

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 Большой московской типографии “еПолиграф”, г. Москва, ул. Касаткина, д. 3А.

Подписано в печать 02.06.2011. 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; kryuchkov_v_v@mail.ru

Информация о журнале: www.mmp-irbis.ru

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

Содержание

Кафедре “Теория электрических цепей” Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича 80 лет 2

Разработки кафедры ТЭЦ СПб ГУТ за последние 5 лет в области технологий энерго- и ресурсосбережения 7

В. Ф. Дмитриков, А. И. Лившиц, Б. Ф. Дмитриев, Д. В. Шушпанов, М. Е. Ноткин, В. Н. Алимов
Разработка систем электропитания на основе водородных топливных элементов 16

В. Ф. Дмитриков, В. В. Сергеев, О. Л. Замулин, Д. В. Шушпанов, А. В. Павлов
Расчет сетевого фильтра радиопомех для источника бесперебойного питания 23

В. Ф. Дмитриков, Д. А. Андреев, З. В. Кузьмичев, М. Я. Красильников
Разработка перспективных керамических конденсаторов и фильтров на их основе 37

А. В. Павлов, В. А. Павлова
Экранирование электромагнитных помех в ИВЭП 42

А. Н. Головин, В. С. Смирнов, В. А. Филин
Проектирование оптимальной цифровой обратной связи в импульсных ИВЭП 45

КАФЕДРЕ “ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ” САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ ИМ. ПРОФ. М. А. БОНЧ-БРУЕВИЧА 80 ЛЕТ

История кафедры “Теория электрических цепей” берет свое начало с 1930 года, когда в институт были приглашены крупнейшие специалисты лабораторий ведущих заводов и НИИ города Ленинграда и в их числе профессора В. Б. Романовский и Л. Д. Гольдштейн. С 1930 года по 1959 год кафедру, которая в то время называлась кафедрой теоретической электротехники, возглавлял доктор технических наук, профессор В. Б. Романовский.

Владимир Борисович Романовский был блестящим математиком, и его докторская диссертация была посвящена использованию операционного исчисления в электрорасчетах.

С 1959 по 1973 года кафедрой “Теория линейных электрических цепей” заведовал доктор технических наук, профессор, заслуженный деятель науки и техники РСФСР **Исай Герцович Кляцкин**.

Свою научную и педагогическую деятельность И. Г. Кляцкин начал еще будучи студентом МВТУ. Работая с 1920 г. на строительстве радиостанции Полевого штаба Реввоенсовета Республики, он в 1921 г. опубликовал свою первую научную работу “Расчет противовеса”.

Труды И. Г. Кляцкина, в частности по теории линейных антенн, широко известны у нас и за рубежом. Они получили заслуженное признание. Работа по изучению вертикального заземленного провода вызвала появление многих работ советских и зарубежных авторов по расчетам сопротивления излучения антенн различных типов.

Свыше 35 лет прослужил И. Г. Кляцкин в Советской Армии. Под его руководством и при его непосредственном участии были проведены разработки многих образцов военной радиотехники.

Научную и педагогическую работу И. Г. Кляцкин совмещал с активной общественной деятельностью. В 1938 г. И. Г. Кляцкин – член ВАК, позже – председатель ее экспертной комиссии; с 1937 г. по 1947 г. – член Совета по радиофизике и радио-



технике АН СССР, затем – член комитета по присуждению Государственных премий. Он был заместителем председателя ЛОП НТОРЭС, руководителем секции теоретической радиотехники этого правления и Дома ученых им. М. Горького, членом редколлегии журнала “Радиотехника” со времени его основания.

Научная, педагогическая и общественная деятельность И. Г. Кляцкина была высоко оценена Правительством: он был награжден орденами Ленина, Красного Знамени, Трудового Красного Знамени, Красной Звезды и многими медалями.

В сентябре 1967 г. в ЛЭИС при кафедре ТЭЦ была создана межотраслевая научно-исследовательская лаборатория “Синтез СВЧ устройств”. Приказ об организации лаборатории

был подписан министром связи и министром радиотехнической промышленности СССР. В штате лаборатории состояло 16 человек. Первым руководителем лаборатории и фактическим инициатором ее создания был опытный инженер из ВНИИРА, аспирант профессора И. Г. Кляцкина Л. В. Алексеев. Он, один из первых в СССР, защитил кандидатскую диссертацию по методам проектирования СВЧ фильтров в полосковом исполнении. В шестидесятые и семидесятые годы в стране наблюдался быстрый рост исследований в диапазоне СВЧ. В лаборатории синтеза СВЧ устройств выполнялись хоздоговорные работы с рядом крупных предприятий, среди которых были ВНИИРА, НПО “Авангард” (г. Ленинград), НПО “Салют” (г. Горький) и др. В лаборатории выполнялись разработки по проектированию СВЧ модулей для приемной аппаратуры систем связи, радиолокации и радионавигации летательных аппаратов. В частности, лаборатория приняла активное участие в разработке радионавигационного оборудования для первого советского аэробуса ИЛ-86. Неоднократно разработки лаборатории были отмечены призами ВДНХ СССР. Значительная часть работ лаборатории носи-

ла закрытый характер и внедрялась в специальных системах радиоразведки, радиолокации.

Научными сотрудниками лаборатории были опубликованы десятки статей, получен ряд авторских свидетельств на изобретения в области техники СВЧ. Большой положительный отклик в стране получил перевод весьма актуальной в то время книги американских авторов – Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. “Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи”. Пер. с англ. под ред. Л. В. Алексеева и Ф. В. Кушнера, М.: Связь, 1971, т.1, 493 с.; 1972, т.2, 495 с. Эта книга стала классическим трудом и способствовала появлению новых направлений в методиках проектирования СВЧ устройств. Перевод был выполнен одними из первых сотрудников лаборатории – Павловым В. Я., Чикуновым Л. И., Орловой Н. Ф. Вслед за публикацией этой книги появились труды отечественных авторов, одним из самых заметных была книга “Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов” авторы: Алексеев Л.В., Знаменский А.Е., Лоткова Е.Д. М.: Связь, 1976, 280 с.

В 1972 году доктор технических наук, профессор **Анатолий Дмитриевич Артым** был приглашен в ЛЭИС им. проф. М.А. Бонч-Бруевича на должность заведующего кафедрой “Теория электрических цепей”, а с 1988 года работал в должности профессора этой кафедры.

Профессор А. Д. Артым является автором или соавтором 9 монографий, 5 учебных пособий, 75 научно-технических статей, 51 изобретения. В 1981 году за большую и плодотворную изобретательскую деятельность ему было присвоено почетное звание “Заслуженный изобретатель РСФСР”. Участник Великой Отечественной Войны, награжден орденами “Красная звезда”, “Отечественная война первой степени” и семью медалями.

Анатолий Дмитриевич подготовил более 30 кандидатов и 4 докторов наук.

Профессор А. Д. Артым является создателем отечественной научной школы, разрабатывающей теорию и методы генерирования, усиления и модуляции электрических колебаний в энергетически эффективных ключевых режимах. Его монографии “Ключевые генераторы гармонических колебаний”, “Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании”, “Базовая амплитудная модуляция генераторов в ключевом режиме”, “Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств” и другие труды в этой области составляют теоретическую и практическую основы этой школы.

Достижения школы ключевых методов использовались широким кругом ученых и разработчиков специальной аппаратуры в мощном радиостроении, гидроакустики и навигации. В частности сверхмощные радионавигационные импульсно-фазовые радиопередатчики по своим технико-экономическим

показателям значительно превосходили соответствующие (американские) аналоги.

В 1972 году профессор А. Д. Артым организовал при кафедре “Теория линейных электрических цепей” лабораторию “Методы повышения эффективности энергоемкой радиоаппаратуры связи”. Основными направлениями деятельности лаборатории являлись исследование возможностей повышения энергетической эффективности вещательных и связных радиопередающих устройств путем применения в них ключевых режимов активных приборов, разработка высокоэкономичных и малогабаритных ключевых транзисторных и тиристорных источников вторичного электропитания, разработка ключевых усилителей звуковой частоты. Один из секторов лаборатории занимался вопросами тензометрирования мощных паровых турбин радиотехническими методами. Научным руководителем всех НИОКР, выполняемых лабораторией с 1972 по 1988 год являлся А. Д. Артым.

Проблемами создания высокоэффективных ламповых и транзисторных высокочастотных генераторов занимались Е. В. Козин, Ю. Е. Наумшин, А. Е. Бахмутский, В. И. Букреев, В. В. Николаев, П. Г. Литвиненко. Над созданием ключевых модуляторов для вещательных передатчиков трудились В. В. Николаев, В. И. Букреев, Б. В. Сидельник, А. В. Макаров, П. Г. Яковлев.

Задачу повышения энергетической эффективности транзисторных однополосных передатчиков путем применения в них ключевых регулируемых источников питания решали М. В. Кондратьев и Л. В. Воронов. Тематику построения высокоэффективных источников вторичного электропитания успешно разрабатывали Н. В. Антонец, В. Д. Вогман, А. Л. Асиновский, О. А. Ефимов, В. И. Полевой.

Исследованию мощных ключевых усилителей звуковой частоты была посвящена деятельность А. Л. Асиновского и К. А. Чуманова.

Вопросами синтеза фильтрующе-согласующих цепей занимались В. В. Сергеев и В. А. Алексеев. Над созданием систем тензометрирования работали Е. Г. Будаев, В. А. Лисовский, Ю. А. Ембулаев. Бессменным механиком Лаборатории являлся Ю. Б. Пчелкин, а за материально-техническое снабжение отвечал Я. Н. Гужов.

Разработки Лаборатории были внедрены на ряде предприятий Министерства Связи и Министерства Промышленности Средств Связи СССР.

После распада СССР и прекращения государственного финансирования НИОКР по связной тематике в лаборатории создаются современные образцы электротехнического оборудования для плазменных и гальванических технологий, транзисторные преобразовательные установки для станций катодной защиты трубопроводов и аппаратуры связи от электрохимической коррозии, которые имеют на порядок лучшие массогабаритные

характеристики по сравнению с существующими аналогами.

С конца 80-х годов А. Д. Артым совместно со своим учеником, ныне доктором технических наук, профессором кафедры В. А. Филиным разрабатывали теорию и матричные методы анализа процессов в сложных электрических цепях. Результатом этой работы стала разработка в общей форме матрично-топологических методов анализа электрических цепей, компьютерного метода расчета переходных процессов в электрических цепях с переключениями на основе разработанного ими метода рекуррентных уравнений. Реализация этого метода в современных компьютерных программах позволила существенно (в ряде случаев на порядки) повысить точность и скорость расчета переходных процессов в радиотехнических устройствах.

В 1976 году на кафедру “Теория электрических цепей” приходит доктор технических наук, профессор, лауреат Государственной премии **Александр Федорович Белецкий**.

Первые работы А. Ф. Белецкого относятся к области телефонии и связаны с построением систем засекреченной связи. На эту тему он в 1946 году защитил кандидатскую диссертацию.

Работы в области телефонии еще долгие годы были заметной частью его научной деятельности. Александр Федорович – один из организаторов и участников фундаментальных исследований по разработке объективных методов анализа качества русской речи, проводимой под эгидой АН СССР. Важные результаты были получены им в области синтетической телефонии.

Постепенно интересы А. Ф. Белецкого смещаются к теоретическим проблемам дальней связи и фильтропостроения. Долгие годы он связан с НИИ-56 (ныне НПО “Дальняя связь”), где многие теоретические результаты нашли практическое воплощение.

Так, в 50-е годы им выполнены глубокие исследования по синтезу корректоров Боде, построению усилителей с отрицательной обратной связью. Результаты этих исследований существенно использованы при построении многоканальных систем дальней связи и в 1956 году отмечены Государственной премией СССР.

Главным творческим достижением А. Ф. Белецкого является разработка теории синтеза фильтров по рабочим параметрам. Он впервые ввел в обиход теории фильтров дроби Чебышева и широко использовал аппарат наилучших равномерных приближений в задачах синтеза фильтров и фильтров-корректоров. В 1952 году А. Ф. Белецкий блестяще защищает докторскую диссертацию, а в 1959 году выходит его знаменитая монография “Теоретические основы электропроводной связи” (Синтез реактивных четырехполюсников и электрических фильтров), ставшая

настоящей книгой специалистов в области теории электрических цепей.

В 60-е годы профессор Белецкий с учениками выполняет важные работы по синтезу многополюсных согласованных фильтров. Он первый в нашей стране открывает цикл исследований по АРС-фильтрам, участвует в работах по развитию методов расчета керамических и кварцевых фильтров, широкополосных согласующих устройств, численных методов проектирования линейных электрических цепей с оптимальными частотными характеристиками и др.

Многие годы А. Ф. Белецкий возглавлял ленинградский городской семинар по теории линейных электрических цепей.

А. Ф. Белецкий награжден орденами Красной Звезды, Великой отечественной Войны первой степени, многими медалями.

На кафедре “Теория электрических цепей” им написан учебник современного курса теории линейных электрических цепей, которым пользуются ВУЗы связи.

С 1988 года и по настоящее время кафедру “Теория электрических цепей” возглавляет доктор технических наук, профессор **Владимир Федорович Дмитриков**. Профессор В. Ф. Дмитриков является учеником А. Д. Артыма.

Под его руководством и его непосредственном участии продолжает развиваться и разрабатывается научное направление “Генерирование, формирование и усиление электрических колебаний и информационных сигналов с использованием ключевых режимов усилительных приборов (транзисторов, тиристоров, электронных ламп и т. д.)”.

Творческая деятельность Владимира Федоровича Дмитрикова связана в основном с решением одной из основополагающих современных проблем – проблемы энерго- и ресурсосберегающих технологий во многих областях народного хозяйства: мощного радиоаппаратостроения, системах телекоммуникаций, преобразовательной техники, системах электропитания и т. д. Реализация этого направления позволила в 5–10 раз уменьшить мощность потерь на усилительных приборах по сравнению с традиционным режимом работы, повысить электронный КПД до 95–98%, резко улучшить массогабаритные показатели устройств, уменьшить мощность потребляемой электроэнергии, а также создать принципиально новые устройства, реализация которых традиционными методами невозможна.

Для исследования и разработки энергетически эффективных устройств и систем, использующих ключевые режимы усиления, которые являются структурно-нелинейными динамическими системами и описываются нелинейными дифференциальными уравнениями с переменными во времени

коэффициентами (сложность решения которых общеизвестна), В.Ф. Дмитриковым разработана фундаментальная теория, методы анализа и синтеза таких устройств и систем. Данная теория, методы анализа и синтеза впервые опубликованы им в четырех монографиях. Это принесло ему широкую известность среди научной общественности у нас в стране и за рубежом.

Для решения задачи энерго- и ресурсосберегающих технологий в мощных радиопередающих устройствах, преобразовательных устройствах, системах электропитания и т. д., В. Ф. Дмитриковым совместно с профессором В. В. Сергеевым разработаны методы синтеза электрических фильтров с минимальными массогабаритными характеристиками с использованием теории энергетических функций. О перспективности данных методов синтеза свидетельствуют полученные результаты, которые внедрены при проектировании и модернизации мощных и сверхмощных радионавигационных, связанных и радиовещательных передающих устройств, и привели к снижению в 3–4 раза массогабаритных показателей фильтрующих цепей по сравнению с традиционными решениями.

В результате применения разработанных В. Ф. Дмитриковым теории и принципов построения ключевых радиопередающих устройств и при его непосредственном участии разработан ряд высокоэкономичных передатчиков с мощностью от десятков до сотен киловатт, используемых:

- ▶ в радиосвязи – первый отечественный мощный (25 кВт) транзисторный самолетный СДВ передатчик для резервной высококомобильной системы связи и управления системами вооружения, обладающей высокой живучестью;
- ▶ в радионавигации – модернизирована высококомобильная импульсно-фазовая система дальнего действия (тысячи километров) для определения положения мобильных объектов (самолетов, подводных и надводных кораблей, наземного транспорта и т. д.) с использованием малогабаритных ключевых радиопередающих устройств мощностью 1000 кВт;
- ▶ в гидроакустике – с использованием разработанных ключевых твердотельных генераторов создан ряд гидроакустических систем для обнаружения надводных и подводных кораблей, мин, торпед и т. д.

Разработанные профессором В. Ф. Дмитриковым теория и принципы построения энергетически эффективных ключевых генераторов использовались также в конверсии при разработке под его научным руководством и при его непосредственном участии:

- ▶ в станциях катодной защиты трубопроводов и других металлических сооружений от электрохимической коррозии. Массогабаритные показатели разработанных станций катодной защиты в 10 раз лучше массогабаритных показателей



Заслуженный деятель науки РФ, заведующий кафедрой ТЭЦ СПбГУТ, д. т. н., профессор В. Ф. Дмитриков

существующих отечественных аналогов;

- ▶ в устройствах по размагничиванию магистральных газо- и нефтепродуктопроводов. Данное устройство имело массогабаритные показатели в 40 раз лучшие чем аналог. За разработку данного устройства профессору Дмитрикову В. Ф. совместно с сотрудниками кафедры ТЭЦ ст. н. с. Антоневином Н. В. и к. т. н., ст. н. с. Кондратьевым М. В. в 2004 г. присуждена премия “ОАО Газпром” в области науки и техники.
- ▶ в новых системах электропитания для современных систем связи, современных систем управления атомным ледоколом и атомными подводными лодками. Указанные устройства электропитания имеют в 12 раз лучшие массогабаритные показатели по сравнению с аналогами.

Под руководством В. Ф. Дмитрикова создана и успешно действует научная школа, ведущая развитие теории оптимального и квазиоптимального управления структурно-нелинейных динамических систем с улучшенными статическими и динамическими характеристиками, исследования в области новых принципов построения высокоэффективных ключевых систем и устройств для различных областей народного хозяйства.

Под его научным руководством защищено 16 кандидатских и три докторских диссертаций. Им опубликованы у нас в стране и за рубежом более 300 научных работ, включая четыре монографии и три учебника.

