспечивающие главное движение аппарата по заданному курсу и маневровые, обеспечивающие вертикальные и боковые перемещения аппарата. Для привода ВМА используют вентилятные двигатели (ВД) с возбуждением от постоянных магнитов. Исходя из особенностей конструктивных схем малоразмерных ПА, используют несколько маршевых ВМА, расположенных по правому и левому бортам ПА, соответственно, электропитание всех ВМА целесообразно осуществлять по двум каналам. Электропитание ВД осуществляется постоянным током 400 В $\pm 15\%$. Мощность каждого канала питания ВМА составляет 10 кВт.

Таким образом, суммарная мощность нагрузки СЭП ПА составляет 22,75 кВт.

На рис. 1. приведена функциональная схема системы электропитания подводного аппарата.

Бортовая часть СЭП выполнена шестиканальной. Гальваническая развязка каналов, а также понижение уровня напряжения переменного тока, поступающего по кабель-тросу, осуществляется с помощью трансформаторов ТВ1-ТВ6. Для повышения энергетической эффективности системы, трансформаторы выполнены на тороидальных витых магнитопроводах из аморфного материала

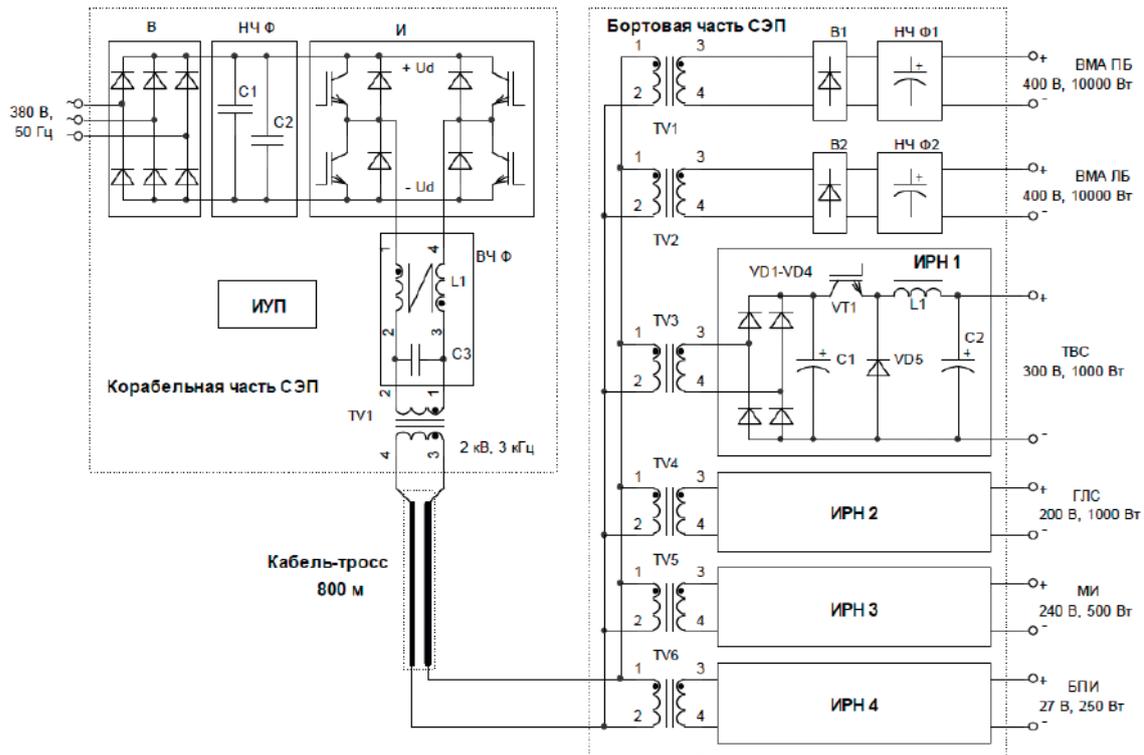


Рис. 1. Функциональная схема СЭП ПА

МДС-1 (толщина ленты 27 мкм, удельные потери на частоте 20 кГц и индукции 0,2 Тл составляют 12 Вт/кг), производства ООО завод “Эллипс”, г. Солыцы. Масса трансформатора TV1, мощностью 11 кВА составляет 7 кг, а трансформатора TV2 мощностью 1 кВА – 1,2 кг, общий вид трансформаторов показан на рис. 2.

Каналы питания винтомоторных агрегатов правого и левого бортов ПА (ВМА ПБ и ВМА ЛБ) являются нерегулируемыми и содержат однофазные мостовые выпрямители (В1 и В2) и низкочастотные фильтры (НЧ Ф1 и НЧ Ф2).

Четыре других канала СЭП, предназначенные для питания систем ТВС, ГЛС, МИ и БПИ, выполнены стабилизированными. Основными



Рис. 2. Трансформаторы бортовой части СЭП ПА TV1 и TV2

функциональными элементами этих каналов являются импульсные регуляторы напряжения (ИРН1 – ИРН4), построенные по классической схеме понижающих преобразователей постоянного тока [3]. Силовая часть ИРН содержит высокочастотные транзистор VT1, диод VD1 и дроссель L1, а также емкостные фильтры C1 и C2. Частота работы ИРН выбрана из соображений электромагнитной совместимости равной 14 кГц.

Корабельная часть СЭП (рис. 1) содержит трехфазный мостовой выпрямитель В, выполненный на диодном модуле типа 160MT080KB (производство фирмы VISHAY, США). Выпрямленное напряжение сглаживается емкостным низкочастотным фильтром НЧ Ф, образованным двумя пленочными полипропиленовыми конденсаторами C1 и C2 серии РК16 емкостью 2900 мкФ каждый (Electronicon, Германия). Сформированное таким образом напряжение U_d постоянного тока, величиной примерно 520 В поступает на вход однофазного мостового инвертора И, являющегося основным функциональным элементом корабельной части СЭП. Инвертор выполнен на двух полумостовых транзисторно-диодных модулях CM200DU-24NFH (Mitsubishi Electric, Япония), способных работать на частотах до 60 кГц. В диагональ инвертора включена первичная обмотка повышающего трансформатора TV1. Коэффициент трансформации между первичной и вторичной обмотками выбирается таким, чтобы максимальное (амплитудное) значение на-

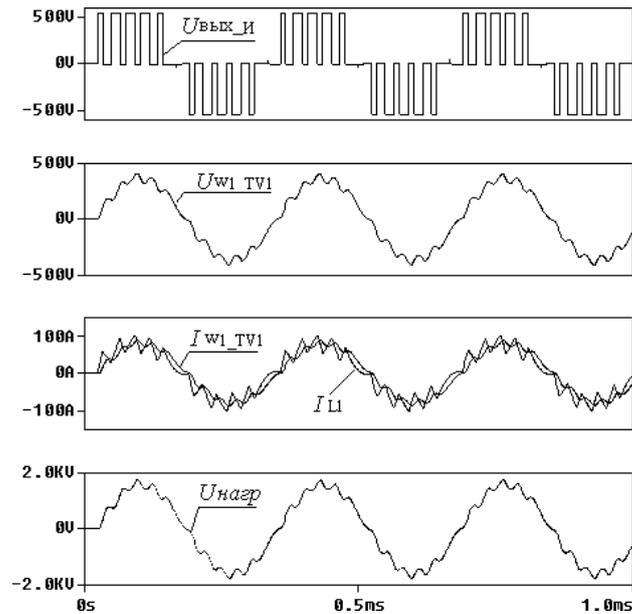


Рис. 3. Осциллограммы выходного напряжения на инверторе – $U_{\text{ВЫХ}_И}$, напряжения на первичной обмотке трансформатора – U_{w1-TV1} (после фильтра), токов в первичной обмотке трансформатора – I_{w1-TV1} и в дросселе – I_{L1} , напряжения на входе бортовой части СЭП – $U_{\text{нагр}}$

пряжения вторичной обмотки трансформатора не превышало 2000 В. Трансформатор изготавливается на стержневом магнитопроводе из электротехнической стали толщиной 0,08 мм, имеет габариты $80 \times 180 \times 180$ мм и массу 11 кг.

Регулирование выходного напряжения переменного тока корабельной части СЭП осуществляется способом широтно-импульсной модуляции (ШИМ) по синусоидальному закону с тактовой частотой $f_T = 18$ кГц. ШИМ-сигналы вырабатываются микропроцессорной информационно-управляющей подсистемой ИУП, реализующей управление инвертором по возмущению с контролем напряжения U_d шины постоянного тока на входе инвертора и тока нагрузки I_n , протекающего в кабель-тресе.

Передача электроэнергии по кабелю непосредственно импульсно-модуляционным способом на основе ШИМ (без предварительной фильтрации напряжения) не желательна по следующим причинам:

- из-за повышенного помехоизлучения кабелем;
- из-за негативного воздействия высоковольтных высокочастотных импульсов на изоляционные свойства кабеля, т. е. ускоренного старения его изоляции и преждевременного выхода ее из строя.