Научную и педагогическую работу В. Ф. Дмитриков совмещает с активной общественной деятельностью. Он является членом бюро секции “Научные проблемы электропитания” при отделении РАН “Электрофизика, энергетика, электротехника”, членом секции РАН “Электрофизические методы исследования морей и океанов”; членом редколлегий трех научных журналов (“Электропитание”, “Практическая силовая электроника”, “Физика волновых процессов и радиотехнические системы”);

членом докторских советов; член-корреспондентом Российской академии естественных наук (РАЕН), академии электротехнических наук (АЭН) и международной академии высшей школы (МАВШ).

За существенный вклад в развитие отечественной науки профессор Дмитриков В. Ф. удостоен звания “Заслуженный деятель науки РФ”.

Монографии и учебники, выпущенные сотрудниками кафедры ТЭЦ

1. В. Б. Романовский. Теория Электромагнитного поля, ч. 1, 2 и 3 – ВКАС, 1946–1947 г.
2. И. Г. Кляцкин. Основы радиотехники: Учебное пособие для техникумов и радиофакультетов ВУЗов. – М., “Связьиздат”, 1933 г. – 224 с.
3. И. Г. Кляцкин. Основы теории линейных антенн. – Л., 1966 г. – 79 с.
4. И. Г. Кляцкин, Б. П. Афанасьев, О. Е. Гольдин, Г. Я. Пинес. Теория линейных электрических цепей. Учебное пособие для радиотехнических специальностей ВУЗов – М., “Высшая школа”, 1873 г. – 592 с.
5. А. Ф. Белецкий, Н. С. Кочанов. Теоретические основы электропроводной связи. – Л., ВКАС 1937 г. – 514 с.
6. А. Ф. Белецкий. Теоретические основы электропроводной связи. Ч.3. Синтез реактивных четырехполюсников и электрических фильтров. – М., “Связьиздат”, 1959 г. – 391 с.
7. А. Ф. Белецкий. Основы теории линейных электрических цепей (учебное пособие). – М., “Связь”, 1967 г. – 608 с.
8. А. Д. Артым, А. Ф. Белецкий. Синтез линейных электрических цепей: Учебное пособие. – Л., ЛЭИС, 1981 – 78 с.
9. А. Ф. Белецкий. Теория линейных электрических цепей: учебник для ВУЗов. – М., “Радио и связь”, 1986 г. – 544 с.
10. А. Ф. Белецкий, В. Ф. Дмитриков, Ю. А. Лытарева. Анализ нелинейных резисторных электрических цепей: Учебное пособие для студентов специальностей 2305, 2306, 2307/ – Л., ЛЭИС, 1990 г. – 32 с.
11. А. Ф. Белецкий, В. Ф. Дмитриков. Нелинейные преобразования гармонических колебаний и цепи с обратной связью: Учебное пособие для студентов специальностей 2305, 2306, 2307/ – Л., ЛЭИС, 1991 г. – 52 с.
12. А. Ф. Белецкий. Теория линейных электрических цепей: учебник для ВУЗов. – М., “Радио и связь”, 2009 г. – 544 с. (переиздан).
13. А. Д. Артым. Теория и методы частотной модуляции. – М.-Л., “Госэнергиздат”, 1961 г., 244 с.
14. А. Д. Артым. Электрические корректирующие цепи и усилители. – М.-Л., “Энергия”, 1965 г., 418 с.
15. А. Д. Артым. Проектирование усилителей с обратной связью. – Л., “Энергия”, 1969 г., 246 с.
16. А. Д. Артым. Ключевые генераторы гармонических колебаний. – Л., “Энергия”, 1972 г., 170 с.
17. А. Д. Артым, В. Л. Боровский. Топологические методы расчета электрических цепей. Учебное пособие ЛЭИС, 1975 г.
18. А. Д. Артым. Частотные методы анализа и синтеза ФАП. – М., “Связь”, 1976 г., 159 с.
19. А. Д. Артым. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. – М., “Связь”, 1980 г., 209 с.
20. А. Д. Артым. Базовая амплитудная модуляция генераторов в ключевом режиме.
21. А. Д. Артым. Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств. – М., 1987 г.
22. А. Д. Артым, А. Е. Бахмудский. Расчет линейных электрических цепей на ЭВМ. Учебное пособие – ЛЭИС, 1988 г., 67 с.
23. А. Д. Артым, В. А. Филлин. Новый метод расчета в электрических цепях. – СПб., “Элмор”, 2001 г., 192 с.
24. В. Ф. Дмитриков. Высокоэффективные формирователи гармонических колебаний. – М., “Радио и связь”, 1988 г., 196 с. (в соавторстве).
25. В. Ф. Дмитриков. Теория и методы анализа преобразователей напряжения и ключевых генераторов. – Киев, “Наукова Думка” 1988 г., 312 с. (в соавторстве).
26. В. Ф. Дмитриков. Теория ключевых формирователей гармонических колебаний», Киев, “Наукова Думка” 1993 г., 312 с.
27. В. Ф. Дмитриков. Основы теории цепей: учебник для ВУЗов. – М., “Радио и связь”, 2000, дополненный новыми разделами был переиздан в 2005 и 2009 г., 590 с. (в соавторстве).
28. В. Ф. Дмитриков, В. В. Сергеев, И. Н. Самылин. Повышение эффективности радиотехнических и преобразовательных устройств. – М.: “Радио и связь”, 2005 г. 495 с.

РАЗРАБОТКИ КАФЕДРЫ ТЭЦ СПб ГУТ ЗА ПОСЛЕДНИЕ 5 ЛЕТ В ОБЛАСТИ ТЕХНОЛОГИЙ ЭНЕРГО- И РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЯ

Электроэнергетика является фундаментом развития и модернизации различных отраслей промышленности, техники в том числе инфокоммуникаций связи, а также вооруженных сил.

Современная электроэнергетика и системы вторичного электропитания являются сложными нелинейными взаимосвязанными системами и охватывают широкий спектр устройств:

- генерирования,
- преобразования,
- передачи,
- распределения,
- коммутации электроэнергии.

Решение проблемы энерго- и ресурсосбережения в устройствах электропитания (преобразователях переменного напряжения в постоянное AC/DC ; постоянного напряжения одного уровня в постоянное напряжения другого уровня DC/DC ; постоянного напряжения в переменное — инвертор DC/AC) осуществляется с использованием импульсных (ключевых) режимов работы усилительных приборов в преобразователях напряжения с промежуточным звеном высокой частоты (сотни килогерц — единицы мегагерц), современной элементной базы: мощных транзисторов ($MOSFET$, $IGBT$), мощных ультрабыстрых диодов, современных магнитных материалов и конденсаторов. Импульсные режимы усиления позволяют **реализовать предельно достижимый КПД близкий к 100%, резко снизить массу и габариты устройств и систем** благодаря практически полному устранению системы охлаждения **и таким образом решать проблему энерго- и ресурсосбережения.**

Импульсные источники питания являются одними из наиболее распространенных радиоэлектронных устройств и они используются в каждой стране в **многомиллионном количестве в различных отраслях техники, промышленности, сферах обслуживания.**

Они во многом определяют уровень развития энергетики и экономики страны, энергетическую и экономическую эффективность альтернативных источников электропитания (ветрогенераторов, солнечных батарей), систем и устройств водородной энергетики (электрохимических генераторов) и качество энергии, вырабатываемое ветрогенераторами, солнечными батареями, электрохимическими генераторами.

Для создания высокоэффективных устройств и систем электропитания для вооружения и военной техники (ВВТ), использующих ключевые режимы усиления, необходимо решить ряд проблем. Им-

пульсные источники электропитания являются сложными дискретно-нелинейными системами с комплексными входными и выходными сопротивлениями и отрицательной активной составляющей входного сопротивления. Сложность анализа таких систем общеизвестна.

Наибольшая сложность возникает при построении систем электропитания с двукратным преобразованием энергии; систем, использующих различные LC -фильтры на входе вторичного источника электропитания (ИВЭП): фильтры радиопомех (ФРП), фильтры, сглаживающие выпрямленное напряжение сети. Такие системы являются потенциально неустойчивыми из-за отрицательной величины активной составляющей входного сопротивления ИВЭП.

Большими проблемами при разработке и создании систем электропитания для ВВТ также являются:

- электрическая совместимость с источником первичного электропитания;
- электрическая совместимость с питаемой радиоэлектронной аппаратурой;
- совместимость функциональных частей систем вторичного электропитания;
- и, конечно, устойчивость работы системы электропитания.

Понятие совместимость с источником первичного электропитания определяет требования как к защите первичного источника от электромагнитных помех различных видов, поступающих от ИВЭП, так и защиту ИВЭП от импульсно-коммутационных помех (ИКП) в РЭС.

Совместимость функциональных частей ИВЭП обусловлена наличием большого количества противоречивых требований к ИВЭП, что вынуждает применять в ее составе значительный набор специализированных устройств, удовлетворяющих различным требованиям: преобразователей энергии, являющихся сложными дискретно-нелинейными устройствами с отрицательной дифференциальной составляющей входного сопротивления, сетевых защитных устройств, выпрямителей с корректором коэффициента мощности, сложной комплексной линейной или нелинейной нагрузки; устройств управления, контроля, диагностики и т. д.

Для решения перечисленных проблем необходимо, в первую очередь, осуществить разработку теории системного анализа источников вторичного электропитания с учетом схем замещения реальной

электрической сети, входных фильтров для защиты ИВЭП от ИКП, ФРП, фильтров для сглаживания пульсаций сетевого напряжения и т. д., активного или пассивного корректора коэффициента мощности, преобразователя, являющегося дискретно-нелинейным устройством, и нагрузки, имеющей сложный комплексный линейный или нелинейный характер.

При разработке систем бесперебойного электропитания важен оптимальный выбор структуры источников бесперебойного электропитания для радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), размещаемой на атомных ледоколах, надводных кораблях и судах и подводных лодках, для которых разрабатывались данные системы бесперебойного электропитания.

Ниже приводятся описание и технические характеристики отдельных разработок, проведенные учеными кафедры ТЭЦ СПб ГУТ для различных областей промышленности, а также для ВВТ, в том числе по альтернативным (возобновляемым) источникам электропитания: водородной энергетике, топливным элементам.

Мощный малогабаритный источник питания для размагничивания труб магистральных газопроводов

При эксплуатации магистральных газонефтепродуктопроводов они подвергаются регулярному контролю на предмет выявления микротрещин и других дефектов. Контроль осуществляется с помощью магнитных дефектоскопов, которые транспортируются внутри трубы. Магнитные дефектоскопы вначале намагничивают трубу, а затем в намагниченной трубе определяют дефекты. Обнаруженные с дефектом участки труб вырезаются с помощью дуговой сварки, а затем взамен дефектных участков привариваются новые отрезки труб. Основная проблема при сварке намагниченной трубы с новыми отрезками заключается в том, что намагниченная труба разбрызгивает (выплескивает) жидкий металл, и сварка трубы оказывается невозможной. Для

этой цели используется разработанная установка КП-1420 (ключевой преобразователь для размагничивания труб диаметром 1420 мм и меньше) – рис. 1, 2, 3. **Сотрудники СПбГУТ – разработчики данной установки (проф. Дмитриков В. Ф., с. н. с. Антонец Н. В. и с. н. с. Кондратьев М. В.) удостоены премии Газпрома в области науки и техники за 2004 г.**

Технические характеристики установки КП-1420:

- входное напряжение трехфазное: 380 В $+10/\pm 15\%$;
- частота напряжения питания: 50 Гц;
- потребляемая мощность при 10 соленоидах: не более 12 кВт;
- наибольший диаметр размагничиваемых труб: 1420 мм;
- величина компенсируемой остаточной намагниченности: 2500 Гс;
- остаточная намагниченность после размагничивания: не более 20 Гс;
- режимы работы: автоматический и ручной;
- длительность цикла автоматического размагничивания: 10 мин;
- максимальный выходной ток: $+/-100$ А;
- выходное напряжение при максимальном выходном токе: $+/-100$ В;
- габариты установки (Д-Ш-В): 534 × 331 × 217 мм;
- масса установки: 17 кг;
- степень защиты IP21;
- диапазон рабочих температур: $-40^{\circ}\text{C}...+40^{\circ}\text{C}$.

Преобразователь сетевой для катодной защиты газо-, нефте-, водопроводов, аппаратуры связи и других подземных сооружений от электрохимической коррозии с возможностью сопряжения с системами телеметрического управления

При эксплуатации газо-, нефте-, водопроводов, связанных металлических кабелей, фундаментов зданий, содержащих металлические решетки и



Рис. 1. Сравнение малогабаритной установки КП-1420 с аналогом «Полюс-А»



Рис. 2. Эксплуатация установок КП-1420 на газопроводах Газпрома в России



Рис. 3. Серийная установка КП-1420

т. д. металл, находящийся в земле, подвергается разрушению под действием электрохимической коррозии от протекания блуждающих в почве токов. Блуждающие токи обусловлены электрическим транспортом (трамваи, электрички, троллейбусы), включением и выключением силового оборудования, магнитным полями в земной коре и т. д. Для защиты металлических сооружений, находящихся в земле, от электрохимической коррозии на трубу необходимо подать защитный потенциал с помощью отрицательного вывода станции катодной защиты. Положительный вывод станции катодной защиты подается на “заземлитель”.

Станции катодной защиты, разработанные на кафедре “Теория электрических цепей” СПб ГУТ под научным руководством Заслуженного деятеля науки РФ, д. т. н., профессора В. Ф. Дмитрикова в течение восьми лет непрерывно эксплуатируются в СПб и признаны Государственной комиссией в составе сотрудников Ленгаза, Мосгаза, академии коммунального хозяйства им. Памфилова, сотрудников СПб ГУТ лучшими в Российской Федерации по массогабаритным показателям, энергетической эффективности и стабильности защитного потенциала.

Функциональные возможности модуля ПСКЗ 4825:

- при повышении напряжения питающей сети свыше 242 В преобразователь отключается и автоматически включается после восстановления нормального значения напряжения питания;
- высокий КПД (выше 90%) и автоматическое отключение преобразователя при достижении устойчивого защитного потенциала обеспечивает экономию электроэнергии до 40% по сравнению с устройствами аналогичного назначения;
- обладает высоким коэффициентом мощности и имеет $\cos \varphi$, близкий к 1;
- при использовании нескольких преобразователей допускается наращивание выходной мощности путем последовательного или па-

- параллельного включения;
- работает в режиме стабилизации выходного тока, напряжения или защитного потенциала;
- предусмотрена возможность как ручного, так и дистанционного управления.

Технические характеристики модуля ПСКЗ 4825:

- выходная мощность, Вт: 1000;
- диапазон входного напряжения, В: 187–242;
- частота входного напряжения, Гц: 50;
- максимальное выходное напряжение, В: 48;
- максимальный выходной ток, А: 25;
- коэффициент мощности, не менее: 0,95;
- КПД, не менее, %: 90;
- величина пульсаций (размах переменной составляющей 100 Гц), не более, мВ: 400;
- диапазон автоматической регулировки выходного напряжения, В: 6...48;
- диапазон регулирования выходного тока, %: 100;
- точность поддержания защитного потенциала (долговременная стабильность), %: 2;
- диапазон рабочих температур, °С: –40...+50;
- масса, не более, кг: 9;
- габариты, мм: 400 × 200 × 220;
- охлаждение: естественное.

Источники бесперебойного электропитания постоянного и переменного напряжения на основе транзисторных преобразователей мостового типа

Данный источник бесперебойного электропитания (ИБП) предназначен для формирования синусоидального напряжения промышленной частоты 50 Гц, 230 В с помощью однофазного мостового инвертора и выходного постоянного напряжения 350 В с помощью двухтактного импульсного преобразователя напряжения (ИПН). Питание транзисторного преобразователя постоянного напряжения осуществляется либо от фидера 3-х фазной основной сети переменного тока 380 В, либо от фидера 3-х фазной резервной сети переменного тока 380 В, либо при их пропадании или выходе за пределы установленные ГОСТом от фидера аккумуляторной батареи.

Блок-схема системы бесперебойного питания показана на рис. 4.

Технические характеристики ИПН:

- входное напряжение: трехфазное 380 В ($\pm 20\%$) / батарея 175–350 В;
- частота преобразования: 30 кГц;
- выходное напряжение: 350 В;
- нестабильность выходного напряжения: не более 1%;
- степень подавления низкочастотных пульсаций: не менее 40 дБ;
- величина перерегулирования выходного напряжения: не более 1%;



Рис. 4. Блок-схема системы бесперебойного питания

– КПД: 90%.

Технические характеристики инвертора:

- входное напряжение: 350 В;
- частота преобразования: 30 кГц;
- выходное напряжение: 50 Гц, 230 В;
- нестабильность выходного напряжения при изменении нагрузки от номинального значения до холостого хода: не более 1%;
- коэффициентом гармоник при работе на линейную нагрузку: 1%;
- коэффициентом гармоник при работе на нелинейную нагрузку: до 2%;
- коэффициентом гармоник при работе в режиме холостого хода: до 2%;
- КПД: 94%.

Унифицированный источник бесперебойного электропитания с выходной мощностью 2,4 кВт на основе транзисторных преобразователей с питанием от фидера 3-х фазного напряжения 380 В 50 Гц и фидера мощной аккумуляторной батареи 175–350 В

Модули источников бесперебойного питания (ИБП) и системы бесперебойного питания (СБП) преобразуют напряжение основной системы электроснабжения (СЭС) или напряжение резервной аккумуляторной батареи (АБ), входящей в состав СБП (при пропадании или выходе за пределы заданного допуска значения напряжения основной СЭС), в выходное напряжение СБП и поддерживают его характеристики в заданных пределах.

Модули ИБП обеспечивают значения выходных напряжений в диапазоне (175–350) В при значениях выходных мощностей (0,6–2,4) кВт.

В разработанном источнике бесперебойного питания обеспечивалась параллельная работа одноименных модулей на общую нагрузку и селективное отключение неисправного модуля (рис. 5).

Электроснабжение модулей ИБП производилось по двум независимым фидерам:

- от основного СЭС переменного или постоянного тока;

- от резервной АБ, входящей в состав СБП.

Переход электроснабжения с основного фидера на резервный при пропадании напряжения или выходе его значения за пределы заданного допуска происходил автоматически, без перебоя электропитания нагрузки.

Коэффициент мощности на входе СЭС переменного тока не менее 0,95 при применении активного корректора мощности и не менее 0,7 – без его применения.