Таким образом, между выходом инвертора и первичной обмоткой трансформатора целесообразно установить высокочастотный L - C фильтр (ВЧФ) рис. 1.

В принципе, идеальным решением является фильтрация напряжения до уровня допустимых искажений, регламентированных стандартами и опре-

деляемых коэффициентом гармоник напряжения $K_{Г(U)} = 5\%$. Однако в данном случае такое общепромышленное ограничение, скорее всего, следует считать избыточным, поскольку здесь существо требований несколько иное, иными также должны быть и количественные показатели, определяющие эти требования. Таким показателем могло бы быть, например, предельно допустимое значение du/dt , предъявляемое к передаваемому по кабелю напряжению. В отсутствие такого рода информации синтез параметров фильтра ВЧФ на выходе инвертора И (рис. 1) в данном случае осуществлен на основе имитационного компьютерного моделирования (в среде *Orcad – Pspice A/D*), при условии принятия компромиссного решения между установленной мощностью фильтра (т. е. его массогабаритными показателями) и снижением значения параметра du/dt не менее, чем на два порядка. При этом найденные параметры фильтра $C_3 = 2,5$ мкФ и $L_1 = 20$ мкГн обеспечили показатель $K_{Г(U)} = 5\% < 10\%$. Результаты имитационного компьютерного моделирования представлены на рис. 3.

В качестве СЗ взят высокочастотный полипропиленовый конденсатор серии E53 (*Electronic*, Германия), дроссель L1 выполнен на броневом сердечнике из электротехнической стали толщиной 0,08 мм.

Выводы

1. Для корабельных систем электроснабжения кабельного типа передачу электроэнергии от первичного источника к нагрузке следует осуществлять на высоком напряжении. На сегодняшний день

максимальная величина передаваемого напряжения ограничена, в основном, электрической прочностью скользящих контактов лебедки и составляет примерно 2000 В.

2. При мощности нагрузки, не превышающей 50 кВт, СЭП целесообразно выполнять по схеме с передачей энергии на переменном токе повышенной частоты 3–6 кГц.

3. Для получения напряжения переменного тока повышенного напряжения и частоты необходимо использовать высокочастотные однофазные инверторы напряжения с частотой ШИМ 25–30 кГц.

4. Для формирования квазисинусоидального выходного напряжения на выходе инвертора с ШИМ необходимо устанавливать L - C фильтр, параметры которого в первом приближении могут быть определены посредством имитационного моделирования. Для более точного решения данной задачи должно быть известна зависимость срока службы кабеля в зависимости от значения частоты высокочастотных импульсов напряжения и скорости нарастания напряжения в импульсах, т. е., по сути, от его параметра du/dt .

Литература

1. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. — М.: Советское радио, 1971. — 720 с.

2. Хлаинг Мин У. Исследование эффективности использования промежуточного высокочастотного преобразования при построении статических преобразователей и систем на их основе. Автореферат дисс. на соиск. уч. ст. к. т. н.— М: Моск. энерг. инст.-т, 2009. — 20 с.

3. Моин В. С., Лантев Н. Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергия, 1978.—512 с.

Румянцев Михаил Юрьевич, к. т. н., с. н. с, должность в. н. с. кафедры электротехнических комплексов автономных объектов Московского энергетического института, тел: +7(495) 362-79-34, e-mail: rumyantsev.m@gmail.com;

Бериллов Андрей Вячеславович, старший преподаватель кафедры электротехнических комплексов автономных объектов Московского энергетического института, +7(495) 362-77-73, e-mail: berilovav@mpei.ru.

А. В. Мирошниченко, В. Р. Берг

К ПАРАМЕТРИЧЕСКОМУ СИНТЕЗУ ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ АЭРОДРОМНОЙ СВЕТОСИГНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

*A. V. Miroshnichenko,
V. R. Berg*

**About Aerodrome DC Lighting System Equipment
Parametric Synthesis**

В статье описаны особенности практической реализации перспективных образцов аэродромного светосигнального оборудования (ССО). Приведена информация, позволяющая целенаправленно осуществить выбор и сравнение комплектующих элементов для реализации ССО данного применения.

The article describes practical implementation features of advanced means for aerodrome lighting. The information enabling purposeful selection and comparison of constituent elements for lighting system of certain orientation realisation is given.

Ключевые слова: сверхяркие светодиоды, светосигнальное оборудование, постоянный ток, SiC-диод, MOSFET, IGBT.

Keywords: ultra-bright LEDs, lighting equipment, DC, SiC-diode, MOSFET, IGBT.

Основные мировые тенденции развития аэродромного светосигнального оборудования (ССО) характеризуются сегодня широким применением сверхярких светодиодов в качестве светоизлучателей. Этот факт заставляет пересмотреть концепцию построения системы аэродромного ССО. В [1] обоснована целесообразность построения ее на постоянном токе. Практическая реализация этой концепции основана на применении импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭП), обеспечивающих преобразование трехфазного напряжения 220/388 В промышленной частоты 50 Гц в постоянное напряжение требуемого уровня ($U_{до} = 540$ В).

Сама по себе тема разработки ИВЭП общепромышленного применения сегодня довольно полно освещена как в отечественной, так и в зарубежной литературе. Однако аэродромное ССО имеет свои особенности, и требуется разработка ИВЭП со специальными характеристиками.

Для аэродромного ССО характерны режимы, когда ИВЭП подключается к нагрузке, изменяющейся во времени скачкообразно. В этом случае решающее значение имеет качество переходных процессов в системе. Таким образом, особенности схемотехники и характеристик ИВЭП в значительной степени определяются особыми требованиями технического задания и, соответственно, требованиями к применяемым в ИВЭП компонентам. С учетом этого целесообразно рассмотреть методику выбора современных электронных компонентов, ориентированную именно на ИВЭП для аэродромного ССО.

Для современных ИВЭП характерна работа силовых преобразователей в ключевом режиме на высокой частоте. Известные регуляторы яркости (РЯ) с двойным преобразованием энергии, в которых

выпрямленное сетевое напряжение преобразуется в импульсное повышенной частоты и передается в нагрузку через трансформатор, имеют достаточно хорошие удельные показатели. С ростом частоты преобразования габариты реактивных элементов, в частности трансформатора и фильтра, уменьшаются, однако растут коммутационные потери, импульсные помехи, обусловленные изменением в широких пределах напряжения и токов ключей.

При проектировании новых ИВЭП для РЯ аэродромного ССО в первую очередь необходимо сконцентрировать усилия на следующем:

1. На разработке экономичных методов преобразования и регулирования электрической энергии. Это особенно важно при работе РЯ от автономного источника питания с соизмеримой мощностью и для решения проблем повышения КПД. Очевидно, что от потерь в ИВЭП зависят масса и габариты теплоотводов ключевых элементов.

2. На задачах электромагнитной совместимости (ЭМС) перспективных ИВЭП. Современные тенденции состоят в том, что для уменьшения помех используется сочетание пассивных методов с разработкой специальных алгоритмов регулирования электрической энергии, создающих минимальные помехи.

Таким образом, эффективность разрабатываемых ИВЭП напрямую зависит от используемых алгоритмических средств и от возможностей примененной элементной базы. Для примера рассмотрим ИВЭП РЯ постоянного тока с использованием схемы полумостового инвертора (рис. 1). При правильном выборе силовых компонентов такая структура без особой сложности обеспечивает выполнение предъявляемых к ней требований. Блок-схема РЯ (рис. 1) включает в себя: входной сетевой фильтр (1), автоматический выключатель (2), неуправля-

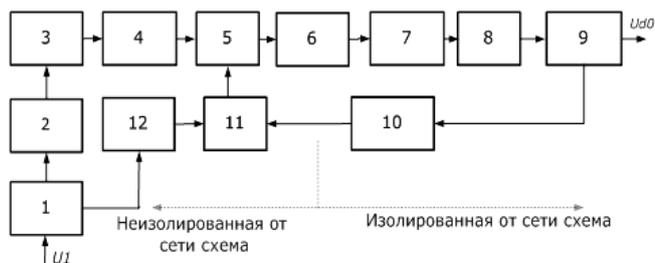


Рис. 1. Блок-схема РЯ постоянного тока

емый однофазный выпрямитель (3), при необходимости, корректор коэффициента мощности (4), полумостовой инвертор (5), ВЧ трансформатор (6), неуправляемый выпрямитель (7), выходной фильтр (8), датчики тока и напряжения (9), элемент опто-развязки (10), блок управления и контроля индикации (11), источник питания собственных нужд (12).

Практически для любого узла ИВЭП целесообразно использовать только элементы, рассчитанные на токи заметно больше, чем заданные (на 30% ... 50%).