Модули ИБП обеспечивали защиту:

- нагрузки от превышения выходным напряжением установленного значения;
- токов перегрузки и короткого замыкания в нагрузке.

Модули ИБП обеспечивали местную и дистанционную сигнализацию о нормальном и аварийном

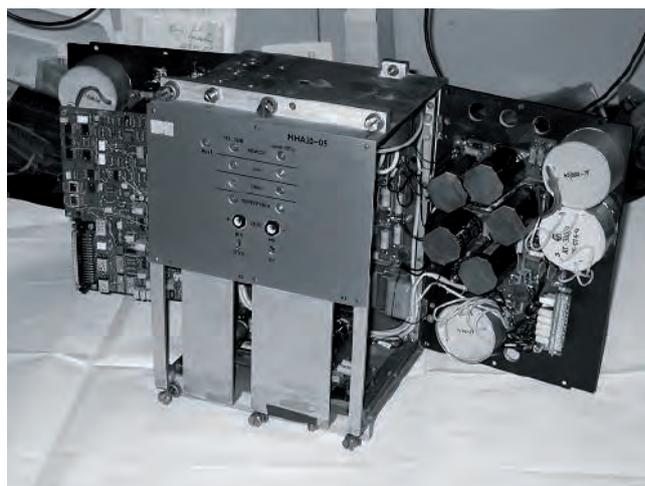


Рис. 5. Система бесперебойного электропитания мощностью 500 Вт на основе транзисторных преобразователей с питанием от фидера трехфазного напряжения 380 В 50 Гц и мощной аккумуляторной батареи 175–350 В и выходным переменным напряжением 220 В 50 Гц

состоянии.

Высокая стабильность выходного напряжения при изменении входного напряжения и сопротивления нагрузки обеспечивалась благодаря применению корректирующих цепей, которые позволили обеспечить заданную стабильность выходного напряжения и запасы устойчивости по амплитуде $\Delta A = 15$ дБ и фазе $\Delta \varphi = 70^\circ$.

Блок-схема ИБП 350-2,4 показана на рис. 6.

Основные технические параметры модуля:

- напряжение питания основного фидера переменного тока :– 3×380 В;
- нестабильность напряжения основного фидера: +15/–30%;
- напряжение питания резервного фидера постоянного тока: 90–125 В;
- выходное напряжение: 350 В;
- выходная мощность модуля: 0–2,4 кВт;
- нестабильность выходного напряжения по нагрузке (0–100%); менее 0,9%;
- нестабильность по сети переменного тока при РВЫХ = 2,4 кВт: менее 0,5%;
- нестабильность по сети постоянного тока: менее 0,05%;
- суммарная нестабильность по нагрузке (5–100%) и сети: менее 0,8%;
- суммарная нестабильность по нагрузке (0–100%) и сети: менее 1,5%;
- КПД при питании от основного фидера: более 93%;
- КПД при питании от резервного фидера: более 86%;
- динамическое отклонение выходного напряжения при переходе питания с основного фидера на резервный и обратно: менее 0,1 В;
- габариты лабораторно-конструктивного маке-

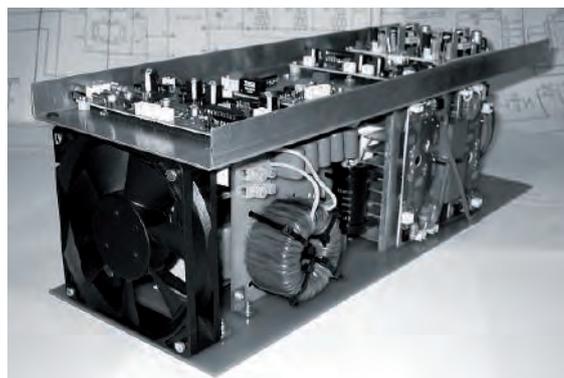


Рис. 7. Блок ИБП 350-2,4

та Ш × В × Г, мм: 160 × 160 × 440;
Внешний вид блока ИБП 350-2,4 показан на рис. 7.

Источник бесперебойного электропитания для распределенной системы РЭА мощностью 3 кВт с питанием от фидера 3-х фазного напряжения 220 В 50 Гц и фидера мощной аккумуляторной батареи 245 – 290 В

Блок-схема ИБП приведена на рис. 8. Источник бесперебойного электропитания обеспечивает:

- режим “мягкого” подключения выпрямителя к шине ШБП, при котором амплитуда входного тока выпрямителя не должна превышать $2I_{BO}$, где I_{BO} – установившееся значение амплитуды входного тока выпрямителя при номинальной (максимальной) мощности $P_{MAX} = 3$ кВт и минимальным напряжением на ШБП 233 В;
- режим “мягкого” подключения аккумуляторной батареи (АБ) к шине ШБП, при котором амплитуда тока от АБ не должна превышать $2I_{ABO}$, где I_{ABO} – установившееся значение тока разряда АБ при номинальной (макси-

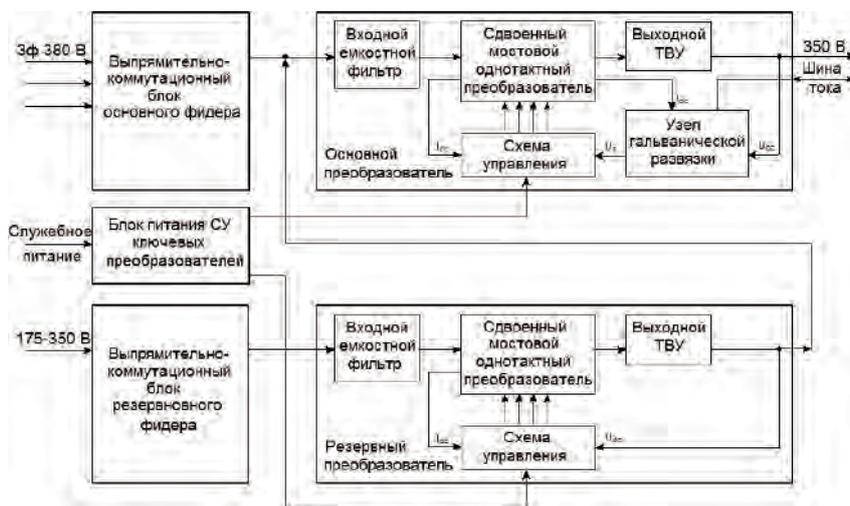


Рис. 6. Блок-схема ИБП 350-2,4

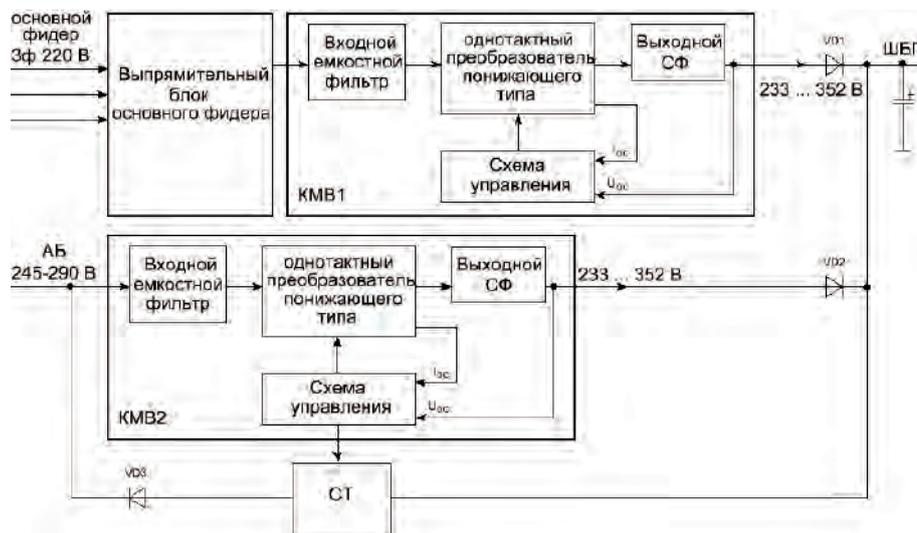


Рис. 8. Блок-схема ИБП

мальной) мощности разряда $P_{\text{РМАХ}} = 3$ кВт, напряжении на АБ $U_{\text{АБ}} = 290$ В и напряжении на ШБП $U_{\text{ШБП}} = 233$ В;

- ▶ поддержание напряжения на шине ШБП в пределах 233...352 В при кратковременном пропадании (до 150 мс) напряжения на входе выпрямителя;
- ▶ поддержание напряжения на ШБП в пределах 233...352 В при восстановлении и переходе с режима работы от АБ на режим работы от электросети;
- ▶ поддержание напряжения на ШБП в пределах 233...352 В на время переключения с сетевого ключа мягкого включения (КМВ1) на ключ мягкого включения АБ (КМВ2) и обратно (до 1 мс) за счет энергии, накопленной в емкостном накопителе (ЕН);
- ▶ защиту от перегрузки по току и КЗ устройств КМВ1 КМВ2:
 - кратковременно (10 с) – ограничение тока, затем отключение с блокировкой включения (разблокировка – с помощью кнопки возврат защиты);
 - заряд емкостного накопителя (ЕН) за время не более 3 с (при емкости ЕН СЕН = 7600 мкФ);
 - ограничение напряжения на выходе КМВ1 на уровне 360 ± 5 В с последующим отключением и установкой на блокировку (разблокировка – кнопка возврат защиты);
 - максимальную мощность, потребляемую от сети 3Ф, 50 Гц, 220 В через шину ШБП – 3 кВт (длительно);
- ▶ максимальную мощность, потребляемую от АБ через шину ШБП: 3 кВт кратковременно в течение 1 с;
- ▶ электропитание шины ШАБ от стабилизатора тока (СТ) стабилизированным током:
 - 0,5 А в режиме заряда АБ номинальным

током заряда;

- 0,05 А в режиме заряда АБ малым током подзаряда и точность стабилизации тока – не хуже $\pm 5\%$;
- ▶ КПД источника бесперебойного питания – более 93%.

Макет ИБП показан на рис. 9.

Источник бесперебойного электропитания для распределенной системы РЭА мощностью 1,6 кВт с питанием от основного и резервного фидеров 3-х фазного напряжения 380 (220) В 50 Гц с гальванической развязкой и фидера мощной аккумуляторной батареи 245–340 В

Перед коллективом разработчиков стояла задача разработать 2 варианта модулей, предназначенных для подключения (отключения) напряжения 3Ф, 50 Гц, 380 (220) В основной сети или напряжения 3Ф, 50 Гц, 380 (220) В резервной сети или напряжения аккумуляторной батареи к шине (от шины) беспере-

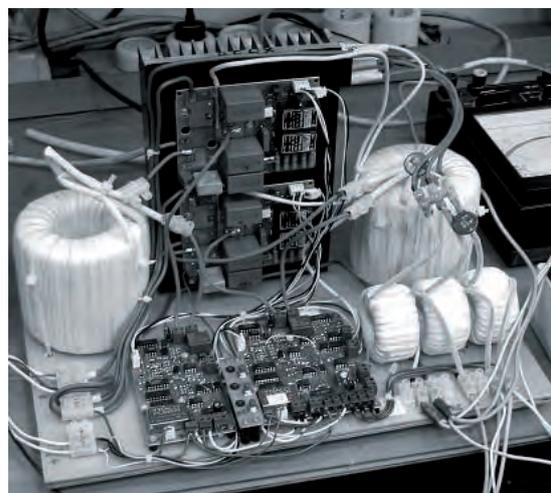


Рис. 9. Макет ИБП

бойного питания потребителей постоянным током (ШБП). Разработка устройства производилась на основании ТЗ и алгоритма переключения фидеров и сигнализации, утвержденных Заказчиком. В ТЗ было ограничение на величину фильтрующих емкостей на выходе схем Ларионова величиной в несколько мкФ и включения на входе устройства по входным цепям трехфазного напряжения в каждой фазе дросселей с индуктивностью порядка 0,5 мГн для подавления импульсно-коммутационных помех и достижения необходимой формы входного тока.

Функциональная схема источника бесперебойного электропитания (ИБП) приведена на рис. 10. Она содержит в своем составе:

- два идентичных выпрямительных блока основного (основная трехфазная сеть 380 В) и резервного (резервная трехфазная сеть 380 В) фидеров, которые предназначены для выпрямления трехфазной сети;
- два идентичных ключевых преобразователя напряжения шины бесперебойного питания основного (КП ШБП ОФ) и резервного (КП ШБП РФ) фидеров, которые предназначены для преобразования выпрямленного трехфазного напряжения в напряжение шины бесперебойного питания (ШБП) с ограничением пускового и максимального потребляемого тока от фидера и ограничением максимального напряжения на шине на уровне 350 В. Преобразователи состоят из входного емкостного фильтра, сдвоенного мостового однотактного преобразователя, выходного ТВУ и схемы управления;

ходного трансформаторно-выпрямительного узла (ТВУ) и схемы управления;

- ключевой преобразователь напряжения ШБП аккумуляторной батареи (КПН ШБП АБ), который предназначен, в случае отсутствия напряжения на основном (ОФ) и резервном (РФ) фидерах, обеспечивать питание потребителей ШБП от аккумуляторной батареи (АБ) и обеспечивать ограничение максимально тока, потребляемого от АБ. Он состоит из входного емкостного фильтра, однотактного преобразователя понижающего типа с выходным сглаживающим LC-фильтром и схемы управления;
- плата контроля и управления, которая предназначена для контроля напряжения на ОФ, РФ и ШБП; включения/отключения КПН ШБП ОФ и/или РФ и КПН АКБ при отклонениях/пропаданиях напряжения в основном или резервном фидере и индикации режимов работы МШБП.

Для обеспечения функционирования режима ограничения выходного напряжения все схемы управления гальванически привязаны к шине бесперебойного питания.

Для определения оптимальных параметров каналов обратной связи было проведено математическое моделирование.

Конструктивно макет выполняется в виде модуля с размерами (В × Ш × Г) 240 × 242 × 265 мм. При разработке макета был использован пакет трехмерного проектирования Компас v.10. Это позволило определить размеры печатных плат и обеспечить

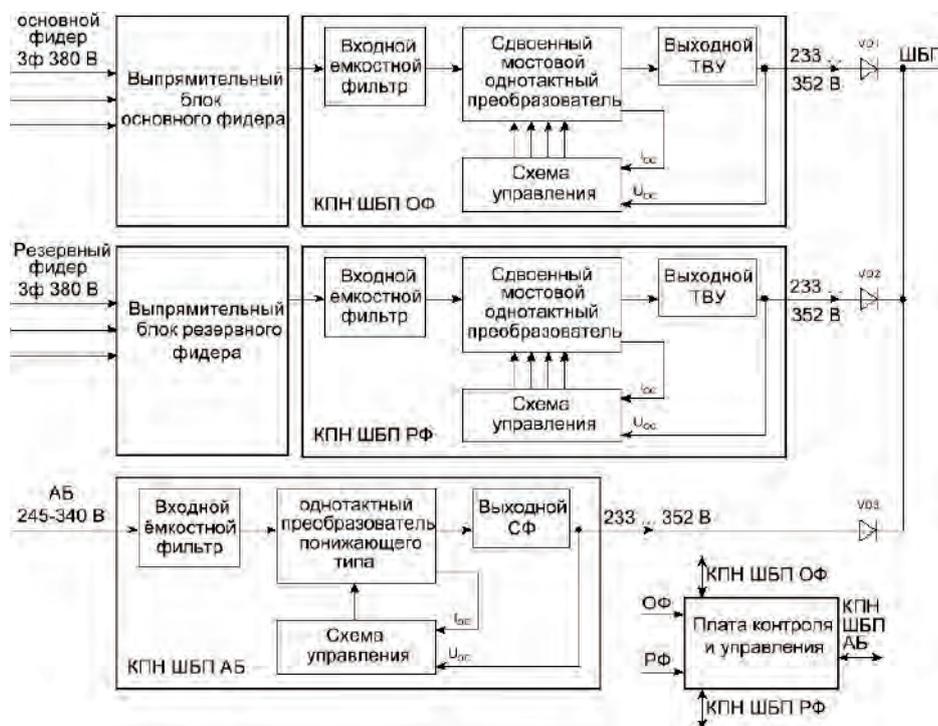


Рис. 10. Функциональная схема ИБП

необходимую плотность компоновки блока.

Конструктивный макет модуля (рис. 11) имеет следующие параметры:

- входное напряжение фидера основной сети (ОС): трехфазное 380В;
- входное напряжение фидера резервной сети (РС): трехфазное 380В;
- диапазон изменения напряжения ОС и РС: +13/–30%;
- входное напряжение фидера АКБ: 245...340 В;
- максимальное выходное напряжение: 350 В;
- номинальный выходной ток: 4,8 А;
- максимальная выходная мощность: 1,6 кВт;
- КПД: более 93%;
- габариты макета ИБП Ш × В × Г, мм: 240 × 240 × 270.

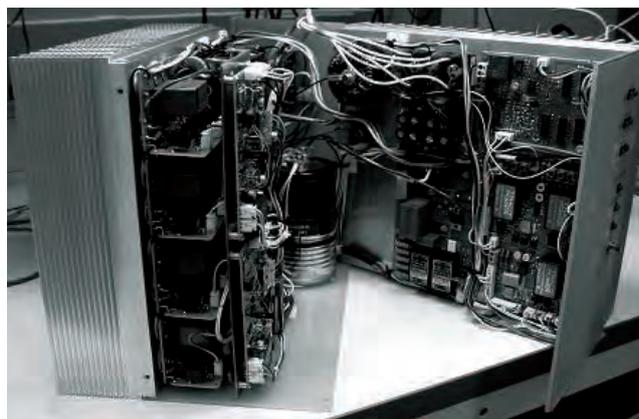


Рис. 11. Конструктивный макет модуля МШБП в раскрытом виде

Источник бесперебойного электропитания для распределенной системы РЭА мощностью 2,5 кВт с питанием от основного и резервного фидеров постоянного напряжения 175–360 В с гальванической развязкой

Источник бесперебойного электропитания (ИБП) предназначен для подключения (отключения) напряжения основной (РС) или резервной (РС) сети постоянного тока к шине (от шины) бесперебойного питания потребителей постоянным током (ШБП).

Функциональная схема модуля ИБП, приведенная на рис. 12, содержит:

- два идентичных ключевых преобразователя напряжения ШБП основной (КПН ОС) и резервной (КПН РС) сети, которые предназначены для преобразования входного постоянного напряжения изменяющегося в пределах от 175 до 350 В в стабилизированное напряжение 290 В, и состоящие из входного емкостного фильтра, двоянного мостового преобразователя

однотактного преобразователя, выходного трансформаторно-выпрямительного узла и схемы управления;

- блок контроля и сигнализации, который предназначен для контроля напряжения ОС, РС и ШБП; управления включением/отключением КПН ОС и КПН РС в соответствии с алгоритмом определенном в ТЗ, а так же индикации работы ИБП.

При проектировании ИБП были учтены требования защиты разрабатываемого устройства от ИКП. В разработанном модуле используется пассивное подавление ИКП с помощью дросселей и варисторов, позволяющее увеличить время нарастания напряжения на входе преобразователя, и быстродействующий канал выключения преобразователя при достижении напряжением питания уровня безопасного для его силовых приборов порядка 400 В.

Конструктивно макет выполнен виде модуля с размерами (В × Ш × Г) 345 × 250 × 180 мм (рис. 13).

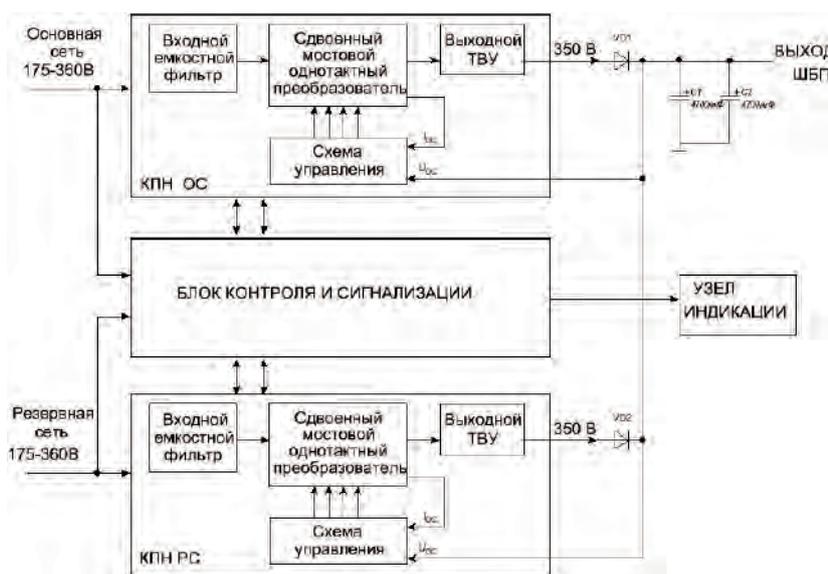


Рис. 12. Функциональная схема ИБП



Рис. 13. Конструктивный макет модуля МШБП в раскрытом виде

При проведении разработки макета был использован пакет трехмерного проектирования Компас v.10. Разработка конструкции блока проводилась одновременно с проработкой печатных плат, что позволило обеспечить необходимую плотность компоновки блока.

Конструктивный макет модуля (рис. 13) имеет следующие параметры:

- входное напряжение фидера основной сети (ОС): постоянное 175–350 В;
- входное напряжение фидера резервной сети (РС): постоянное 175–350 В;
- выходное напряжение: 290 В;
- номинальный выходной ток: 8,6 А;
- максимальная выходная мощность: 2,5 кВт;
- КПД: более 93%.

Программа моделирования электрических цепей FASTMEAN (<http://fastmean.ru>)

На кафедре ТЭЦ СПбГУТ разработана универсальная компьютерная программа анализа электрических цепей и электронных устройств *FASTMEAN* (на данный момент сделана пятая версия). Программа имеет развитую справочную систему, удобный сервис, широкий набор элементов и моделей современной схемотехники. Программа оснащена

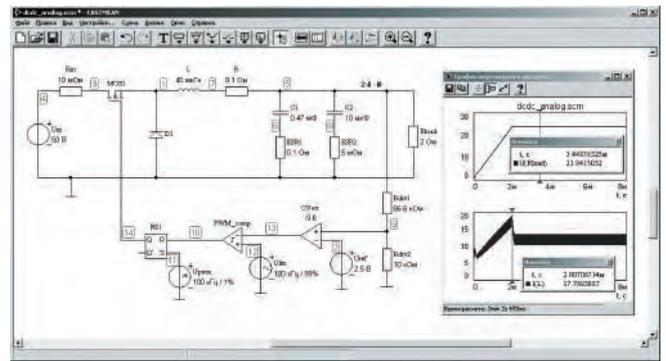


Рис. 14. Программа Fastmean

эффективными вычислительными алгоритмами, обеспечивающими высокую точность и скорость расчета сложных схем во временной и частотной областях. Внешний вид основного окна программы показан на рис. 14.

В программу включен символьный анализ, разработанный совместно со специалистами Ульяновского ГТУ, который позволяет получать аналитические выражения токов и напряжений в p -области (изображения по Лапласу) для линейных моделей сложных усилителей, преобразовательных устройств и систем управления.

Наиболее сильной стороной программы является анализ во временной области. По скорости и точности расчета переходных процессов в линейных цепях, например в высокочастотных колебательных системах, длинных линиях, данная программа существенно превосходит аналоги.

При анализе нелинейных импульсных систем скорость расчета в *FASTMEAN* соизмерима со скоростью лучших специализированных программ и в несколько раз выше скорости расчета в программах общего назначения. При этом точность выше. Это достигается за счет использования новых матричных алгоритмов расчета цепей, разработанных авторами – проф. А. Д. Артымом, проф. В. А. Филиным и к. т. н. В. С. Смирновым.

Программа широко используется в учебном процессе и в НИР СПбГУТ на кафедрах теории электрических цепей, схемотехники электронных устройств, силовой электроники.

**В. Ф. Дмитриков, А. И. Лившиц, Б. Ф. Дмитриев,
Д. В. Шушпанов, М. Е. Ноткин, В. Н. Алимов**

РАЗРАБОТКА СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ ВОДОРОДНЫХ ТОПЛИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

*V. F. Dmitrikov, A. I. Lifshits, B. F. Dmitriev,
D. V. Shushpanov, M. E. Notkin, V. N. Alimov*

**Design Of Power-Supply Systems Based On
Hydrogen Fuel Cells**

Рассмотрены принципы построения систем электропитания, содержащих генератор водорода (реформер), топливный элемент и импульсный преобразователь напряжения. Приведены исследования и разработки ученых СПб ГУТ, которые показывают, что использование в реформере композитных мембран с наноразмерными покрытиями на основе металлов 5 группы (Nb, V) позволяет на порядок увеличить проницаемость водорода и уменьшить стоимость реформера по сравнению с традиционно используемыми мембранами на основе Pd и его сплавов. Показана важность схемы управления всей системы электропитания, а также рассмотрена возможность реализации схемы управления для эффективного контроля системы электропитания, перекрывающего широкий диапазон мощности (особенно это важно при работе системы электропитания на изменяющуюся нагрузку).

Ключевые слова: водородная энергетика, топливный элемент, реформер, мембрана, композитные мембраны, протонно-обменная мембрана, система электропитания, схема управления, импульсный преобразователь напряжения

Principles of development of power-supply systems including hydrogen generator (reformer), fuel cell and switching mode power converter are reviewed. The paper presents research effort results and designs of scientists from Saint Petersburg State University of Telecommunications (St-P SUT). The results show that utilization of composite membranes with nano-dimensional coating based on elements of the fifth group (Nb, V) makes it possible about ten times increase of hydrogen permeability and decrease reformer cost compared to conventional membranes made of Pd and its alloys. The importance of electric power system control scheme is shown, and the possibility of implementation of control scheme for effective control of electric power supply system overlapping a wide power range is considered (this is particularly significant for when the power system operates under variable load).

Key words: hydrogen power engineering, fuel cell, reformer, membrane, composite membranes, proton exchange membrane, power-supply system, control system, switching mode power converter

Прямое (минуя тепловой цикл) преобразование химической энергии углеводородных топлив в электричество с помощью топливных элементов — одно из наиболее перспективных направлений современной энергетики. Жидкое органическое топливо является удобным и одним из самых энергоемких источников и носителей энергии. Соответственно, именно органические топлива являются наиболее подходящим первичным источником энергии для выработки электричества, особенно когда важны вес и габариты систем питания. В отличие от традиционного способа преобразования химической энергии органического топлива в электричество через тепловой цикл, топливные элементы позволяют получить электричество из органического сырья в электрохимическом процессе напрямую. Соответственно, снимаются фундаментальные ограничения на КПД присущие тепловому циклу и в результате КПД преобразования химической энергии в электрическую с помощью топливных элементов может достигать 70%. Кроме того, здесь отсутствуют движущиеся части, соответственно источник питания является бесшумным и более надежным. Все это делает такой способ получения электроэнергии особенно привлекательным для бортовых, автономных, резервных систем электропитания, для портативных источников питания средств информатики и телекоммуникаций и т. п.

Полученная с высоким КПД электрическая энергия практически без потерь преобразуется в механическую энергию и, таким образом, топливные элементы могут заменить в перспективе двигатели внутреннего сгорания на транспорте. Следует также отметить существенно лучшие по сравнению со всеми известными способами преобразования энергии экологические характеристики. Действительно, в результате работы топливного элемента получается электричество и вода.

В России бурное развитие водородной техники началась в середине 1960-х годов. Создание энергоустановок на основе кислородно-водородных топливных элементов была обусловлена потребностями авиакосмической промышленности.

Российская наука в области топливных элементов находилась на мировом уровне, а по ряду областей водородной техники и выше мирового уровня. Однако с конца 80-х годов прошлого века и практически в течение последующих двадцати лет в ряде областей новой водородной энергетики российские ученые уступили свое лидирующее положение.

Следующий этап бурного развития топливных элементов начался в 90-е года. прошлого столетия и продолжается и сейчас. Он вызван потребностью в новых эффективных источниках энергии в связи с исчерпанием запасов такого топлива. Поскольку в

топливном элементе конечным продуктом сгорания водорода является вода, то они считаются наиболее чистыми. Основная проблема заключается в нахождении эффективного и недорогого способа получения водорода. Развитие топливных элементов и генераторов водорода приведут к технологическому прорыву и сделают реальностью их использование в повседневной жизни: в различных системах электропитания сотовых телефонов, в автомобилях, на электростанциях, в жилищно-коммунальном строительстве и т. д. Но, несмотря на значительный прорыв в улучшении характеристик топливных элементов, нужно решить еще много проблем, связанных с их стоимостью, надежностью, безопасностью.

По оценке экспертов к 20-м годам нынешнего столетия годовой объем мирового рынка водородных технологий и ТЭ может составить 1–1,2 триллиона долларов США и превысит годовой объем информационных технологий.

В настоящее время в России ведутся интенсивнее работы по исследованию и разработке топливных элементов и источников питания нового поколения на их основе. Такие работы ведутся в ФТИ им. А. Ф. Иоффе РАН, С.-Петербург, РНЦ “Курчатовский институт” Москва, Российском Федеральном Ядерном Центре, Саров и ряде других научных центров.

Крупные прикладные работы по судовым двигателям на топливных элементах ведутся в ЦНИИ СЭТ (Санкт Петербург) под руководством В. Б. Авакова.

Принцип действия ТЭ

Существуют различные топливные элементы. Наиболее простым по принципу действия устройства является топливный элемент (ТЭ) с протонообменной мембраной, принцип действия которого показан на рис. 1. В нем водород и кислород взаимодействуют, получая воду, электричество и тепло.

Поступающий в элемент водород разлагается под действием катализатора на электроны и положительно заряженные ионы водорода (протоны)



Специальная мембрана пропускает протоны, но задерживает электроны. Накопленные на аноде электроны создают отрицательный заряд, а ионы

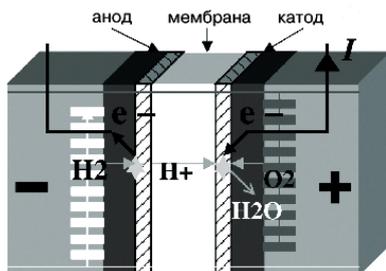


Рис. 1. Принцип действия топливного элемента с протонообменной мембраной

водорода создают положительный заряд на катоде. Топливный элемент реализует напряжение несколько больше 1 В. Если между анодом и катодом включить нагрузку, то электроны от анода потекут через нагрузку к катоду, создавая ток. Электроны соединяются с ионами водорода на катоде, к которому подается кислород:



Итого, результирующая реакция, протекающая в ТЭ:



Таким образом, в топливном элементе получается электрическая энергия и вода (либо жидкость, либо водяной пар, причем в случае образования жидкой воды выделяется больше энергии и, следовательно, выше КПД).

В качестве катализатора в топливных элементах обычно применяются нанесенные на углеродную пластину микрочастицы платины. Такой катализатор хорошо пропускает газ и электричество.

В топливных элементах водород можно поставлять в баллонах, но при этом остаются проблемы его добычи и транспортировки, учитывая что водород под большим давлением огнеопасен и взрывоопасен. В топливных элементах водород можно получать из жидкого углеводородного топлива: метиловый или этиловый спирт и т. д. Однако при этом необходимо применять топливный преобразователь, преобразующий углеводородное топливо в смесь газообразных H_2 и CO_2 .

Таким образом, ТЭ является разновидностью электрохимических элементов, существенным преимуществом которого в отличие от аккумуляторов электроды в ТЭ в процессе генерации электрической энергии не изменяются, т. к. топливо и окислитель в их состав не входят, а поступают в ТЭ во время его работы. В отличие от тепловых машин за счет прямого преобразования химической энергии в электрическую в них достигается существенно больший КПД.

Работы сотрудников Санкт-Петербургского университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, включенные в федеральные целевые программы РФ на 2011–2020 гг. по водородной энергетике

ТЭ позволяют осуществлять прямое преобразование химической энергии непосредственно в электрическую энергию с более высоким коэффициентом полезного действия и с меньшими экологическими последствиями, чем традиционные энергетические установки (газопоршневые, дизельные, газотурбинные). Поскольку в ТЭ веществом, энергия которого непосредственно преобразуется в электрическую, является водород высокой чистоты (99,99%), то основным ключевым узлом энергоси-

стемы, основанной на топливных элементах, является генератор чистого водорода, в котором водород получается путем химической конверсии исходного органического топлива: спирта, природного газа, бензина и т. п. Во всех случаях водород должен быть выделен из газовой смеси. Для этого используются селективные мембраны из драгоценных металлов, которые дороги и недостаточно эффективны, и это является одним из основных тормозов широкого использования энергосистем на топливных элементах, первичным источником которых является органическое вещество.

В связи с этим получение чистого водорода с помощью более эффективных и экологических мембран является актуальной задачей, решение которой может обеспечить прорыв в коммерческом освоении указанных новых энергетических технологий.

С этой целью учеными СПб ГУТ под руководством доктора физико-математических наук, профессора А. И. Лившица, ведется разработка композитных мембран с наноразмерными покрытиями на основе металлов 5-й группы (*Nb*, *V*), предназначенных для выделения водорода высокой чистоты для источников электропитания, основанных на твердополимерных топливных элементах [1–5].

Считается, что *Pd* и некоторые его сплавы обладают уникальной способностью к пропусканию водорода. Соответственно, металлические мембраны для выделения водорода делаются из палладия или его сплавов. В последние годы, однако, найдено, в том числе и в работах ученых ГУТ, что транспорт водорода сквозь решетку металлов 5-й группы (*V*, *Nb*, *Ta*) может происходить с существенно более высокой скоростью, чем через решетку палладия. Это может быть осуществлено благодаря уникальным термодинамическим характеристикам этих металлов в отношении пропускания и растворения водорода [6].

Сравнение проницаемости *Pd* металлов 5-й группы (*V* и *Nb*) по водороду в предположении, что поверхностные пленки не препятствуют абсорбции молекул H_2 в *V* и *Nb* (проницаемость *V* и *Nb* рассчитана по известным данным для коэффициента диффузии (*D*) и растворимости (*S*) водорода в этих металлах приведено на рис. 2. Таким образом металлы 5-й группы в принципе способны пропускать водород со скоростью существенно большей, чем *Pd* и его сплавы. *V* и *Nb* к тому же гораздо дешевле, чем *Pd*, они хорошо обрабатываются, пластичны, хорошо свариваются.

Однако, в отличие от *Pd* металлы 5 группы химически активны, их поверхность покрыта пленками неметаллических примесей (*O*, *C*, *S*), которые, препятствуя диссоциации молекул H_2 , блокируют доступ водорода в решетку, делая мембраны из этих металлов практически непроницаемыми для водорода (барьер E_{r0} на рис. 1). Кроме того по причине своей химической активности эти металлы не могут

работать в среде, содержащей O_2 , H_2O и углеводороды, при требуемых температурах (> 250 °С).

Для того, чтобы использовать уникальную способность металлов 5 группы к транспорту водорода, надо покрыть их поверхность пленкой, способной:

- (1) обеспечить достаточно быструю каталитическую диссоциацию молекул H_2 ;
- (2) защитить материал мембраны от химического разрушения в среде химически активных газов;
- (3) пропускать водород с достаточной скоростью.

Этим условиям удовлетворяет покрытие из *Pd* или его сплавов, например, *Pd–25Ag* или *Pd–40Cu*. Условие по пропусканию водорода удовлетворяется, если покрытие достаточно тонкое (масштаба десятков нанометров или тоньше). Именно такие композитные мембраны способны продемонстрировать рекордную проницаемость – в разы и даже на порядок более высокую, чем мембраны из *Pd–25Ag* (при такой же 100% селективности).

Результаты предшествующих исследований указывают, что тонкие наноразмерные покрытия на основе палладия и его сплавов являются наиболее перспективными с точки зрения химической стойкости.

Что касается термической стойкости защищенного покрытия, то при рабочих температурах (выше 400 °С) возможны интердиффузия материалов покрытия и подложки. В результате этих процессов покрытие может быть нарушено. Решение этих вопросов может быть найдено путем формирования барьерного слоя, расположенного между защитным покрытием и основным материалом мембраны и препятствующего их взаимной интердиффузии. Здесь проблема заключается в том, что такой барьерный слой, существенно ограничивая интердиффузионные процессы, должен не препятствовать транспорту водорода.