На 18 международной выставке аэропортовой деятельности, проводившейся в 2011 г. в Мюнхене, была продемонстрирована неизменность курса мировых лидеров производства аэродромного ССО на внедрение технологий энергосбережения — замену ламп накаливания сверхяркими светодиодами (светодиодными матрицами). В результате этого, выходные рабочие токи перспективного РЯ на постоянном токе будут не более 3 А. Это позволит использовать силовые компоненты с большим запасом по току, снизить квазистатические потери мощности в них и, как следствие, повысить надежность работы ИВЭП в аварийных режимах. Как показывает анализ номенклатуры силовых ВЧ-диодов и *MOSFET* и *IGBT* ведущих фирм-производителей, доля компонентов для применения их в ИВЭП средней мощности (до 1 кВт) составляет 15–20% [2].

Итак, рассмотрим основные узлы схемы ИВЭП (рис. 1). Обычно входная цепь (1) начинается с ограничителя пусковых токов, состоящего из терморезистора с отрицательным температурным коэффициентом и ограничителя импульсных перенапряжений — быстродействующего варистора. В качестве терморезистора могут быть использованы отечественные элементы, типа ТР-10, или зарубежные модели, например, *SG* фирмы *Rhopoint*, *B572* фирмы (*Epcos*) [4, 5]. Начальное сопротивление термисторов в зависимости от типа составляет 40–0,5 Ом, а под током 0,6–0,01 Ом.

В качестве защитных компонентов от импульсных перенапряжений подходят металлоокисные варисторы. Могут применяться отечественные варисторы типа ВР-12. Широкое применение находят импортные дисковые варисторы, например, серии

VR-595 (*Philips*) или аналогичные фирмы *Epcos* [4]. Для входного сетевого напряжения 220 В 50 Гц подойдут мощные дисковые варисторы этой фирмы с диаметром диска 16,5 или 22,5 мм. Например, варистор В72214S271KI01 (16,5 мм) имеет напряжение срабатывания 430 В (1 мА) и максимальный импульсный ток 4500 А.

Сетевой помехоподавляющий фильтр осуществляет подавление электромагнитных помех, как со стороны сети, так и со стороны самого ИВЭП. Сетевые фильтры могут применяться как в виде готовых узлов, так и выполняться навесным монтажом на печатной плате. Типовые фильтры ИВЭП выполняются по схемам *SxLCxСу* или двойного П-образного фильтра. Преимущество фильтра, выполненного навесным монтажом, — меньшая стоимость, удобство компоновки, возможность выбора параметров элементов.

Преимущество готовых фильтров — это более рациональная компоновка и наличие экрана. Готовый покупной фильтр обеспечивает нормированный коэффициент подавления помех. Например, у фильтра FN2070-X/06 (*Schaffner*) коэффициент подавления помех 30–80 дБ в стандартном диапазоне частот 0,15–30 МГц [6]. Исполнения фильтра рассчитаны на рабочие токи до 16 А.

Неуправляемый выпрямитель (3) выбирается по максимальному обратному напряжению не менее 1000 В. Например, могут использоваться модули 8ВGVQ6 (8 А); 26МВ80А (25 А); 36МВ100А (35 А) фирмы *International Rectifier* [5]. Для маломощных применений, например, вертолетных площадок, может быть применен однофазный мостовой выпрямитель с корректором коэффициента мощности (КММ). При применении трехфазного выпрямителя узел КММ не обязателен.

Узел выпрямления с КММ — повышающий импульсный стабилизатор выпрямленного сетевого напряжения. КММ обеспечивает практически синусоидальную форму потребляемого из сети тока в расширенном диапазоне изменения входного сетевого напряжения частоты (от 47 до 400 Гц) в соответствии со стандартом ГОСТ Р 513173-2-99.

Однако следует иметь в виду, что напряжение на входе импульсного преобразователя в этом случае будет на 20–30% выше, чем без КММ. Преобразователем в данном предложении является полумостовой инвертор (5), ключи которого работают при полном выходном напряжении КММ. Диоды, рекуперирующие энергию намагничивания силового трансформатора (6) на вход преобразователя, должны иметь обратное напряжение не ниже 600 В, токи порядка 10 А и время обратного восстановления $t_{rr} = 35–80$ нс. Управление силовыми ключами производится от блока управления и контроля индикации (11) на основе ШИМ-контроллера. Сегодня большое внимание уделяется различным моделям драйверов, есть большой их выбор, что

позволяет существенно упростить проектирование и изготовление ИВЭП.

Выходной ВЧ-выпрямитель (7), как показано в [7], должен быть выполнен на диодах, имеющих время восстановления ($t_{rr} = 35\text{--}75$ нс) и обратное напряжение порядка 1200 В, в зависимости от величины выходного напряжения РЯ.

В табл. 1 приведены основные характеристики некоторых импортных высоковольтных диодов с высоким быстродействием (*ULTRAFAST*) фирм *IR* и *APT*. Значение времени восстановления приведено для тока 1 А. Как видно, диоды имеют большой запас по току, но значительное прямое падение напряжения. Лучшими, с точки зрения быстродействия, характеристиками обладают диоды Шоттки на основе карбида кремния или *SiC*-диоды. Они позволяют создавать устройства меньшего размера при тех же или лучших характеристиках. Повышенная температурная устойчивость этих диодов способствует повышению общей надежности импульсных ИВЭП.

Таблица 1

Наименование	$U_{обр}$, В	$I_{пр}$, А	$U_{пр}$, В	t_{rr} , нс
8EWF06S (IR)	600	8	1,2	55
I5ETH06S (IR)	600	15	2	22
HFA16B120S (IXYS)	1200	16	3	30
HFA30PB120 (IXYS)	1200	30	3	37
APT2x61D120J (APT)	1200	53	2,5	38

Технологией изготовления *SiC*-диодов обладают многие зарубежные фирмы, например, *CREE*, *Infineon*, *IXYS*, *APT*, *IR* и другие. В табл. 2 приведены основные характеристики таких диодов фирмы *CREE* [8]. Минимальное время восстановления *SiC*-диодов не превышает 20 нс. Как видно из таблицы 2, *SiC*-диоды имеют значительно меньшие потери прямого включения и достаточный запас по току.

Таблица 2

Наименование	$U_{обр}$, В	$I_{пр}$, А	$U_{пр}$, В
CSD06060A	600	6	1,8
CSD10060A	600	10	1,8
CSD20060	600	20	1,8
CSD05120A	1200	5	1,8
CSD10120A	1200	10	1,8
CSD20120D	1200	20	1,8

Сглаживающий фильтр (8) *LC*-типа – двухзвенный, так как на практике в фильтре устанавливается дополнительное высокочастотное *LC*-звено для лучшего подавления коммутационных выбросов.

Для применения в высокочастотных импульсных ИВЭП необходимы электролитические конденсаторы с низким выходным импедансом в рабочем диапазоне пульсаций. Диапазон рабочих напряже-

ний до 450 В, величина емкости до 4700 мкФ, большой срок службы. Конденсаторы серии *EXR* фирмы *Hitano* обладают требуемыми характеристиками [9].

Сердечники накопительных дросселей удобно выполнять на кольцевых магнитопроводах из молибденового пермаллоя, например МП-140, МП-250 или их зарубежных аналогов.

В литературе [10] достаточно подробно рассмотрен вопрос выбора тех или иных ключей в зависимости от величин рабочих частот, токов, напряжений и режимов работы транзисторов.

При напряжениях питания до 250 В и на частотах переключения свыше 100 кГц доминирующую роль играют *MOSFET*-транзисторы; на частотах до 40 кГц и напряжении 300–1200 В предпочтение отдается *IGBT*, при этом диапазон 250–800 В при 40–150 кГц оказывается спорным с позиции эффективности использования того или иного прибора. Это связано с тем, что у *IGBT* существенную роль начинают играть динамические потери, а у *MOSFET* – статические, обусловленные слишком большой величиной сопротивления в открытом состоянии.

Важный фактор, влияющий на выбор ключевых приборов, связан со спецификой работы рассматриваемых преобразователей на индуктивную нагрузку и заключается в необходимости установки антипараллельных диодов, характеристики обратного восстановления которых вносят значительный вклад в динамические потери. Общим недостатком полевых транзисторов с вертикальной структурой является наличие паразитного антипараллельного диода с неудовлетворительными характеристиками обратного восстановления. Это заставляет производителей разрабатывать технологии, позволяющие улучшить характеристики встроенного диода. Примером может служить семейство транзисторов *HiPerFET* компании *IXYS*.

Другой подход к решению данной проблемы: заключается в блокировке паразитного диода последовательным с транзистором диодом Шоттки и подключении встречно-параллельно диода *ULTRAFAST* или *SiC*. Однако наличие последовательного диода резко увеличивает статические потери по сравнению с одиночным *MOSFET*.

В табл. 3 приведены характеристики приборов с классификационными напряжениями 800 В и постоянным током стока до 55 А, изготовленных по различным технологиям.