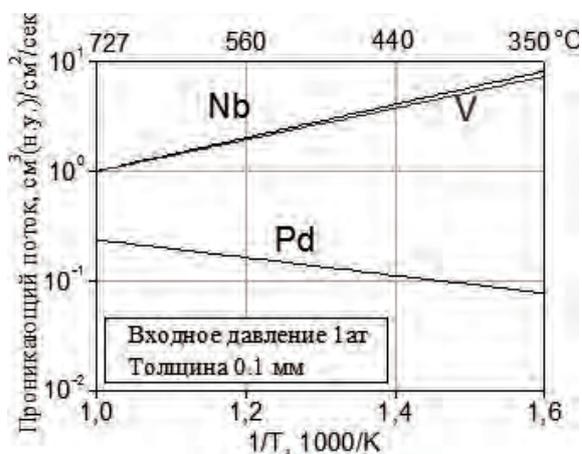


Рис. 2. Сравнение проницаемости палладия и металлов 5-й группы (*V* и *Nb*) по водороду в предположении, что поверхностные пленки не препятствуют абсорбции молекул H_2 в *V* и *Nb* (проницаемость *V* и *Nb* рассчитана по известным данным для коэффициента диффузии *D* и растворимости *S* водорода в этих металлах)

Таковы вкратце основные задачи, стоящие при разработке эффективных мембран для получения высокочистого водорода из органического топлива.

В СПб ГУТ были исследованы различные методы нанесения защитных покрытий и отработаны технологии плазменного и химического осаждения палладия на подложки из металлов V группы, позволяющие получать плотное и равномерное покрытие. В ходе проведенного цикла исследований зависимости характера и степени изменений морфологии покрытий при прогреве образцов от толщины покрытия, температуры нагрева и обработки подложки была разработана технологическая процедура подготовки поверхности мембран, изготовленных на основе металлов 5-й группы, и технология нанесения защитных слоев палладия. На рис. 3 представлены образцы палладирированного ниобия с различной предварительной обработкой поверхности металла. Можно видеть, что прогрев образца с неподготовленной поверхностью (рис. 3а) уже при температуре 450 °С привел к появлению многочисленных дефектов (пористости) покрытия, тогда как специальным образом подготовленный образец (рис. 3б) не показал каких-либо изменений при прогреве до температуры 500 °С. Эксперименты по пропусканию водорода сквозь композитные мембраны так же показали существенно более высокую стабильность проницаемости мембран с предварительно обработанной поверхностью подложкой.

К настоящему времени в СПб ГУТ разработан и введен в строй экспериментальный стенд, позволяющий исследовать различные, включая поверхностные, характеристики мембранных материалов, образцов мембран и мембранных сборок в широком диапазоне температур мембран, давлений (от давления высокого вакуума до десятков бар), потоков водорода и водородосодержащих газовых смесей и других параметров исследований.

Внешний вид экспериментального стенда представлен на рис. 4.

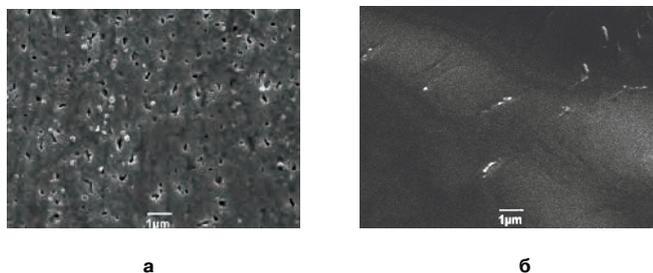
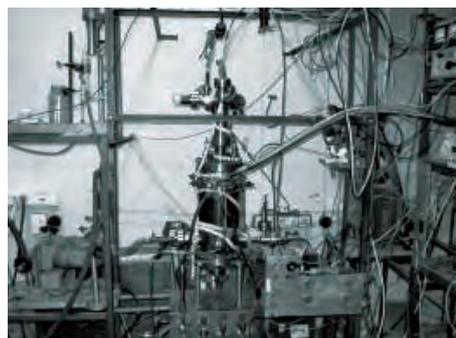


Рис. 3. Поверхности палладирированных ниобиевых образцов с разной подготовкой подложки после их прогрева. Слой палладия – 250 нм с разной подготовкой подложки после их прогрева. Слой палладия:

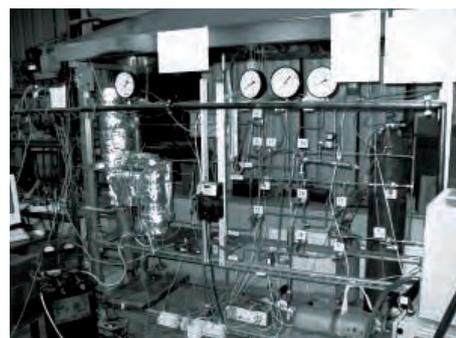
- а** – подложка – ниобиевая фольга: образец с палладиевым покрытием, прогрев 30 мин при 450 °С;
- б** – подложка – ниобиевая фольга, прошедшая специальную обработку: образец прогрев 30 мин при 500 °С

Были проведены эксперименты с композитными мембранами Pd-V-Pd, типичные характеристики проницаемости которых представлены на рис. 5. Как видно, композитные мембраны на основе металлов 5-й группы обладают на порядок более высокой проницаемостью по сравнению с аналогом на основе мембран из сплавов палладия.

Изготовлен и находится в стадии испытаний мембранный модуль (рис. 6), рассчитанный на поток H₂ 1,2 нормальных кубометра в час, что соответствует мощности 3,6 кВт.



а



б

Рис. 4. Экспериментальный стенд для исследования характеристик мембранных материалов, мембран и мембранных сборок: а – высоковакуумная часть стенда с узлом масс-спектрометрии; б – тракт высокого (до 20 бар) давления

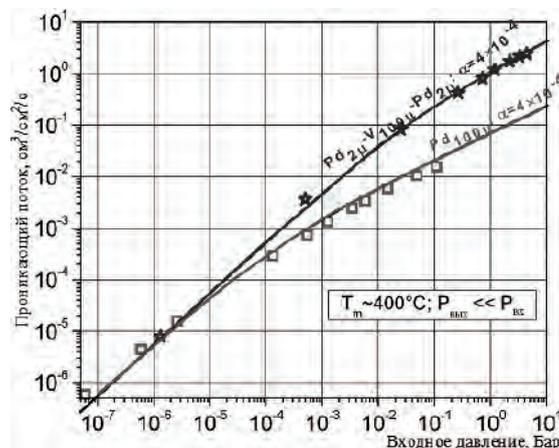


Рис. 5. Зависимость проницаемости от входного давления



Рис. 6. Мембранный модуль

Разработка высокоэффективных агрегатированных устойчивых систем бесперебойного электропитания на основе топливных элементов сотрудниками СПб ГУТ

Источники энергии на ТЭ создают широкий круг сложных и труднорешаемых задач при включении их в интегральные системы. Сделаны значительные усилия по исследованию функционирования ТЭ и создания систем на их основе, в особенности применения топливных элементов с протонообменной мембраной (ТЭПОМ). Решающую роль в работе ТЭ и систем на их основе играет управление. Предназначение системы управления заключается в изменении естественной реакции электрохимического реактора топливного элемента и поддержании требуемого режима работы в случае каких-либо возмущений в энергетической установке: изменении входного напряжения или сопротивления нагрузки. Более того, система управления диагностирует ненормальный режим работы, следит за полнотой батареи ТЭ и изменяет работу в соответствии с ухудшением состояния материалов. Важность системы управления также обуславливает широкий круг рабочих условий, при которых должна функционировать топливная система.

На рис. 7 представлена электрическая модель топливного элемента, элементы которой учитывают все процессы, протекающие в ТЭПОМ: термодинамический потенциал E_{th} , который создается при реакции водорода с кислородом, диффузионные (транспортные) потери η_{diff} , возникающие при транспорте газов, активационные потери η_{act} , ко-

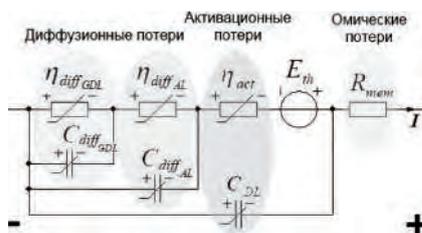


Рис. 7. Электрическая модель ТЭПОМ

торые образуются от энергии активации электрохимической реакции на электродах, омические потери R_{mem} , вызванные ионическим сопротивлением электролита и электродов, а также паразитные емкости, возникающие вследствие переходы из одной области ТЭ в другую в динамике и статике. Таким образом из-за различных процессов, протекающих в ТЭ, вольтамперная характеристика ТЭ отличается от идеальной (рис. 8) [7–9]:

$$U_{ТЭ}(i, T, P_{H_2}, P_{O_2}) = E_{th}(T, P_{H_2}, P_{O_2}) - \eta_{act}(i, T) - \eta_{diff}(i, T) - \eta_{ohm}(i, T),$$

где

$$E_{th}(T, P_{H_2}, P_{O_2}) = E_{th}^0 + \frac{RT}{2F} \ln \frac{P_{H_2} \sqrt{P_{O_2}}}{P_{H_2O}}$$

F – постоянная Фарадея, определяющая соотношение между электрохимическими и физическими свойствами вещества (96485,3383(83) Кл/моль), R – молярная газовая постоянная (8,31441 Дж/(К·моль)).

Как видно, напряжение на ТЭ зависит от температуры, давлений поступающих газов, тока нагрузки, что делает ТЭ и соответственно систему электропитания достаточно сложной нелинейной системой.

Вследствие сложности системы ТЭ и генератора водорода методы управления имеют различные особенности в зависимости от вида энергетической установки, включая управление мотором компрессора, управление давлением, контроль влажности, температуры, управление соотношением потоков газов, управление выходным напряжением и током и т. д.

В литературе представлен как линейный, так и нелинейный подход к расчету систем управления ТЭ [10]. Для того чтобы удовлетворить требования получения высокой плотности мощности в ТЭПОМ, крайне необходима четкая методика управления.

Для эффективного управления работой ТЭ рекомендуется использовать многоконтурные ОС



Рис. 8. ВАХ ТЭПОМ

(рис. 9) [10]: контроль средней мощности ТЭ – для того, чтобы мощность ТЭ находилась в заданных пределах; контроль средней температуры ТЭ – необходимо поддерживать среднюю температуру ТЭ в определенных пределах, так как увеличение температуры ТЭПОМ выше определенной величины ухудшает проводимость мембраны и действие катализатора, которое в свою очередь влияет на скорость реакции, что приводит к ухудшению выходных характеристик ТЭ; регулирование соотношением потоков газов – для нормального протекания реакции необходимо, чтобы соотношение потоков водорода и кислорода оставалось постоянной и равнялось 2:1, тогда не будет проблемы острого недостатка кислорода, и мы удовлетворяем требованиям получения

максимальной плотности мощности. Преимущество системы управления ТЭ с многоконтурными ОС над системами с одноконтурными ОС показаны на рис. 10, 11. В случае если используется одноконтурная ОС (управление по мощности), то время установления средней мощности будет составлять около 275 °С (рис. 10), что является неприемлемым для потребителя и необходимо для увеличения мощности на время переходного процесса подключать дополнительные накопители энергии – аккумуляторы или суперконденсаторы, что раздувает габариты всей энергетической установки и сводит на нет ее эффективность по энергозатратам. В случае же использования многоконтурной ОС время переходного процесса заметно уменьшается с 275 °С до



Рис. 9. Управление работой топливного элемента

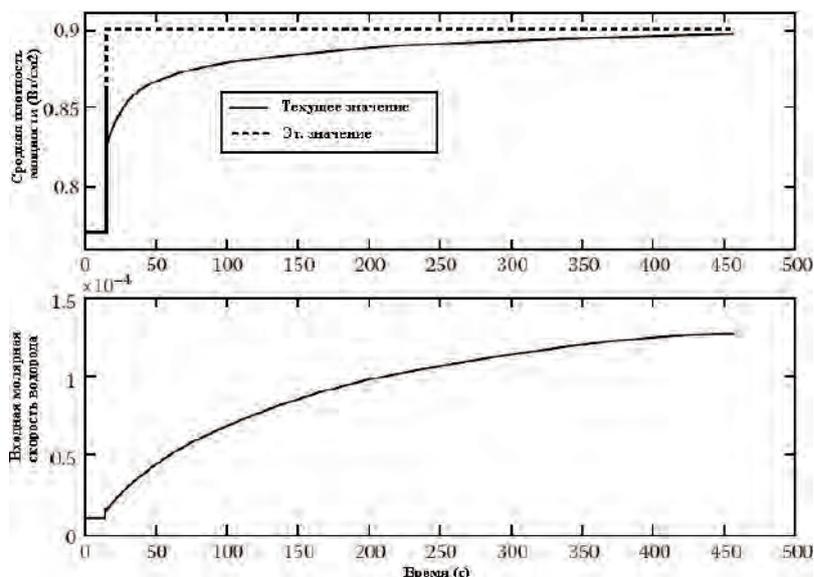


Рис. 10. Процесс установления плотности мощности при изменении скорости потока водорода при контроле выходной мощности с помощью одноконтурной ОС

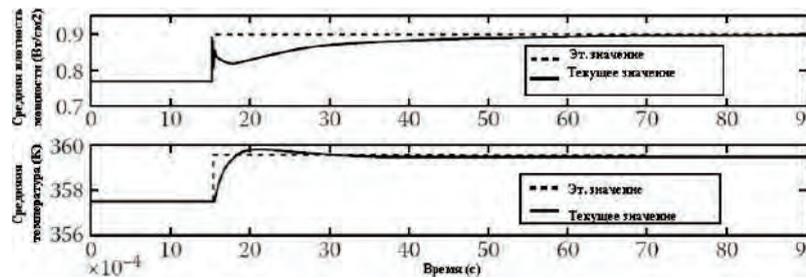


Рис. 11. Процесс установления плотности мощности и температуры ТЭ с помощью многоконтурной ООС

20 °С, что является несомненным преимуществом.

Работа линейных схем управления оказывается медленной из-за наличия нелинейностей в динамической характеристике ТЭПОМ. Следовательно, важна и необходима нелинейная схема управления для эффективного контроля ТЭПОМ, перекрывающего широкий диапазон мощности [10], что будет рассмотрено в дальнейшем.

Литература

1. Livshits A. I., Notkin M. E., Ohyabu N., Nakamura Y., Grigoriadi I. P., and Samartsev A. A. Hydrogen release through metallic surface: the role of sputtering and of the impurity dynamics, *Physica Scripta T108* (2004) 23.

2. Лившиц А. И. и др. Сверхпроницаемость водорода в металлах V группы — применение для откачки и рециркуляции топливной смеси в термоядерных реакторах. Сборник докладов Второго международного семинара по взаимодействию водорода с конструкционными материалами, IHISM-2004, Апрель 12–17, 2004, Саров, С. 75–83.

3. Ноткин М. Е., Лившиц А. И., Алимов В. Н., Бакал М. Проникновение водорода сквозь карбидизированную ниобиевую мембрану, *Металловедение*, № 9, С. 47–53, 2005.

4. Hatano Y., Watanabe K., Livshits A., Busnyuk A., Alimov V. Effects of bulk impurity concentration on the reactivity of metal surface: Sticking of hydrogen molecules and atoms to polycrystalline Nb containing oxygen, *Journal of Chem. Phys.*, 127 No. 20 (2007) 204707, pp. 1–13.

5. Мусяев Р. К., Лебедев Б. С., Юхимчук А. А., Буснюк А. О., Самарцев А. А., Ноткин М. Е., Лившиц А. И. Исследование явления сверхпроницаемости изотопов водорода через ванадиевую мембрану на установке “Прометей”, *Вопросы атомной науки и техники. Сер. Термоядерный*

синтез, 2008, вып. 2, С. 26–31.

6. Дмитриков В. Ф., Лившиц А. И., Дмитриев Б. Ф., Шушпанов Д. В., Ноткин М. Е., Алимов В. Н. Современное состояние систем электропитания на основе мембранных технологий водородной энергетики // *Электросвязь*. М., 2010. №9. С. 20–25.

7. Fontes G., Turpin C., Astier S., Meynard T. A. Interactions Between Fuel Cells and Power Converters: Influence of Current Harmonics on a Fuel Cell Stack // *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 670–678, March. 2007.

8. Fontes G., Turpin C., Astier S. A large signal dynamic circuit model of a H₂–O₂ PEM fuel cell: description, parameter identification and exploitation // *Fundamentals and Developments of Fuel Cell Conference (FDFC'08)*, Nancy, France, 2008.

9. Gou B., Na W. K., Diong B. Fuel Cells. Modeling, Control and Applications / CRC Press. Taylor & Francis Group. 2010. 234 p.

Лившиц Александр Иосифович, д. ф-м. н., профессор, заведующий лабораторией квантовой радиоэлектроники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, e-mail: livshits@sut.ru;

Ноткин Михаил Евсеевич, к. ф-м. н., старший научный сотрудник лаборатории квантовой радиоэлектроники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, e-mail: notkin@sut.ru;

Алимов Василий Николаевич, к. ф-м. н., старший научный сотрудник лаборатории квантовой радиоэлектроники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича;

Шушпанов Дмитрий Викторович, к. т. н., доцент кафедры “Теория электрических цепей” (ТЭЦ) Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, e-mail: dimasf@inbox.ru.

**В. Ф. Дмитриков, В. В. Сергеев, О. Л. Замулин,
Д. В. Шушпанов, А. В. Павлов**

РАСЧЕТ СЕТЕВОГО ФИЛЬТРА РАДИОПОМЕХ ДЛЯ ИСТОЧНИКА БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ

*V. F. Dmitrikov, V. V. Sergeev, O. L. Zamulin,
D. V. Shushpanov, A. V. Pavlov*

В статье представлена методика расчета и расчет сетевого фильтра радиопомех (ФРП) для источника бесперебойного электропитания. Отличительной особенностью рассмотренной методики является то, что в нее включен этап моделирования ФРП на ЭВМ, по результатам которого уточняются схема и параметры элементов фильтра, а также формулируются требования к паразитным параметрам элементов фильтра, соединительных и заземляющих проводов. Показано, что сетевой ФРП должен рассчитываться с учетом двух противоречивых требований: с одной стороны, он должен обеспечивать высокое подавление симметричных и несимметричных помех в первичной сети, а с другой, должен иметь достаточно малое выходное сопротивление, при котором обеспечивается устойчивая работа "ФРП – ИВЭП".