Таблица 3

Наименование	Технология	$I_{с\ max}$, А при 25 °С	$R_{си}$, Ом при 25 °С	$t_1 - t_2$, нс
APT8011JLL	PT IGBT+FRD	51	0,11	23–19
IXFN50N80Q2	NPT IGBT+FRD	50	0,22	25–13
IXKN45N80C	NPT IGBT+FRD	44	0,07	15–10

В отличие от *MOSFET*, у *IGBT* отсутствует интегральный паразитный обратный диод, что позволяет при необходимости использовать внешний антипараллельный диод *ULTRAFAST* или *SiC*.

Структурно *IGBT* делятся на *PT* и *NPT*. У *PT* приборов увеличена скорость рекомбинации дырок, что приводит к увеличению скорости выключения транзистора и уменьшению времени и тока рассасывания. У *NPT IGBT* уменьшено прямое падение напряжения “коллектор–эмиттер”, но, с другой стороны, увеличено время рассасывания и, соответственно, потери выключения на высоких частотах. *PT IGBT* в отличие от *NPT* неустойчивы к перегрузкам. По скорости переключения *PT IGBT* могут сравниваться с мощными *MOSFET*-транзисторами. Современные *PT IGBT*, например, линейки PowerMOS7 компании *Advanced Power Technology* имеют величину прямого падения напряжения не хуже, чем у *NPT*-приборов.

В табл. 4 приведены характеристики современных высокоскоростных *PT* и *NPT IGBT* с классификационным напряжением 1200 В, постоянным током коллектора до 50 А и антипараллельным диодом.

Выбор того или иного прибора в общем случае определяется конкретными электрическими характеристиками системы в целом. Критерием оптимальности в первом приближении можно считать минимизацию суммарных потерь при заданных параметрах питания и мощности нагрузки при максимально допустимом увеличении стоимости преобразователя.

Оценку потерь можно вести двумя методами: аналитическим методом и методом имитационного компьютерного моделирования.

Для аналитической оценки величин потерь в преобразователе, работающем в “жестком” режиме, будем считать, что за время открытого состояния транзистора ток, протекающий через него, остается приблизительно постоянным, коэффициент заполнения равен 0,5 и скорость нарастания напряжения при выключении определяется величиной t_f .

Мощности статических потерь определяются выражениями [11]:

– для *MOSFET* (типа *HiPerFET* компании *IXYS*):

$$P_{st1} = \frac{I_{sw}^2 \cdot R_{on}}{2};$$

– для *MOSFET* с блокировкой паразитного диода последовательным с транзистором диодом Шоттки и подключении встречно-параллельно диода *ULTRAFAST* или *SiC* (приборы компании *Advanced Power Technology*):

$$P_{st2} = \frac{I_{sw}^2 \cdot R_{on}}{2} + \frac{U_d \cdot R_{on}}{2};$$

– для *IGBT*:

$$P_{st3} = \frac{I_{sw} \cdot U_{sat}}{2},$$

где I_{sw} – ток протекающий через транзистор;

U_{sat} – прямое падение напряжения на *IGBT*;

U_d – прямое падение напряжения блокирующего диода;

R_{on} – сопротивление транзистора в открытом состоянии.

Мощность динамических потерь складывается из трех составляющих: “жесткого” переключения при токе I_{sw} , разряда выходной емкости (C_{22}) транзистора, заряженной до уровня напряжения питания (U_0) и обратного восстановления антипараллельного диода с зарядом (Q):

– для *MOSFET*:

$$P_{sw1} = \frac{I_{sw} \cdot U_0 \cdot f_s \cdot (t_1 + t_2)}{2} + \frac{C_{22} \cdot U_0^2 \cdot f_s}{2} + Q \cdot U_0 \cdot f_s;$$

– для *IGBT*:

$$P_{sw2} = \frac{E \cdot f_s}{2} + \frac{C_{22} \cdot U_0^2 \cdot f_s}{2} + Q \cdot U_0 \cdot f_s.$$

где t_1 и t_2 – время нарастания и спада тока транзистора, f_s – частота преобразования, E – суммарная энергия переключения *IGBT*.

Полные потери:

$$P = P_{sw} + P_{st}.$$

В табл. 5 приведены результаты расчетов величин полных потерь для приведенных выше элементов, работающих в преобразователях с $U_{d0} = 540$ В на частоте 100 кГц.

Видно, что КПД во всех случаях определяется в основном динамическими потерями.

Таблица 4

Наименование	Технология	$I_{k \max}$ А, при 100 °С	$U_{kз \text{ нас}}$ В, при 125 °С	$t_1 - t_2$, нс	E , мДж	Q , нКл
APT35GP120B2DF2	PT IGBT+FRD	46	3,0	20–40	1,43	162
APT50GF120JRD	NPT IGBT+FRD	50	3,5	178–190	10,8	630
IXDH30N120D1	NPT IGBT+FRD	38	3,1	70–70	8,0	3300
IRGPS40B120UD	NPT IGBT+FRD	40	3,9	39–25	3,05	4800

Таблица 5

Наименование	Технология	P_{sw} , Вт	P_{st} , Вт	P , Вт
APT8011JLL	POWERMOS7	48	17,8	65,8
IXFN50N80Q2	HIPERFET	36	23,4	59,4
IXKN45N80C	COOLMOS	48,8	12	60,8
APT35GP120B2DF2	PT IGBT+FRD	75,1	27	102,1
APT50GF120JRD	NPT IGBT+FRD	542,1	31,5	573,6
IXDH30N120D1	NPT IGBT+FRD	403,2	27,9	431,1
IRGPS40B120UD	NPT IGBT+FRD	152,5	34,9	187,4

Выводы

1. Рассмотрен основной перечень силовых компонентов для ИВП, применяемых в РЯ аэродромного ССО на постоянном токе.

2. Предложены подходы к выбору и оценке силовых транзисторов и диодов для ИВЭП рассматриваемого класса.

3. Подтверждено, что:

- паразитные диоды стандартных *MOSFET* и *CoolMOS* не могут быть использованы в качестве рекуперационных при работе с “жестким” переключением на индуктивную нагрузку;
- в рассматриваемом режиме работы реальная частота переключения современных 1200-вольтовых *NPT IGBT* не превышает 40 кГц, хотя последние позиционируются как *ULTRAFAST* приборы.

4. Вопрос о применении *PT IGBT* для “жесткого” переключения должен решаться в каждом конкретном случае индивидуально, поскольку они не обладают устойчивостью к перегрузкам.

5. Комбинация *CoolMOS* и *SiC*-диода является альтернативой *IGBT* для высоких частот переключения.

6. Особенно перспективно использование готовых полумостовых и мостовых модулей, в которых уже решены проблемы получения низких тепловых сопротивлений, электрической изоляции кристаллов и оптимизации конструкции с целью снижения паразитных реактивностей.

Литература

1. Берг В. Р., Мирошниченко А. В. Аэродромные светосигнальные системы на постоянном токе. – М:

Электричество, 2011 г., № 11.

2. Эраносян С., Ланцов В. Электронные компоненты для мощных импульсных источников питания. – М: Силовая электроника, 2006 г., № 2.

3. Эраносян С., Ланцов В. Пути развития и архитектура интегрированных силовых модулей для источников вторичного электропитания. – М: Электрическое питание. 2005 г., № 3, 4.

4. www.epcos.com.

5. www.irf.com.

6. www.element14.com.

7. Ромаш Э. М., Дробович Ю. И., Юрченко Н. Н., Шевченко П. Н. Высокочастотные транзисторные преобразователи. – М: Радио и связь, 1988 г.

8. www.creepower.com.

9. Звонарев Е. Высококачественные индуктивные компоненты фирмы PREMIER MAGNETICS для 10 импульсных источников питания. – М: Электронные компоненты 2003 г., № 6.

11. С. Blake, С. Bull. IGBT or MOSFET: Choose Wisely. International Rectifier. 1989 г.

12. Полищук А. Проблемы выбора ключевых транзисторов для преобразователей с жестким переключением. – М: Силовая электроника 2004 г., № 4.

Берг Виталий Рейнгольдович, к.т.н., генеральный директор ОАО “ГОКБ “Прожектор”;

Мирошниченко Александр Васильевич, начальник отдела ОРСТО “ГОКБ “Прожектор”, аспирант Московского энергетического института.

В. Г. Еременко, Н. Б. Жирнова, Нян Линн Аунг

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА С АРСЕНИД- ГАЛЛИЕВОЙ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕЕЙ

V. G. Eremenko, N.B. Zhirnova,
Nyan Linn Aung

Simulation Of Spacecraft Power Supply System
With Gallium Arsenide Solar Panel

Система электроснабжения (СЭС) долгоживущих космических аппаратов (КА), питающая комплекс импульсных нагрузок, содержит арсенид – галлиевую солнечную батарею (СБ), аккумуляторную батарею (АБ) и аппаратуру регулирования и контроля. СЭС обеспечивает повышенную точность импульсного напряжения на нагрузке имеет срок активного существования до 12 – 15 лет. Приводятся результаты моделирования в среде Matlab – Simulink систем с разными номинальными напряжениями 27 – 115 В.

Ключевые слова: система электроснабжения, солнечная батарея, импульсная нагрузка, моделирование.

The power supply system (PSS) of long-lived spacecraft, which is feeding a complex of impulse loads. The power supply system consists of arsenide-gallium solar panels, rechargeable batteries, charge and discharge control system for these. PSS provides the higher accuracy of pulse voltage at the load and the increase of lifetime during 12–15 years. The results of modeling with Matlab–Simulink at different nominal voltages 27–115V are given.

Keywords: power supply system, solar panels, impulse load, modeling.

Работа посвящена моделированию СЭС долгоживущих КА, питающих комплекс импульсных нагрузок: радиолокатор для зондирования и мониторинга поверхности, система обнаружения низколетящих крылатых ракет, связь. Результаты могут использоваться в области наземных технологий для СЭС с импульсной нагрузкой. Моделируется СЭС с кремниевой или арсенид – галлиевой с литий – ионной АБ и полупроводниковым регулятором напряжения. Моделируется первичный источник в точке отбора максимальной мощности; используется алгоритмический способ увеличения срока службы накопителей электрической энергии.

Цель работы заключается в создании системы, обеспечивающей большую энергоёмкость и надёжность. С этой целью проведен параметрический и структурно – алгоритмический анализ СЭС. Методом исследования является проблемно – ориентированное моделирование. Целью моделирования является оптимальный выбор технических средств, обеспечивающих выполнение требуемых полётных заданий в любое время суток с учетом параметров системы, входных и выходных сигналов, нагрузок, в том числе и включаемых в произвольные моменты времени. На рис. 1 приведена структурная схема исследуемой СЭС.

Параметры СЭС приведены в табл. 1.

Общее потребление электроэнергии всеми потребителями может быть выражено в виде графика, имеющего как минимальное потребление (дежурную нагрузку), так и пиковую нагрузку I_H (рис. 2). Величина необходимой энергии за все время полета КА, отнесенная к времени полета, определяет среднюю мощность первичного источника электро-

энергии – СБ. На рис. 3 приведена циклограмма тока АБ учитывающая ток СБ – $I_{СБ}$ (рис. 2). При импульсе нагрузки разрядный ток АБ достигает 45 А, зарядный ток равен 15 А. На рис. 4 приведена циклограмма изменения заряда АБ, из которой следует значение циклируемой емкости АБ 8 А·ч. Необходимо обеспечить согласованный режим работы первичного источника в оптимальной точке максимальной мощности с минимальными пульсациями выходного напряжения, а также обеспечить изменение напряжения на АБ для более полного

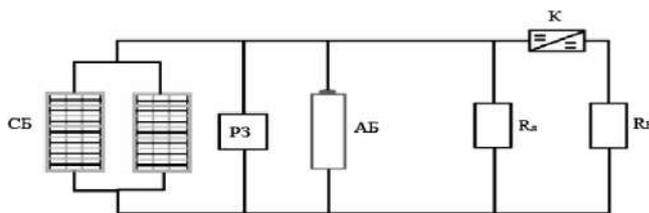


Рис 1. Структурная схема СЭС

СЭС – система электропитания; СБ – солнечная батарея; РЗ – регулятор заряда; АБ – аккумуляторная батарея; Рд – дежурная нагрузка; Рн – импульсная нагрузка; К – коммутатор импульсной нагрузки

Таблица 1. Режимы СЭС

Мощность импульсной нагрузки (P_H)	7 кВт
Мощность дежурной нагрузки ($P_{\text{дежурная}}$)	500 Вт
Номинальное напряжение (U_H)	115 В
Время освещенности (t_o)	50 мин
Время нахождения в тени (t_t)	40 мин
Время импульсной нагрузки (t_n)	10 мин

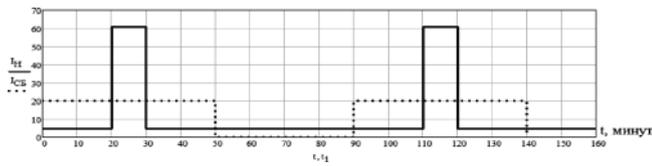


Рис. 2. Циклограмма тока нагрузки I_n и тока СБ $I_{сб}$

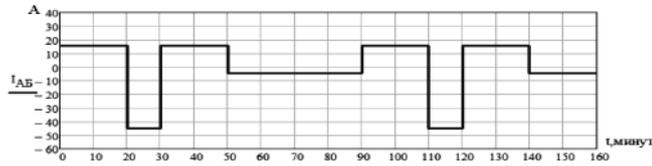


Рис. 3. Циклограмма тока АБ

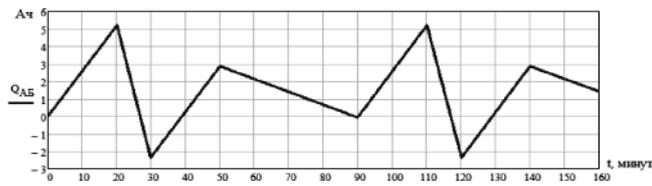


Рис. 4. Циклограмма емкости АБ

использования ее емкости. Для исключения дополнительных потерь в нагрузочном оборудовании необходимо стабилизировать выходное напряжение системы и обеспечить питание потребителей стабильным, постоянным по величине напряжением. Функцию согласования источников и потребителей осуществляют полупроводниковые преобразовательные устройства (зарядно-разрядные схемы и регуляторы), которые в любом из полетных режимов выполняют следующие функции:

- обеспечивают режим работы солнечной батареи в точке максимальной мощности, т. е. осуществляют экстремальное регулирование в любом из полетных режимов;
- стабилизируют напряжение на нагрузке при изменениях напряжений на АБ и СБ;
- осуществляют регулируемый режим заряда и разряда АБ;
- выполняют защитную функцию – отключают АБ при перезаряде или глубоком разряде, отключают систему при неисправностях;
- осуществляют перераспределение мощностей между источниками во всех полетных режимах.

Для наиболее рационального использования имеющихся на борту запасов электрической энергии, для минимизации суммарной массы и габаритов средств электроснабжения и их унификации целесообразно иметь единую централизованную СЭС. Желательно, чтобы большинство бортовых приборов питалось одним видом электрического тока при одной и той же величине напряжения. Большинство бортовых приборов разрабатывается для работы на постоянном токе. В качестве накопителя энергии используются литий-ионные АБ. В

современных СЭС КА можно выделить несколько функциональных блоков: регулятор заряда (РЗ), регулятор разряда (РР), шунтовой регулятор (ШР), регулятор напряжения на сборных шинах (РН), аппаратура регулирования и контроля (АРК) и источник питания собственных нужд.

В процессе совершенствования СЭС наметились два основных пути: повышение напряжения и создание многомодульных структур. Разработка новых вариантов предполагает стадию прогнозирования поведения системы в процессе многократного циклирования. В настоящее время прогнозирование и оценка энергобаланса в системе возможны с использованием стандартных программ моделирования, *Matlab Simulink*. Наиболее ответственный момент прогнозирования связан с получением достоверной информации о текущем состоянии элементов СЭС: СБ и АБ. При натурном моделировании контроль состояния АБ осуществляется по датчикам предельных состояний: индикатору конца заряда, датчику минимального напряжения АБ, датчику давления и температуры элементов АБ. При компьютерном моделировании используются заранее разработанные математические модели элементов

Таблица 2. Исследованные типы СЭС

Напряжение СЭС $U_{н}, В$	27	60	60	115	115
Режим импульсной нагрузки	на свету	в тени	на свету	в тени	на свету

На рис. 5 приведена разработанная оригинальная схема замещения арсенид – галлиевой СБ, вольт-амперная характеристика которой проходит по трем

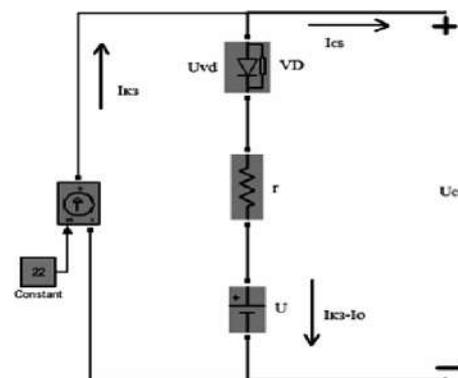


Рис. 5. Схема замещения СБ в программе Matlab
 $I_{сб}$ – ток короткого замыкания СБ, I_0 – ток в точке максимальной мощности, r – внутреннее сопротивление модели СБ, VD – разделительный диод, U – источник напряжения модели СБ

нормируемым точкам: 1) $U_{xx}; I_{CB} = 0$; 2) $I_{K3}; U_{CB} = 0$; 3) $I_0; U_0$ при $I_0 \cdot U_0 = \max$.