Ключевые слова: фильтр радиопомех, источник бесперебойного питания, сетевой фильтр

**An Improved Design Of Radio Frequency Interference Filter
For Uninterruptible Power Supply**

An original approach to designing the RFI filter for uninterruptible power source (switching mode power converter) is presented in this paper. The main idea of the method is the computer simulation of the filter resulting in more detailed specification of the circuit elements and in more exact requirements to the stray parameters of the filter itself as well as to connecting and ground wires. It is shown that RFI filter must be designed under two contradictions requirements: it must provide high suppression of symmetrical and nonsymmetrical interference at the primary network and on the other hand it must have sufficiently small output impedance to provide stability of the system "RFI filter – power supply".

Key words: radio-frequency interference filter, uninterruptible power source, mains filter

Постановка задачи для данной статьи было сформулирована при описании систем электропитания, разработанных на кафедре "Теория электрических цепей" для различных областей применения. Это – задача обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) высокоэффективных импульсных преобразователей с первичной сетью электропитания и функциональной аппаратурой, запитанной от этой сети, с помощью сетевых фильтров радиопомех от симметричных и несимметричных кондуктивных помех. Рассматривается расчет сетевых фильтров радиопомех (ФРП) для источника бесперебойного электропитания (ИБП), питающегося от основной и резервной трехфазных (380 В, 50 Гц) сетей переменного тока.

Схемы сетевых фильтров радиопомех относятся к классу фильтров низких частот (ФНЧ), реализуются в виде Г, П и Т-образных звеньев и используются для подавления высокочастотных кондуктивных помех, как со стороны сети, так и со стороны импульсного источника вторичного электропитания (ИВЭП) [1, 2]. Целесообразность выбора той или иной схемы определяется не только требуемым вносимым затуханием, но и значениями внутренних сопротивлений ИВЭП и первичной сети [1].

Схема ФРП для трехфазной цепи (без нейтрали), которая нашла широкое применение, изображена на рис. 1а. Предполагается, что ИВЭП подключается к зажимам 1b, 2b, 3b, а первичная сеть – к зажимам 1а, 2а, 3а.

Соответствующие эквивалентные схемы для помех несимметричного (рис. 1б) и симметричного (рис. 1в) вида (через L_s – обозначена индуктивность рассеяния соответствующей обмотки) представлены на рис. 1. Следует отметить, что применение трех-обмоточного дросселя с включением его обмоток по схеме рис. 1 исключает подмагничивание рабочим током (при идентичности обмоток), для которого включение обмоток является встречным. Это позволяет применить магнитопровод из материала с высокой магнитной проницаемостью, что в конечном итоге снижает массогабаритные показатели фильтра.

Эффективность работы ФРП в полосе подавления принято характеризовать вносимым затуханием, которое определяется отношением напряжений помех, измеренных на нагрузке при отсутствии и наличии фильтра. Это отношение выражают в дБ: $A = 20 \lg|U_1/U_2|$, где U_1 – напряжение помех при отсутствии фильтра; U_2 – при наличии фильтра.

Известны два способа измерения вносимого затухания ФРП:

- В соответствии с ГОСТ Р 51527-99 [3] вносимое затухание ФРП измеряется отдельно для симметричных и несимметричных помех в измерительных схемах с генератором синусоидальных сигналов и с регламентированными сопротивлениями генератора и нагрузки;

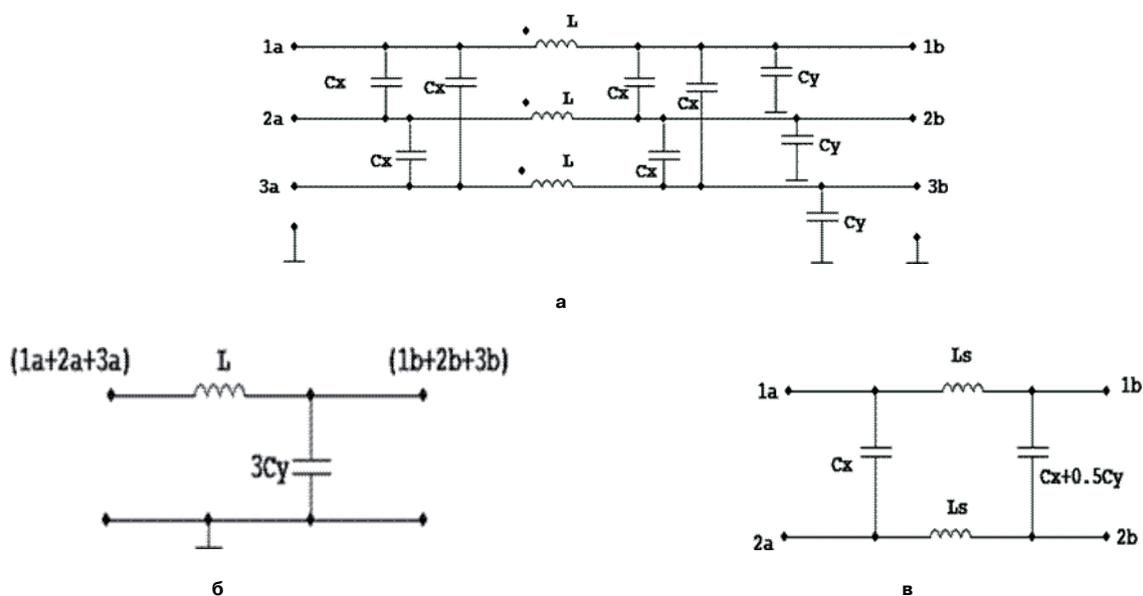


Рис. 1. Схема ФРП (а), эквивалентные схемы для несимметричных (б) и симметричных (в) помех

- Вносимое затухание измеряется в цепи электропитания с конкретным ИВЭП (источник помех) и с эквивалентом сети (приемник или рецептор помех) как разность напряжений (в дБ) помех на эквиваленте сети при отсутствии и установке ФРП.

Необходимо отметить, что методику измерения вносимого затухания с регламентированными сопротивлениями нагрузок целесообразно использовать для сравнения эффективности помехоподавляющего действия различных фильтров (от разных производителей, выполненных по различным электрическим схемам, с применением различной элементной базы, имеющих различную конструкцию и т. д.). Этой моделью следует пользоваться также при расчете вносимого затухания и элементов ФРП, проектируемых безотносительно к конкретному источнику помех.

Второй способ и соответствующая модель измерения вносимого затухания позволяют учесть конкретные условия работы ФРП (конкретное внутреннее сопротивление ИВЭП, параметры питающей сети или эквивалента сети, а также паразитные параметры соединительных и заземляющих проводов).

Важное значение имеет способ соединения и заземления ФРП и ИВЭП. Если корпус ФРП находится внутри корпуса ИВЭП, то целесообразно корпус ФРП прикреплять непосредственно к корпусу ИВЭП. При этом если корпус ИВЭП не заземляется (намеренно или по ошибке), то суммарная емкость несимметричных конденсаторов C_Y в одном проводе не должна превышать допустимого значения $C_{удоп}$, которое определяется допустимым током через несимметричные конденсаторы и тело человека (при прикосновении к незаземленному

корпусу). Допустимый ток в зависимости от назначения конкретной радиоэлектронной аппаратуры находится в пределах 0,5–5 мА, что соответствует примерным значениям $C_{удоп}$ в пределах 3,8–38 нФ (для сети 380 В, 50 Гц).

Если требуются несимметричные конденсаторы большей емкости (для обеспечения требуемого вносимого затухания), то следует производить раздельное заземление ФРП и ИВЭП при соблюдении следующих условий: ФРП размещается внутри ИВЭП; их корпуса изолируются друг от друга; зажим заземления ФРП на передней панели ИВЭП изолируется от его корпуса; исключается случайное прикосновение человека к корпусу ФРП или к зажиму его заземления (вплоть до установки блокировочного устройства, отключающего сеть при снятии кожуха с ИВЭП) [1].

Необходимо отметить, что эффективность работы ФРП будет зависеть не только от его схемы, параметров и частотных свойств компонентов, но во многом будет определяться качеством монтажа, паразитными параметрами соединительных и заземляющих проводов и т. д.

При расчете ФРП следует иметь в виду, что при учете паразитных параметров дросселя и конденсаторов фильтра его характеристика затухания будет соответствовать полосно-задерживающему (режекторному) фильтру с полосой задерживания от ω_H до ω_B . Нижняя частота ω_H полосы задерживания определяется номинальными параметрами дросселя и конденсаторов, а верхняя частота ω_B зависит от их паразитных параметров, а также от паразитных параметров соединительных и заземляющих проводов.

Увеличить верхнюю частоту полосы задерживания можно путем установки высокочастотных

дросселей (с малой индуктивностью и малыми паразитными параметрами) в каждом проводе на стороне ИВЭП или путем установки дополнительных звеньев, состоящих из высокочастотных дросселей и конденсаторов. Для увеличения вносимого затухания используются многозвенные фильтры. Это может привести также к уменьшению массогабаритных показателей фильтра и дает больше возможностей для варьирования его входного сопротивления (со стороны ИВЭП), что важно для обеспечения устойчивости работы системы ФРП-ИВЭП. При усложнении схемы фильтра необходимо применять меры по дополнительному экранированию. Рекомендуется звенья фильтра разделять экранирующей перегородкой, а соединения между звеньями выполнять через проходные конденсаторы [2].

Методика расчета фильтра радиопомех

Исходными данными при проектировании ФРП являются:

- напряжение и частота сети, а также рабочий ток ИВЭП;
- уровень помех, создаваемый ИВЭП (отдельно для симметричных и для несимметричных помех), а также допустимый уровень помех; требуемое вносимое затухание фильтра определяется как разность между этими уровнями помех (с запасом 2–6 дБ);
- частотные зависимости внутреннего сопротивления ИВЭП. Это сопротивление для симметричных помех определяется значением полного сопротивления конденсатора сглаживающего входного фильтра ИВЭП, а для несимметричных помех – значением паразитной емкости между помехообразующими элементами ИВЭП и его корпусом;
- применяемая элементная база;
- допустимое падение напряжения на ФРП и допустимый ток утечки через несимметричные конденсаторы;
- условия проведения испытаний ИВЭП с ФРП на уровень помех. К ним относятся: тип и параметры используемого эквивалента сети; сведения о заземлении корпуса ИВЭП; взаимное расположение ИВЭП и ФРП, а также расположение их относительно земли.

На этапе проектирования, как правило, нет достаточно точных сведений о паразитных параметрах комплектующих элементов, соединительных и заземляющих проводов, а часто и о внутренних сопротивлениях ИВЭП и сети. Поэтому представляется целесообразным проектирование (расчет) ФРП вести методом последовательных приближений с уточнением по результатам моделирования и эксперимента. Первоначальный расчет фильтра можно провести для нижней частоты защищаемого диапазона по упрощенным формулам, которые используются для расчета сглаживающих фильтров, считая

элементы фильтра идеальными, то есть не имеющими паразитных параметров.

Последовательность расчета

1. Выбирают значения емкостей несимметричных конденсаторов C_Y . При этом необходимо учитывать следующее. Если корпус ФРП соединен с корпусом ИВЭП, то значения C_Y , как было отмечено выше, ограничены из соображений техники безопасности и определяются допустимым током утечки через эти конденсаторы. Если корпуса ИВЭП и ФРП заземляются отдельно, то можно не накладывать ограничения на значения C_Y . Из соображений минимизации массогабаритных показателей ФРП при высоком сетевом напряжении и малом рабочем токе целесообразно уменьшать емкость конденсатора и увеличивать индуктивность дросселя ФРП и, наоборот, при малом сетевом напряжении и большом рабочем токе. После выбора значения емкости C_Y выбирают тип несимметричных конденсаторов. Предпочтение следует отдавать проходным конденсаторам. По известным или измеренным частотным характеристикам выбранных конденсаторов определяют (синтезируют) их схемы замещения с учетом паразитных параметров.

2. Рассчитывают минимальную индуктивность дросселя L , на основании требуемого вносимого затухания ФРП для несимметричных помех на нижней частоте защищаемого диапазона f_H . Оценка проводится по известной приближенной формуле для вносимого затухания Γ -образного фильтра:

$$A \approx 20 \lg(L_{\Phi} C_{\Phi} 4\pi^2 f_H^2), \quad (1)$$

где для рассматриваемого фильтра (рис. 1б) $L_{\Phi} = L$, $C_{\Phi} = 3C_Y$. Из (1) получим оценку для индуктивности дросселя при выбранном в предыдущем пункте значении C_Y и заданных A и f_H :

$$L \geq \frac{10^{0,05A}}{3C_Y 4\pi^2 f_H^2}. \quad (2)$$

Например, при $C_Y = 33$ нФ, $A = 40$ дБ, $f_H = 100$ кГц должно быть $L \geq 2,5$ мГн. Далее проводят конструктивный расчет дросселя, определяют его паразитные параметры.

3. Проводят моделирование на ЭВМ схемы фильтра для несимметричных помех с учетом паразитных параметров компонентов фильтра, паразитных параметров соединительных и заземляющих проводов, а также, по возможности, с учетом полных внутренних сопротивлений сети и ИВЭП. В результате моделирования получают характеристику вносимого затухания ФРП для несимметричных помех. Если эта характеристика не удовлетворяет заданным требованиям, то производят корректировку значений параметров и (или) схемы фильтра согласно рекомендациям, изложенным выше. После одной или нескольких корректировок добиваются

выполнения заданных требований к вносимому затуханию ФРП для несимметричных помех.

4. Определяют величины емкостей симметричных конденсаторов C_X (рис. 1в) по требуемому вносимому затуханию для симметричных помех АСИМ на нижней частоте защищаемого диапазона. Оценку значения этой емкости можно произвести по формуле, аналогичной (1). При этом нужно учесть, что для симметричных помех имеем П-образную схему (рис. 1в), которую можно рассматривать как каскадное соединение двух Г-образных фильтров. Приближенная формула для расчета вносимого затухания в этом случае $A \approx 20 \lg[(L_\Phi C_\Phi (2\pi f_H)^2)^2] = 40 \lg[(L_\Phi C_\Phi (2\pi f_H)^2)]$ дБ, в которой нужно принять $L_\Phi = L_S$; $C_\Phi = C_X$. Напомним, что индуктивность рассеяния $L_S \approx (0,01 \dots 0,02)L$. С учетом изложенного получим приближенное соотношение для расчета емкости симметричного конденсатора:

$$C_X \geq \frac{10^{0,025 A_{\text{СИМ}}}}{L_S 4\pi^2 f_H^2}. \quad (3)$$

Например, при $L_S = 0,03$ мГн, $A_{\text{СИМ}} = 40$ дБ, $f_H = 100$ кГц получим $C_X \geq 0,83$ мкФ.

Далее выбирают тип симметричных конденсаторов и определяют их схему замещения с учетом паразитных параметров.

5. Проводят моделирование на ЭВМ схемы фильтра для симметричных помех с учетом паразитных параметров компонентов фильтра, полных внутренних сопротивлений сети и ИВЭП. В результате моделирования получают характеристику вносимого затухания ФРП для симметричных помех. Если эта характеристика не удовлетворяет заданным требованиям, то производят корректировку значений параметров и (или) схемы фильтра согласно рекомендациям, изложенным выше.

6. Разрабатывают конструкцию ФРП. При этом необходимо учитывать следующие рекомендации [1, 2]:

- элементы фильтра должны быть помещены в экран;
- звенья фильтра разделяют экранирующими перегородками, которые соединяют с шиной заземления максимально коротким проводником;
- электрические связи между звеньями выполняют с помощью проходных конденсаторов;
- компоненты фильтра располагают так же, как они изображены на схеме, т. е. в линию.

Моделирование фильтра на ЭВМ

В рассмотренной методике моделирование схемы ФРП и расчет вносимого затухания для симметричных и несимметричных помех используется для принятия решения о возможной корректировке схемы и параметров элементов с целью увеличения вносимого затухания. Моделирование проводят с использованием программы "FASTMEAN"

расчета электронных схем, которая разработана сотрудниками кафедры теории электрических цепей Санкт-Петербургского Государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича [4].

При моделировании следует учитывать паразитные параметры компонентов схемы, соединительных и заземляющих проводов, а также основные и паразитные параметры внутренних сопротивлений ИВЭП и сети. Сведения о паразитных параметрах используемых конденсаторов и катушек индуктивности могут быть получены из справочника или путем измерения их частотных характеристик и синтеза соответствующих схем замещения. На рис. 2 представлены модели сетевого фильтра (рис. 1) для несимметричных (рис. 2а) и симметричных (рис. 2б) помех. На рисунке Z_1, Z_2, Z_4, Z_5 – полные сопротивления соединительных проводов, а Z_3 – заземляющего провода. Эти сопротивления представляют последовательным соединением индуктивности и резистора. Сведения об этих параметрах можно найти в справочной литературе. Например, для соединительного провода диаметром 1 мм и длиной 1 м, его индуктивность и активное сопротивление составят примерно 1 мкГн и 25 мОм.

Семы замещения катушек индуктивности и конденсаторов фильтра представлены в простейшем виде (R - L - C контуры). Полное сопротивление сети (эквивалента сети) моделируется параллельным контуром R_C и L_C . Внутреннее сопротивление ИВЭП обусловлено параметрами его входного емкостного сглаживающего фильтра (C_Φ). При этом для несимметричных помех внутреннее сопротивление ИВЭП будет определяться паразитными параметрами C_Φ (относительно земли) $C_{i\text{НЕС}}$, $L_{i\text{НЕС}}$, $R_{i\text{НЕС}}$, а для симметричных помех – емкостью C_Φ ($C_{i\text{СИМ}}$) и ее паразитными параметрами ($L_{i\text{СИМ}}$, $R_{i\text{СИМ}}$). Если применяется LC C_Φ , то в схеме для симметричных помех нужно учесть индуктивность C_Φ с ее паразитными параметрами во внутреннем сопротивлении ИВЭП. Необходимо отметить, что некоторые паразитные параметры могут оказаться сравнительно малыми и ими можно пренебречь при моделировании ФРП.