Напряжение источника модели СБ U выражается через U_{xx} — напряжение холостого хода СБ, U_0 — напряжение в точке максимальной мощности и отношение токов I_{K3}/I_0 :

$$U = U_{xx} - \frac{I_{K3}}{I_0}(U_{xx} - U_0) - U_{VD}. \quad (1)$$

Внутреннее сопротивление СБ r рассчитывается по формуле (2)

$$r = \frac{U_{xx} - U_0}{I_0}. \quad (2)$$

Схема модели СЭС приведена на рис 6. Результаты моделирования приведены на рис. 7.

В таб. 3 приведены результаты моделирования исследуемых типов СЭС.

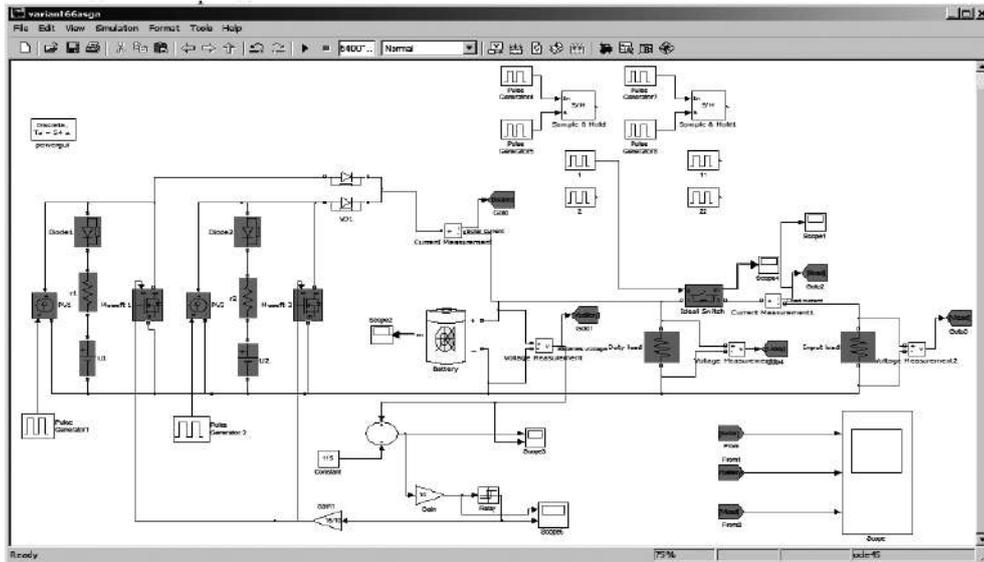


Рис. 6. Схема моделирования СЭС в Simulink

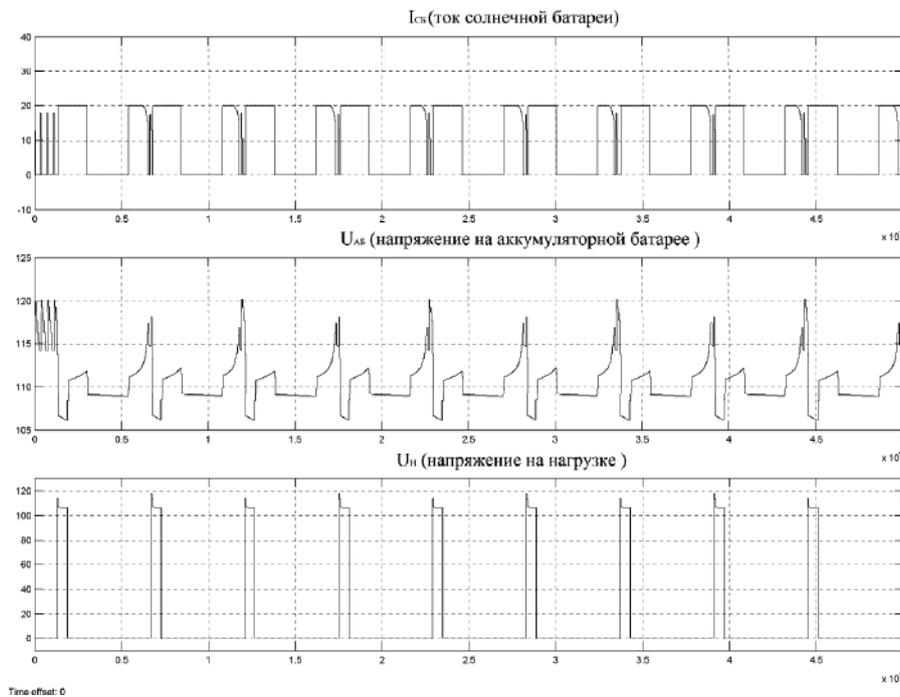


Рис. 7. Циклограммы тока СБ — I_{CB} , напряжение на АБ — U_{AB} , напряжение на импульсной нагрузке U_H

Таблица 3. Результаты моделирования

Ф. И. О.	Нян Д. А.		Пьей П. А.		Чжо Ко Латт		Нэй У Линн		Зо М. А.	
Напряжение СЭС U_H (В)	115		27		60		60		115	
ИМпульсная нагрузка	на свету		на свету		в тени		в тени		в тени	
Площадь солнечной батареи, m^2	Si	AsGa	Si	AsGa	Si	AsGa	Si	AsGa	Si	AsGa
Кол-во последовательно включенных секций	20,23	10,35	20,1	10,5	20	10,57	20	10,57	20	10,9
Кол-во параллельно включенных солнечных элементов	281	125	66	30	146	66	146	66	280	125
Пульсации напряжения без импульсной нагрузки ΔU (В)	11,147	11,675	3,6	3,58	5,06	3,98	5,96	4,815	9,1	4,1
$\Delta U/U_H$	0,097	0,102	0,133	0,132	0,084	0,066	0,0993	0,080	0,079	0,036
Пульсации напряжения при импульсной нагрузке ΔU (В)	8,98	4,543	4,329	4,37	3,46	2,95	3,96	3,88	12,6	7,5
$\Delta U/U_H$	0,078	0,039	0,16	0,162	0,058	0,049	0,066	0,065	0,109	0,065
Напряжение холостого хода СБ U_{XX} (В)	162	130,7	38	31	84,5	68,2	84,5	68,2	162	130,7
Ток короткого замыкания $I_{КЗ}$ (А)	21,5	21,97	91	92	41,2	42,11	41,2	42,11	21,5	21,7
Максимальный ток нагрузки $I_{H(max)}$ (А)	61,82	59,3	266,8	266	109,7	119,5	110	115	63,5	60,9
$I_{КЗ}/I_{H(max)}$	0,384	0,363	0,341	0,345	0,559	0,35	0,558	0,366	0,34	0,36
Масса АБ (кг)	22,68		33,6		36,45		16,65		31,64	
Емкость аккумуляторной батареи (А·ч)	24		96		75		43,45		39,12	
Количество последовательно соединенных АБ	28		7		15		15		28	

Выводы

Выбранный метод моделирования в программе *MATLAB Simulink* позволяет исследовать все режимы работы СЭС. Проведен анализ и выбор типа СБ и АБ. Выбранные модели основных элементов СЭС: АБ, СБ, устройств контроля и регулирования позволяют оценить качество работы СЭС при различных импульсных нагрузках. Сделаны выводы о влиянии емкости АБ на уровень пульсаций напряжения в системе. Совмещены вольт-амперные характеристики СБ и АБ в точке максимальной мощности СБ.

Литература

1. В. П. Дьяконов. *MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6. Основы применения. Серия "Библиотека профессионала"*. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 800 с.: ил.

Еременко Владимир Григорьевич, доктор технических наук, профессор кафедры ЭКАО МЭИ, тел: +7(906)762-13-91, e-mail: EremenkoVG@mpei.ru;

Жирнова Наталья Борисовна, кандидат технических наук, доцент кафедры ЭКАО МЭИ, тел: +7(964)712-87-20, e-mail: ZhirnovaNB@mpei.ru;

Нян Линн Аунг, аспирант кафедры ЭКАО МЭИ, тел: +7(916)039-61-40, e-mail: aungaung184@gmail.com.

Д. О. Варламов, В. Г. Еременко, Р. Н. Чуксеев

ОПТИМИЗАЦИЯ СПОСОБА ЗАРЯДА ЛИТИЕВОЙ АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ

D.O. Varlamov, V.G. Eremenko, R.N. Chukseev

Optimization method of lithium battery charging

В статье приводится анализ экспериментального исследования литиевой аккумуляторной батареи (ЛИАБ) на предмет оптимизации ее способа заряда.

Ключевые слова: литиевая аккумуляторная батарея, способ заряда, оптимизация заряда аккумуляторной батареи.

This article provides an analysis of experimental studies of lithium battery (LIAB) for ways to optimize its charging.

Key words: lithium battery, charging method, battery charging optimization.

На современных долгоживущих космических аппаратах могут использоваться взрывобезопасные, нетоксичные и более дешевые литиевые аккумуляторные батареи (ЛИАБ), планируемые к изготовлению в России по лицензии фирмы *Pihsiang Energy Tehnology* (PHET). Возникает необходимость экспериментально исследовать и выявить оптимальные способы заряда этих аккумуляторов.

В ОАО «АВЭКС» было проведено экспериментальное исследование ЛИАБ 14P7S. Такая ЛИАБ включает в себя 7 последовательно соединенных секций, состоящих из 14 параллельно соединенных аккумуляторных ячеек (АЯ) емкостью 1500 мАч. Полная суммарная емкость такой АБ должна составлять 21 А·ч. На рис. 1 представлена фотография описываемой ЛИАБ с микросхемой трансформаторного устройства выравнивания напряжений (УВН), разработанной в ОАО «АВЭКС» [1].

Основные параметры исследуемой ЛИАБ представлены в табл. 1. Особенностью таких ЛИАБ является то, что их катод выполнен из литий-железо-фосфатного (LiFePO_4) нанокompозита, в отличие от обычных ЛИАБ с катодом из оксида лития и кобальта (LiCoO_2).

Заряд ЛИАБ 14P7S производился от источника питания с установленным постоянным напряжением 25 В за 3 ступени:



Рис. 1. Фотография исследуемой ЛИАБ 14P7S

Таблица 1. Параметры АЯ фирмы PHET

Параметр	Значение
Емкость	1500 мА·ч
Максимальное напряжение полного заряда	3,65 В
Напряжение полного разряда	2,5 В
Номинальное напряжение	3,2 В
Максимальный продолжительный разрядный ток	1,5 А
Максимальный импульсный ток (10 секунд)	20 А
Температурный диапазон работы	-20 ... +60 °С

1) Полностью разряженная ЛИАБ заряжается постоянным током 15 А до тех пор, пока напряжение на какой-либо из секций аккумуляторных ячеек (САЯ) не достигнет 3,55 В.

2) Ток заряда устанавливается 7,5 А. Заряд производится пока напряжение на какой-либо из САЯ не достигнет 3,55 В.

3) Ток заряда устанавливается 2,5 А. Заряд производится пока напряжение на какой-либо из САЯ не достигнет 3,55 В.

Для контроля напряжений на САЯ, а также величины зарядного и разрядного токов для подсчета емкости ЛИАБ, был использован блок аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) подключенный к персональному компьютеру (ПК).

Результаты заряда ЛИАБ 14P7S проведенного 20/06/11 в ОАО «АВЭКС» по описанной методике представлены на рис. 2.

На графике представлены зависимости напряжений U_{1-7} отдельных САЯ от времени.

Произведем оценку запасаемой емкости ЛИАБ с помощью круговых диаграмм на рис. 3.

Из приведенных диаграмм видно, что использование двух дополнительных ступеней заряда позволило увеличить зарядную емкость на 0,72 А·ч (на 3,4% относительно полной емкости).

Одним из способов повышения зарядной емкости ЛИАБ в методе трехступенчатого заряда может служить повышение уровня напряжений переключения ступеней с 3,55 В до 3,6 В или 3,65 В. Следует

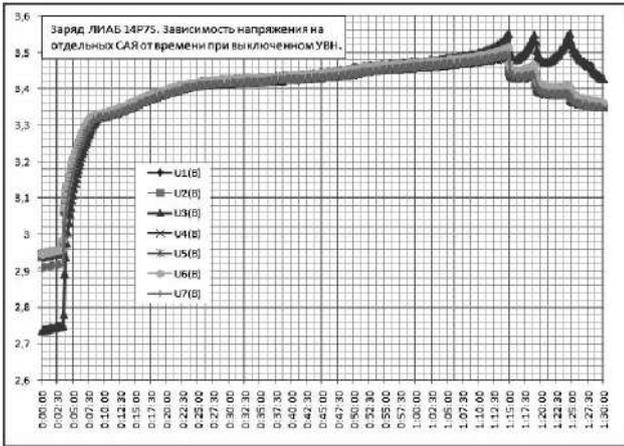


Рис. 2. Зарядная характеристика АБ без УВН

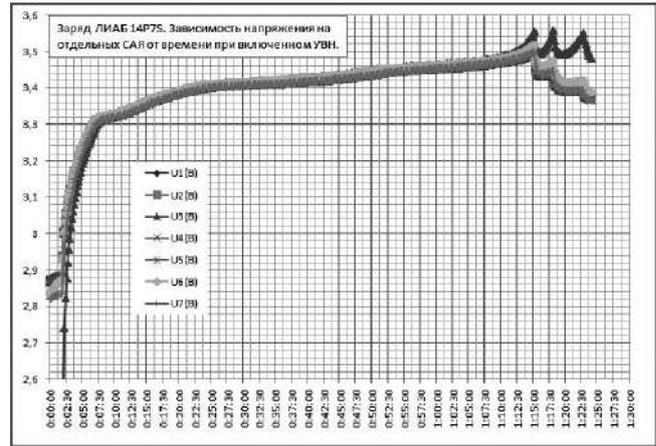


Рис. 4. Зарядная характеристика АБ с использованием УВН

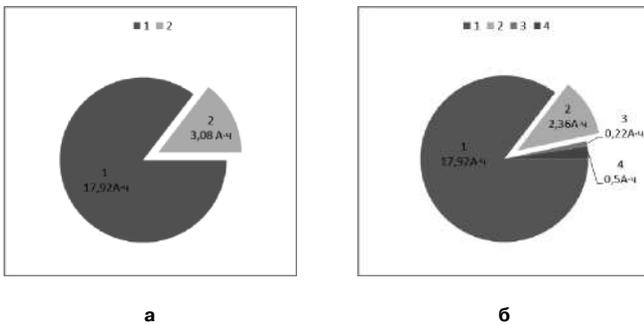


Рис. 3. Диаграммы зарядной емкости ЛИАБ 14P7S: а – без использования второй и третьей ступеней; б – с использованием второй и третьей ступеней; 1 – заряд ЛИАБ на первой ступени; 2 – неиспользуемая емкость АБ; 3 – заряд ЛИАБ на второй ступени; 4 – заряд ЛИАБ на третьей ступени

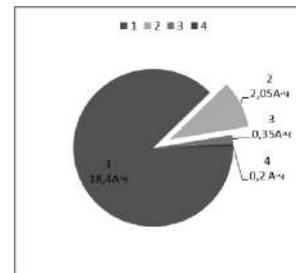


Рис. 5. Диаграмма зарядной емкости ЛИАБ 14P7S с использованием трансформаторного УВН. 1 – заряд ЛИАБ на первой ступени; 2 – неиспользуемая емкость АБ; 3 – заряд ЛИАБ на второй ступени; 4 – заряд ЛИАБ на третьей ступени

заметить, что повышение уровня напряжений окончания заряда приводит к сокращению срока эксплуатации ЛИАБ.

Рассмотрим заряд ЛИАБ, проведенный по такой же методике (с тремя ступенями), но с использованием трансформаторного (УВН).

Перед проведением заряда, исследуемая ЛИАБ 14P7S была полностью разряжена по следующей методике: разряд производился током 15 А до тех пор, пока напряжение на какой-либо САЯ не опустится до 2 В. По такой же методике ЛИАБ была разряжена перед зарядом без использования УВН.

Результаты заряда ЛИАБ 14P7S с УВН по описанной методике представлены на рис. 4.

Произведем оценку запасаемой емкости ЛИАБ с помощью круговой диаграммы на рис. 5.

Из приведенных диаграмм рис. 3б и рис. 5 видно, что использование УВН позволило увеличить зарядную емкость на 0,31А·ч (на 1,5% относительно полной емкости).

Невысокий результат работы УВН объясняется тем, что значения напряжений на САЯ практиче-

ски одинаковы и отличаются только на начальном и конечном участке зарядной характеристики. Это говорит о том, что их степени заряда практически одинаковы. Кроме того, как показывают результаты моделирования УВН в программе PSpice [2], скорость выравнивания УВН зависит от величины разброса по напряжению. Разброс параметров между АЯ во многом компенсируется параллельным соединением отдельных АЯ в САЯ по 14 штук.

В статье [3] был проведен анализ результатов экспериментального исследования ЛИАБ 1P7S состоящей из семи последовательно соединенных АЯ, одна из которых неисправна (имеет повышенное внутреннее сопротивление). Исследование проводилось как с включенным так и выключенным УВН. Из-за высокого значения в разбросе параметров между исправными и неисправным АЯ, эффективность работы УВН была более высокой.

Суммарное увеличение зарядной емкости при использовании 3-х ступенчатого режима заряда и УВН, по сравнению с одноступенчатым режимом

заряда без УВН составило 4,9%. Полученные результаты свидетельствуют о влиянии используемой методики заряда ЛИАБ на величину ее зарядной емкости.

Выводы

Оптимизации заряда ЛИАБ может быть осуществлена следующим образом:

- использованием 3-х ступенчатого режима заряда;
- повышением уровня напряжений переключения ступеней;
- использованием УВН.