Расчет и моделирование сетевого фильтра радиопомех для источника бесперебойного питания

Проведем расчет и детальное моделирование ФРП. Были проведены измерения уровня помех на выходе указанного источника по стандартной методике. На основании этих измерений были определены требования к вносимому затуханию фильтра для несимметричных помех, которые приведены на рис. 3 (с запасом 5–10 дБ). Будем считать, что для симметричных помех требования такие же.

Другие исходные данные для расчета: напряжение сети – 380 В, 50 Гц; рабочий ток преобразователя – 10 А; внутреннее сопротивление ИВЭП для

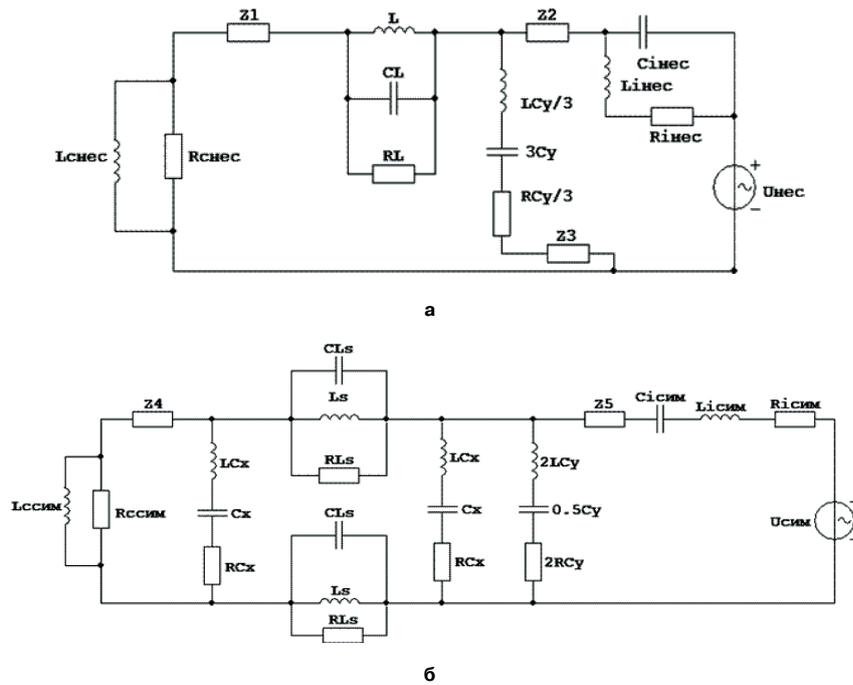


Рис. 2. Схемы сетевого фильтра для несимметричных (а) и симметричных (б) помех при моделировании на ЭВМ

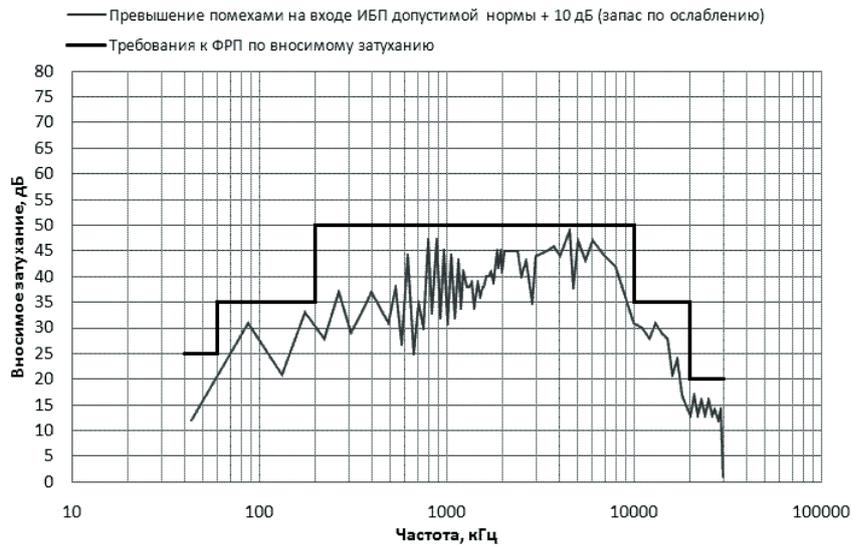


Рис. 3. Требования к вносимому затуханию ФРП

несимметричных помех – емкостное $C_{НЕС} = 500 \text{ пФ}$, а для симметричных помех – емкость $LCCФ$ с емкостью $C_{СИМ} = 4000 \text{ мкФ}$ и индуктивностью $0,5 \text{ мГн}$.

1. Для начального приближения выбираем схему ФРП, которая изображена на рис. 1. Предположим, что ограничений на значение несимметричной емкости C_Y не накладываемся. В качестве C_Y выбираем проходные конденсаторы $0,33 \text{ мкФ}$. Тип конденсаторов Б26.

2. Минимальная индуктивность дросселя, согласно (2) при $A = 40 \text{ дБ}$, $f_H = 50 \text{ кГц}$ (рис. 3) и $C_Y = 330 \text{ нФ}$, должно быть $L_{МИН} = 1,0 \text{ мГн}$. Трехобмоточный дроссель был изготовлен с учетом ра-

бочего тока 10 А на тороидальном магнитопроводе с большим значением (6000) магнитной проницаемости. Его индуктивность $1,13 \text{ мГн}$, паразитная емкость 400 пФ и паразитное сопротивление 9 кОм (в эквивалентной схеме рис. 2а). Индуктивность рассеяния составила 11 мкГн .

3. Моделирование схемы фильтра для несимметричных помех.

В модели (рис. 4), которая составлена согласно обоснованной ранее схеме (рис. 2а), компоненты фильтра представлены схемами замещения с учетом паразитных параметров. Учтены также схема замещения эквивалента

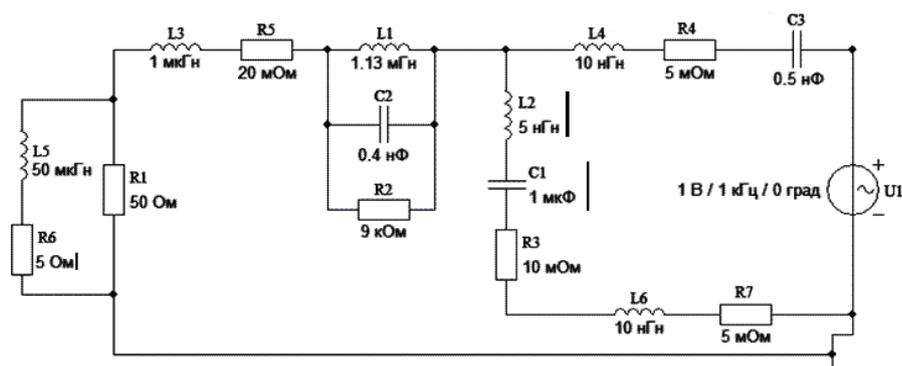


Рис. 4. Модель проектируемого ФРП для несимметричных помех

сети ($R1$, $R6$, $L5$), паразитная емкость $C3$ как внутреннее сопротивление ИВЭП для несимметричных помех, полные сопротивления соединительных проводов ($R5$, $L3$ и $R4$, $L4$) и заземления ($R7$, $L6$).

Характеристика вносимого затухания ФРП (как разность затуханий в дБ, рассчитанных в схеме с фильтром и в схеме без фильтра) представлена на рис. 5. Отметим, что заданные требования к вносимому затуханию фильтра выполняются, но без запаса в области частот 5–10 МГц. Как отмечалось выше, увеличить затухание в высокочастотной области можно путем включения дополнительного высокочастотного дросселя малой индуктивности и с малыми паразитными параметрами.

Анализ показал, что провал затухания в районе частоты 45 МГц обусловлен резонансом паразитной емкости ИВЭП $C3$ с паразитными индуктивностями несимметричного конденсатора $L2$, соединительного провода $L4$ и заземляющего провода $L6$. Увеличение любого из этих параметров ведет к уменьшению вносимого затухания в высокочастотной области. Поэтому при изготовлении

фильтра с особым вниманием нужно подходить к компоновке его компонентов и к минимизации длин соединительных и заземляющих проводов. В качестве примера на рис. 6 приведена характеристика затухания фильтра при увеличенной в 10 раз паразитной индуктивности заземляющего $L6$ провода (вместо 10 нГн стало 100 нГн). Как видно провал затухания сместился к частоте 20 МГц (что попадает в защищаемый диапазон 50 кГц–30 МГц). Кроме того, существенно (на 10 дБ и более) снизилось затухание фильтра в диапазоне выше 800 кГц.

Далее рассмотрим влияние подключения высокочастотного дросселя (с малыми паразитными параметрами) в схему ФРП. Соответствующая модель приведена на рис. 7, где указанный дроссель включен со стороны ИВЭП и имеет индуктивность 20 мкГн (паразитная емкость 100 пФ, сопротивление 3 кОм). В реальной схеме это эквивалентно включению отдельного дросселя 60 мкГн в каждую фазу или 20 мкГн, если используется трехобмоточный дроссель (при согласном включении обмоток для несимметричной помехи).

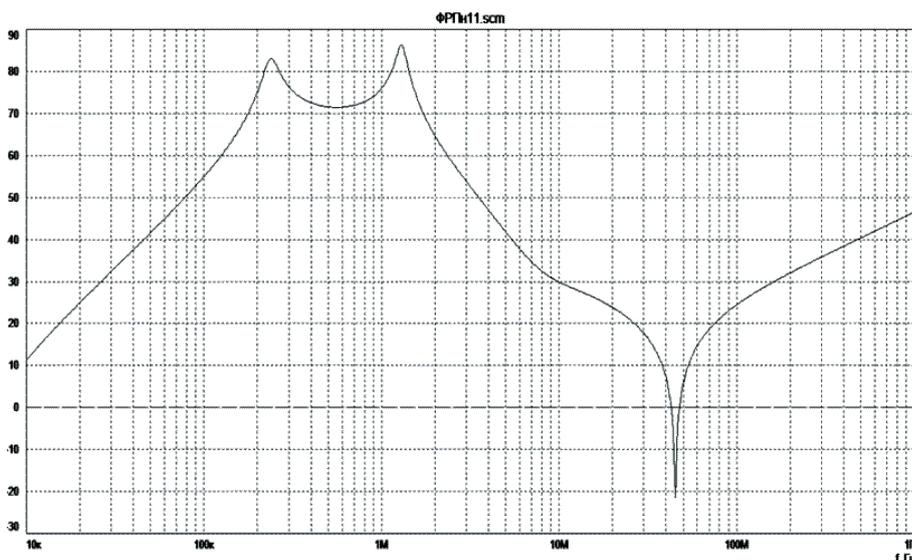


Рис. 5. Вносимое затухание проектируемого фильтра для несимметричных помех

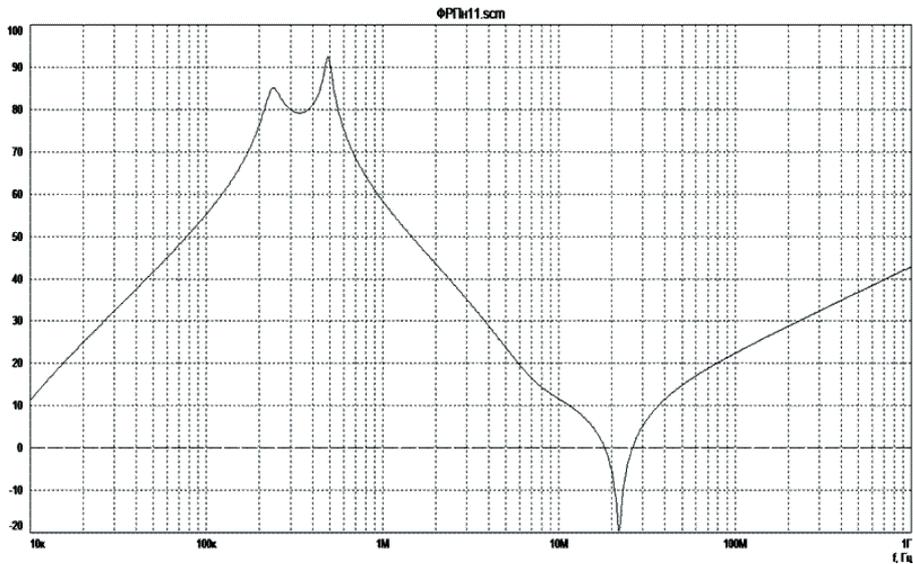


Рис. 6. Вносимое затухание ФРП при увеличенной паразитной индуктивности заземляющего провода

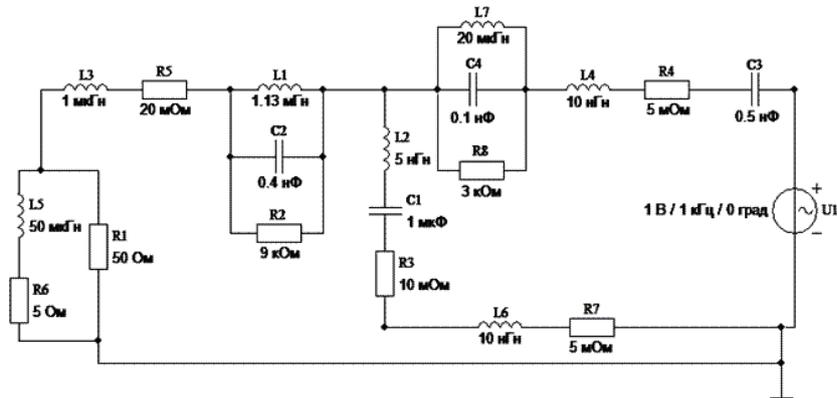


Рис. 7. Схема дополнительного фильтра с высокочастотным дросселем

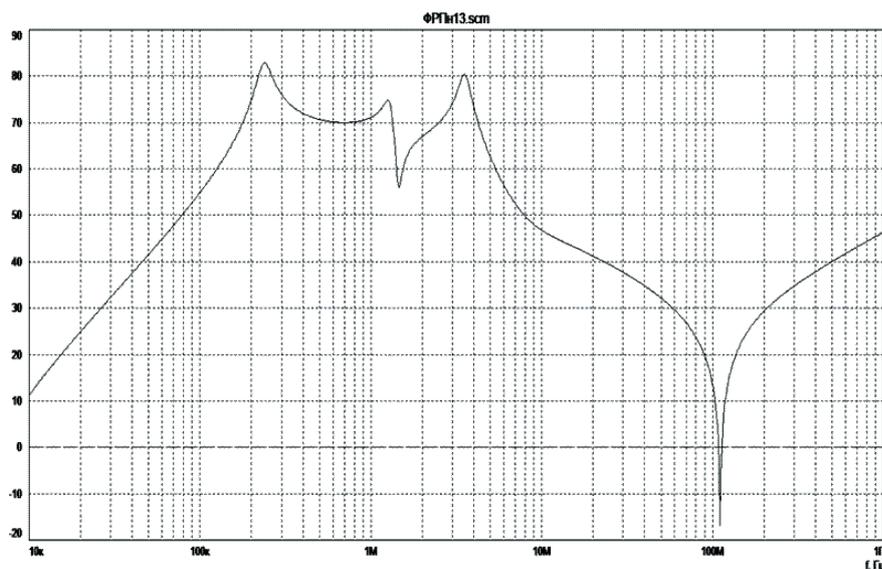


Рис. 8. Вносимое затухание ФРП с дополнительным высокочастотным дросселем

Соответствующая характеристика вносимого затухания приведена на рис. 8, из которого видно, что область эффективного подавления существенно расширилась в область более высоких частот. Так, в исходной схеме затуханию более 30 дБ соответствует полоса 30 кГц–10 МГц, а в схеме с высокочастотным дросселем эта полоса 30 кГц–60 МГц. Необходимо отметить, что эффект от подключения высокочастотного дросселя существенно зависит от качества заземления, что иллюстрирует рис. 9, на котором изображено вносимое затухание фильтра по схеме рис. 7 при увеличенной в 10 раз паразитной индуктивности заземляющего L6 провода.

Таким образом, в результате моделирования схемы ФРП для несимметричных помех было показано, что вносимое затухание удовлетворяет заданным требованиям и намечены пути увеличения затухания в верхней части защищаемого диапазона частот, что может понадобиться после натурных испытаний фильтра в составе действующей аппаратуры.

4. Расчет емкостей симметричных конденсаторов C_X . Оценку проводим по формуле (3) при $L_S = 0,011$ мГн, $A_{\text{сим}} = 40$ дБ, $f_H = 50$ кГц получим $C_X \geq 9,0$ мкФ. Выбираем конденсаторы типа МКР В32794 (фирмы EPCOS) емкостью 5,0 и 3,5 мкФ (соединяем параллельно). Паразитные параметры этих конденсаторов: индуктивность 28 нГн, сопротивление 7 мОм (приведены в справочнике).

5. Моделирование схемы фильтра для симметричных помех.

Модель (рис. 10) составлена согласно обоснованной ранее схеме (рис. 2б), компоненты фильтра представлены схемами замещения с учетом паразитных параметров (в схемах замещения конденсаторов учтены паразитные параметры соединительных проводов). Внутреннее сопротивление эквивалента

сети представлено резистором R1. Учтены также полные сопротивления соединительных проводов (R6, L5 и R7, L7). Предполагается, что внутреннее сопротивление ИВЭП для симметричных помех на рассматриваемых частотах определяется дросселем СФ L6 и его паразитными параметрами C5 и R8.

Как видно из характеристики вносимого затухания, рассчитанный фильтр удовлетворяет предъявленным требованиям, представленным на рис. 3. Однако на нижней частоте защищаемого диапазона 50 кГц получился значительный запас по затуханию (на этой частоте затухание 73 дБ вместо требуемых 40 дБ). Это объясняется тем, что приближенная формула (3), используемая для приближенного расчета емкости C_X , не учитывает внутренних сопротивлений сети и ИВЭП. Полученный результат говорит о том, что возможно некоторое уменьшение емкости C_X , а вместе с ней и вносимого затухания фильтра на нижней частоте защищаемого диапазона. Соответствующее моделирование показало, что возможно уменьшение указанной емкости до величины 2,2 мкФ при выполнении заданных требований к вносимому затуханию фильтра. Соответствующая характеристика затухания представлены на рис. 11.