Литература

1. Полезная модель №2003137118. Устройство выравнивания напряжения в батарее. Авторы: Груздев А. И., Кузовков А. В., Пашов Б. М., Яблочкин С. И./ Заявка от 24.12.2003 г./Опубликовано 10.05.2004.

2. *Варламов Д. О., Еременко В. Г., Яблочкин С. И.* “Устройство выравнивания напряжения для батареи

космического аппарата”. – “Практическая силовая электроника”, № 1 (41), 2011, С.42–44.

3. *Варламов Д. О., Еременко В. Г.* “Устройство выравнивания напряжений для литиевых аккумуляторных батарей”. – “Электропитание”, № 2, 2011, С.66–68.

Варламов Дмитрий Олегович, МГТУ “МАМИ” (Московский Государственный Технический Университет “Московский автомобильно-механический институт”), старший преподаватель кафедры “Автотракторное Электрооборудование”, тел.: +7(499) 163-51-56;

Еременко Владимир Григорьевич, д.т.н., профессор кафедры ЭКАО (Электротехнические комплексы автономных объектов) Московского энергетического института, тел.: +7(499) 362-71-00;

Чуксеев Роман Николаевич, заместитель начальника ОГК-1 (отдела главного конструктора) ОАО “АВЭКС” (Авиационная электроника и коммуникационные системы), тел.: +7(499) 257-18-93.

В. С. Тарасов, А. А. Лизунов

УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ МИКРОСПУТНИКА К ИМПУЛЬСНОМУ ИЗМЕНЕНИЮ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

V. S. Tarasov,
A. A. Lizunov

В статье рассматривается построение энергетической системы перспективного микроспутника, ее состав, характеристики, обеспечение надежной работы и способы защиты от воздействия импульсной нагрузки на устойчивость работы системы электропитания.

Ключевые слова: микроспутник, система электропитания.

Microsatellite power systems tolerance to the instant change of the output voltage

The problem of improving technical characteristics of electricity generation is of high current importance. The solution can significantly improve the technical efficiencies and economic parameters of the spacecraft.

Key words: microsatellite, power-supply system.

Освоение и исследование космоса требуют постоянного развития и совершенствования космических аппаратов (КА) и его систем, в том числе системы электропитания (СЭП). Во многом выполнение полетной программы КА зависит от надежности и эффективности работы СЭП [1, 2].

Система электропитания с комплексом аппаратуры регулирования и контроля представляет собой нелинейную импульсную систему, исследование которой на устойчивость и качество переходных процессов аналитическими методами представляется очень трудоемкой задачей [3].

СЭП микроспутника (МС) спроектирована в соответствии с условиями эксплуатации и основным назначением работы самого спутника на теновом участке орбиты.

При проведении расчетов по обеспечению необходимого энергобаланса и тепловыделения за основу были приняты методики оценки потребной мощности разработанной эквивалентной электрической модели системы электропитания и полезной нагрузки. Ниже на рис. 1 приведена упрощенная эквивалентная схема СЭП с импульсной нагрузкой R_6 .

При проведении наземной отработки совместной работы аппаратуры регулирования и контроля с полезной нагрузкой было определено, что входное сопротивление импульсной нагрузки носит емкост-

ной характер, поэтому для сглаживания скачков напряжения и снижения амплитуды пульсаций использован индуктивно-емкостной фильтр LC с балластным резистором, расположенным в регуляторе избыточной мощности (РИМ).

Солнечная батарея (СБ) и аккумуляторная батарея (АБ) включены по параллельной схеме, где АБ выполняет роль стабилизатора напряжения для входного контура с током 0–3 А и выходных контура с токами 2–20 А.

Амплитуда изменения напряжения на конденсаторе “С” определяется по формуле:

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} I_C \Delta t,$$

где C – конденсатор фильтра, $i(t)$ – ток конденсатора появляющийся при коммутации тока нагрузки с 2 А до 20 А (рис. 1).

Функциональная схема СЭП МС приведена на рис. 2.

Через диоды VD1 и VD3 во время работы подсистемы “1” (АБ1) осуществляется подзаряд подсистемы “2” (АБ2). Таким образом, подсистема “2” находится всегда в рабочем состоянии и готова в любой момент времени к штатному функционированию. Подключение к работе подсистемы “2” происходит ключом “К” на двух основных режимах, а именно:

– подсистема “1” не работает → включена подсистема “2”;

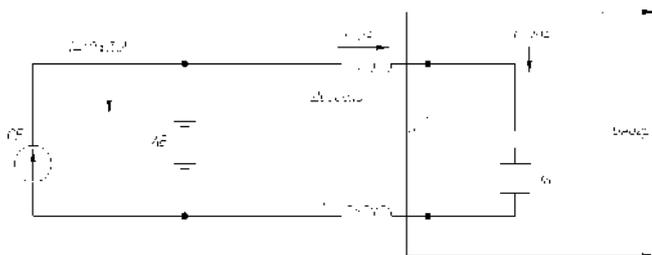


Рис. 1 Упрощенная эквивалентная схема СЭП с импульсной нагрузкой

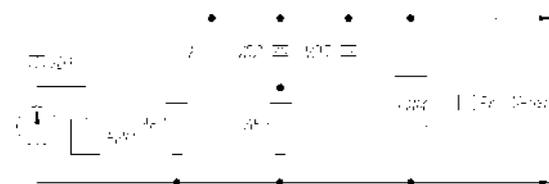


Рис. 2. Функциональная схема СЭП МС

– подсистема “1” не обеспечивает требуемое количество энергии для нагрузки → включается разряд АБ2 через диод VD2 подсистемы “2”.

Для увеличения срока эксплуатации и повышения надежности СЭП в схеме предусмотрено автоматическое параллельное подключение резервной подсистемы, которое происходит в случае сбоя в работе основной подсистемы при изменении напряжения на “0,4 В”, обеспечиваемое подключением АБ2 через диоды VD2 и VD3.

Упрощенная структура СЭП МС приведена на рис. 3.

Построение СЭП МС по параллельно схеме с резервной подсистемой и емкостным накопителем было обусловлено требованиями безопасной и эффективной эксплуатации никель-металлогидридных (НМГ) АБ в составе системы. СЭП МС спроектирована с возможностью контроля основных переменных характеристик НМГ АБ, обеспечением оптимальных токов заряда-разряда НМГ АБ, необходимых рабочих напряжений, температур и величины внутреннего давления НМГ АБ.

СБ МС оснащена однокаскадными фотоэлектрическими преобразователями на основе AsGa с достаточно высокими удельными энергетическими характеристиками и КПД до 25%. СБ оснащена развязывающими интегральными диодами для предотвращения подачи “обратного” напряжения на фотоэлектрические преобразователи СБ и диодами Шотки в качестве шунтирующих для обеспечения работы в случае затенения СБ.

В настоящее время ОАО “ВПК” НПО машиностроения” совместно с СКБ КП ИКИ РАН провела успешные наземные испытания разработанной СЭП. За счет использования двух подсистем была подтверждена устойчивость СЭП перспективного МС к импульсной нагрузке.

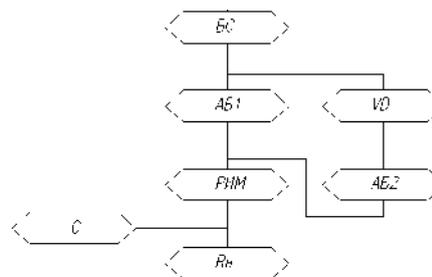


Рис. 3. Упрощенная структура СЭП МС

Литература

1. Туманов А. В., Зеленцов В. В., Щеглов Г. А. Основы компоновки бортового оборудования космических аппаратов. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2010, С. 10.
2. Савенков В. В. Проблемные вопросы разработки приборов для высоковольтной системы электропитания российского сегмента международной космической станции. – М.: Энергия, 2000, № 2, С. 26–30.
3. Наказненко М. Н. Математическое моделирование электрохимических накопителей в составе системы энергоснабжения. – Журнал Авиационно-космическая техника и технология, 2009, № 9, С. 182–186.

Тарасов Вячеслав Сергеевич, инженер-конструктор расчетно-конструкторского и экспериментально-исследовательского отдела систем электропитания ОАО “ВПК” НПО Машиностроения”, аспирант кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +7(495) 528-30-54, e-mail: vpk@npomash.ru, avalanche64@mail.ru;

Лизунов Андрей Аркадьевич, к. т. н., начальник расчетно-конструкторского и экспериментально-исследовательского отдела систем электропитания ОАО “ВПК” НПО Машиностроения”, тел.: +7(495) 528-30-54, e-mail: vpk@npomash.ru, avalanche64@mail.ru.

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

Публикация в сборнике бесплатна для авторов.
Язык журнала - русский.

Для публикации статьи необходимо предоставить

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

Статья должна содержать

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

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

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

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *Math Type* (стиль математический). Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончание обозначения устройства (C_д, L_{мл} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончание обозначения параметров (I₁, 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, СМУК.

График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
середина марта	середина июня	середина сентября	середина 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