Необходимо заметить, что вид и значения характеристики вносимого затухания на верхних частотах защищаемого диапазона существенно зависит от индуктивности провода L5, который соединяет ИВЭП и ФРП, а также от паразитной индуктивности L2 симметричного конденсатора. Это иллюстрируется рис. 12, на котором изображено затухание фильтра при увеличенной в 10 раз индуктивности соединительного провода L5. Как видно, провал затухания переместился на частоту чуть больше 20 МГц, т. е. в защищаемую область.

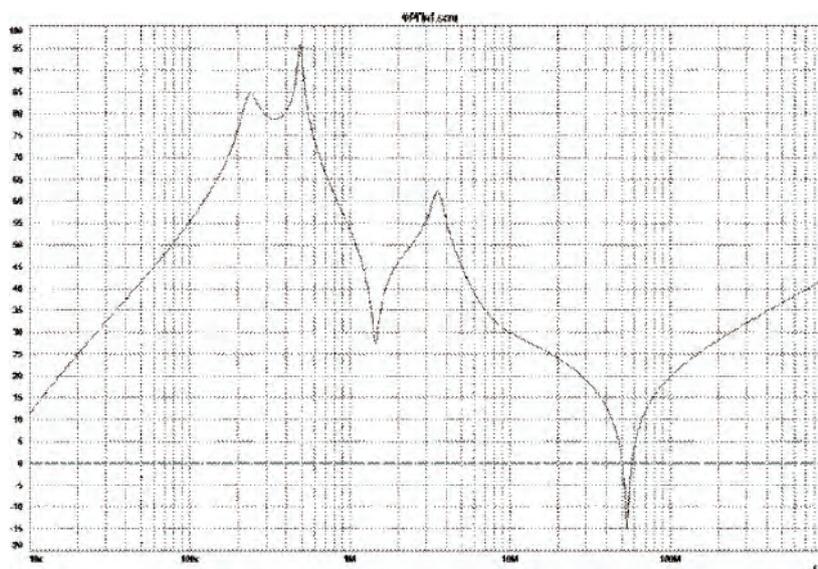
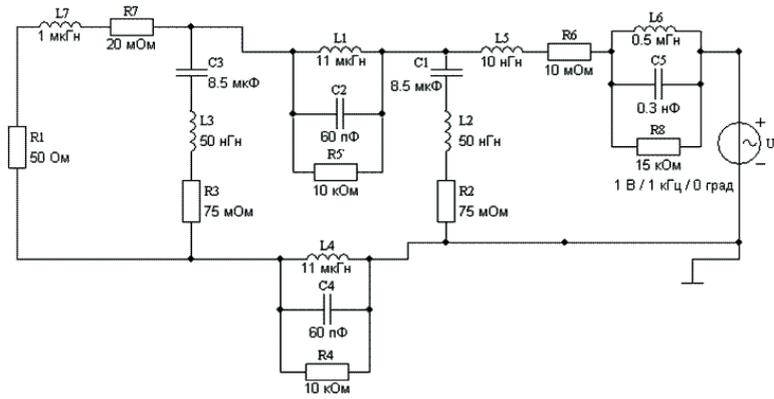
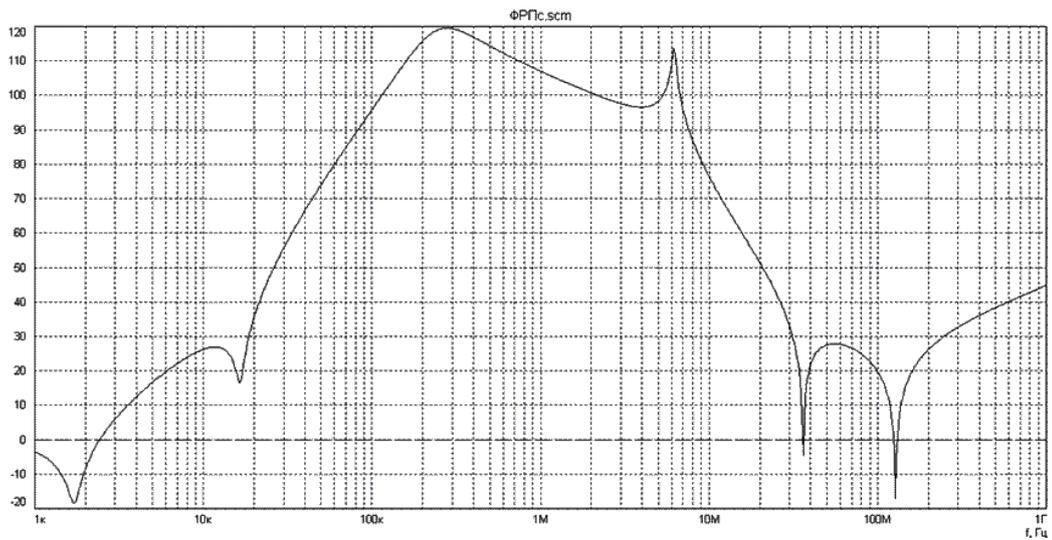


Рис. 9. Вносимое затухание фильтра с высокочастотным дросселем при «плохой земле»



а



б

Рис. 10. Схема фильтра (а) и его вносимое затухание для симметричных помех (б)

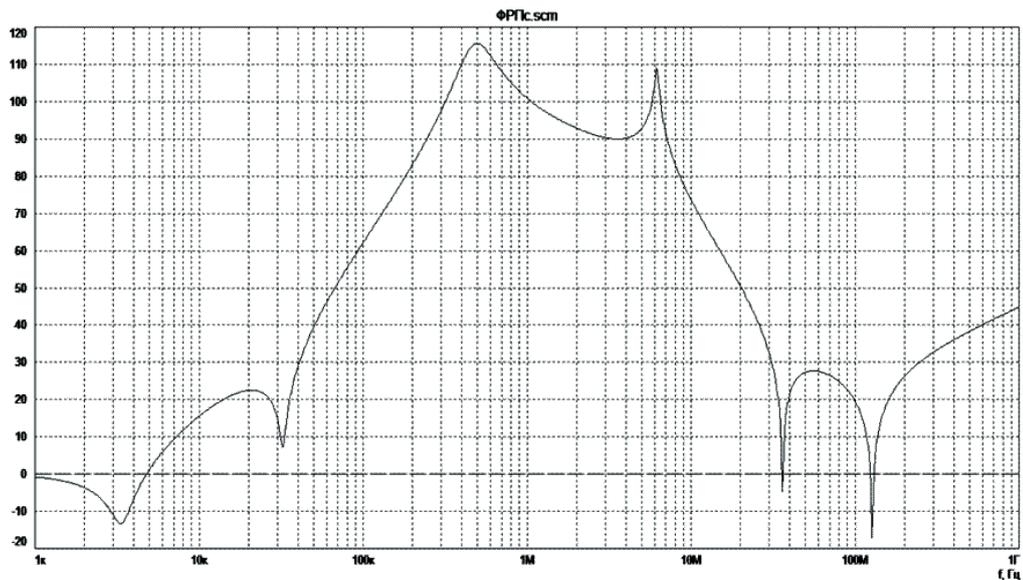


Рис. 11. Вносимое затухание фильтра для симметричных помех при $C_x = 2,2$ мкФ

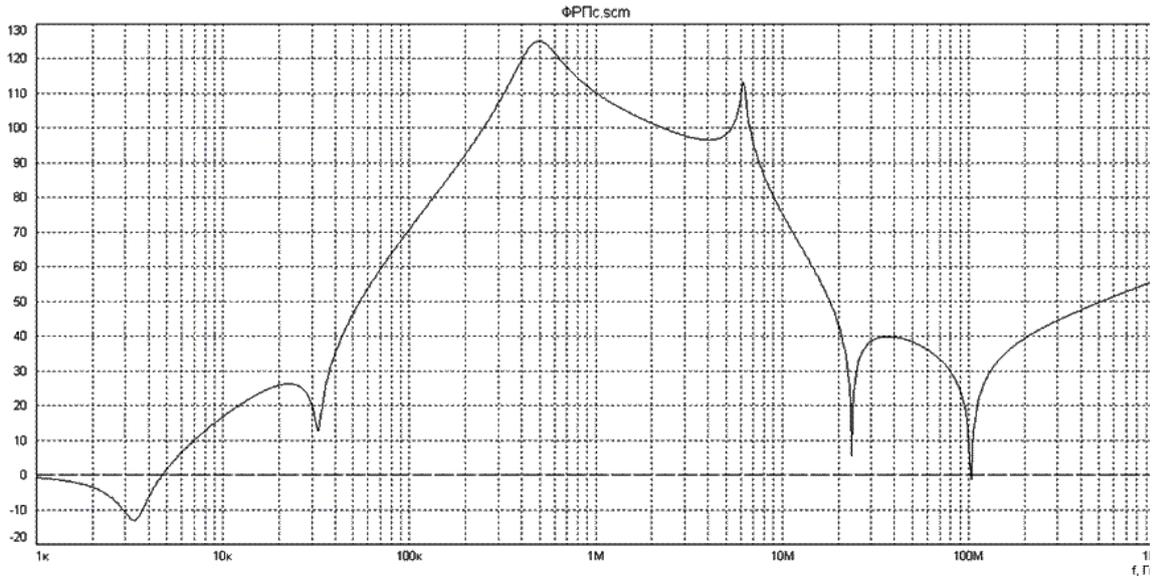
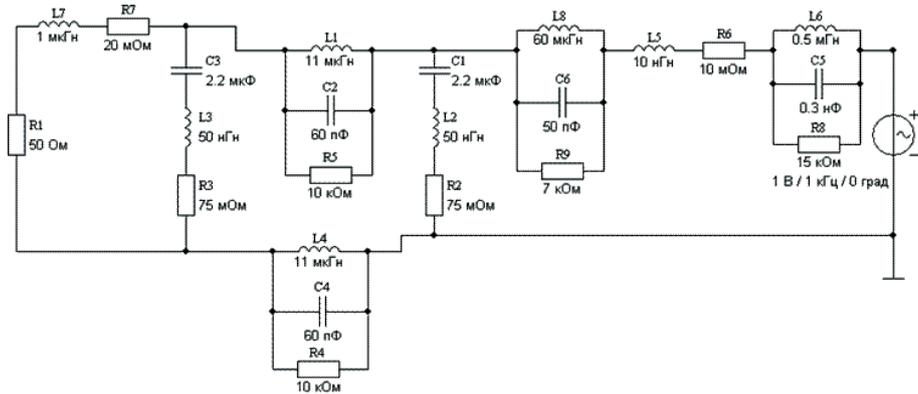
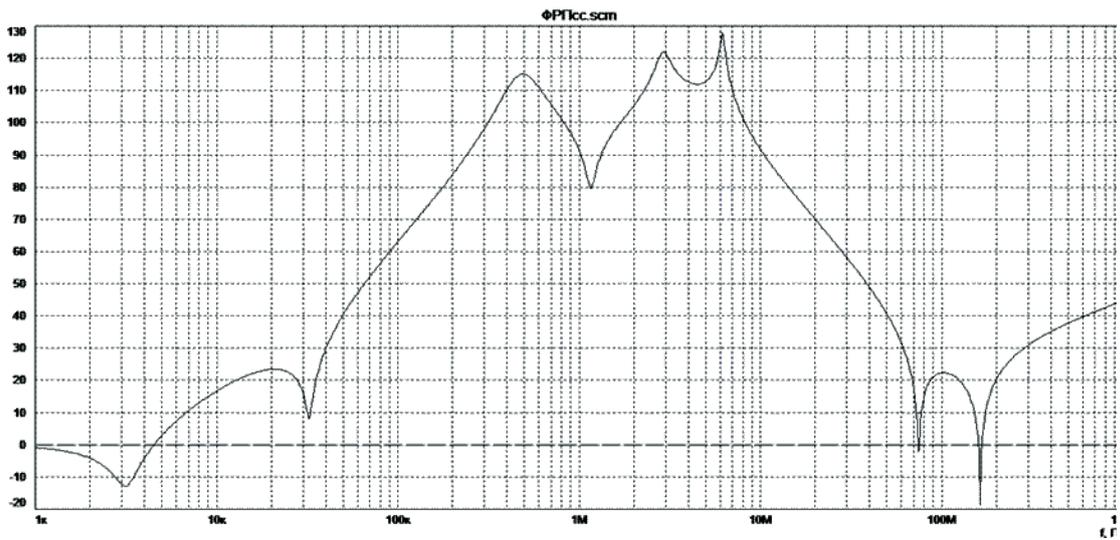


Рис. 12. Затухание фильтра при увеличенной индуктивности соединительного провода



а



б

Рис. 13. Схема ФРП с высокочастотным дросселем (а) и соответствующая характеристика вносимого затухания (б)

Далее рассмотрим влияние подключения высокочастотного дросселя (с малыми паразитными параметрами) в схему ФРП. Соответствующая модель приведена на рис. 13, где указанный дроссель включен со стороны ИВЭП и имеет индуктивность 60 мкГн (паразитная емкость 50 пФ, сопротивление 7 кОм). В реальной схеме это эквивалентно включению отдельного дросселя 60 мкГн в каждую фазу. Как видно из приведенной на том же рисунке характеристики, затухание на уровне 40 дБ продвинулось в область верхних частот до частоты 50 МГц по сравнению с 25 МГц для исходной схемы (рис. 11).

6. Результаты расчета. Схема ФРП на рис. 1. Параметры элементов: $C_{\gamma} = 330$ нФ, проходные Б26; $C_X = 2,2$ мкФ, тип В32794; индуктивность трехобмоточного дросселя $L = 1,13$ мГн (паразитная емкость 400 пФ, индуктивность рассеяния $L_S = 0,011$ мГн). Дроссель выполнен на тороидальном ферритовом сердечнике ($\mu = 6000$, размер $40 \times 24 \times 16$ мм), разделен на три секции, в каждой из которых в один слой намотано 11 витков медным проводом диаметром 1,4 мм. Фильтр помещен в литой силуминовый корпус размером $114 \times 90 \times 55$ мм. Испытания ФРП проводились в составе действующего ИВЭП и подтвердили эффективность подавления радиопомех

фильтром до уровня, который является ниже допустимого.

Результаты экспериментальных исследований макета ФРП

Для измерения помех, создаваемых источником бесперебойного питания (ИБП), использовался эквивалент сети *NNB-111* и селективный микровольтметр *SMV-11*. Микровольтметр *SMV-11* совместно с эквивалентом сети *NNB-111* представляют собой единый измерительный комплекс, предназначенный для регламентированного измерения кондуктивных несимметричных помех в диапазоне частот 9 кГц–30 МГц.

Структурная схема измерительной установки приведена на рис. 14.

Основная помеха, создаваемая на своем входе ИБП как импульсным источником вторичного электропитания, является периодической последовательностью коротких импульсов с частотой коммутации ключевых элементов (с частотой преобразования 88 кГц). Так как помеха периодическая, она представляет собой совокупность гармонических колебаний кратных частот. Поэтому при испытаниях микровольтметр *SMV-11* использовался в режиме измерения действующего значения на-

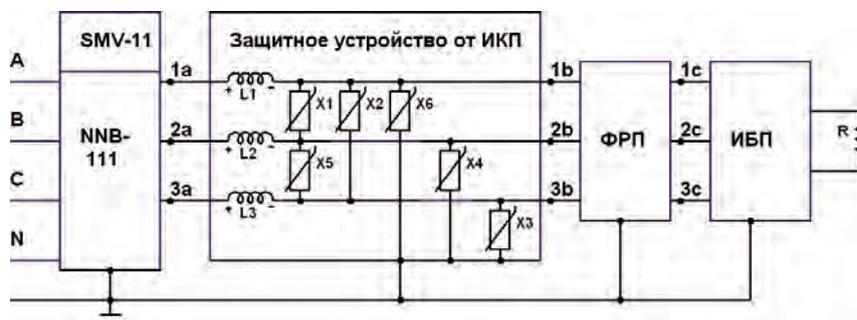


Рис. 14. Схема измерительной установки

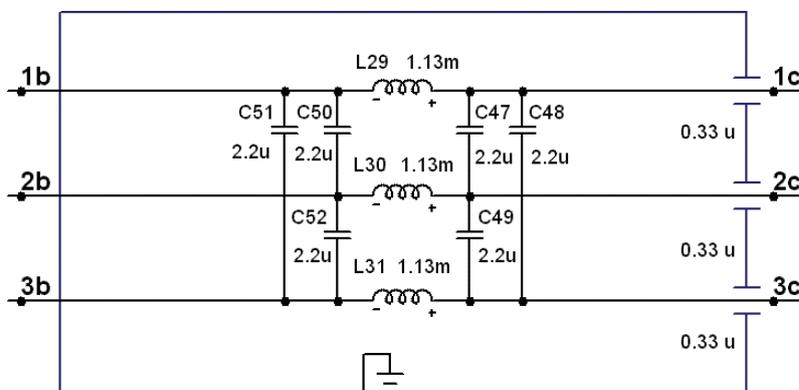


Рис. 15. Принципиальная схема макета фильтра радиопомех и величина измеренного напряжения помех (сплошная линия) на выходе эквивалента сети в режиме холостого хода в фазе 1а (рис. 14)

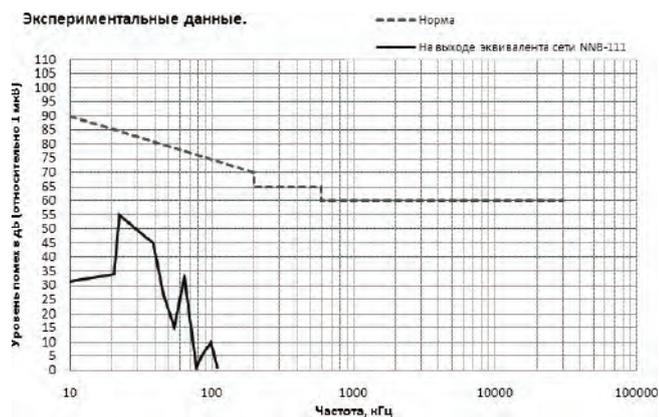


Рис. 16. Допустимая норма кондуктивных помех по стандарту EN5022 (штриховая линия)

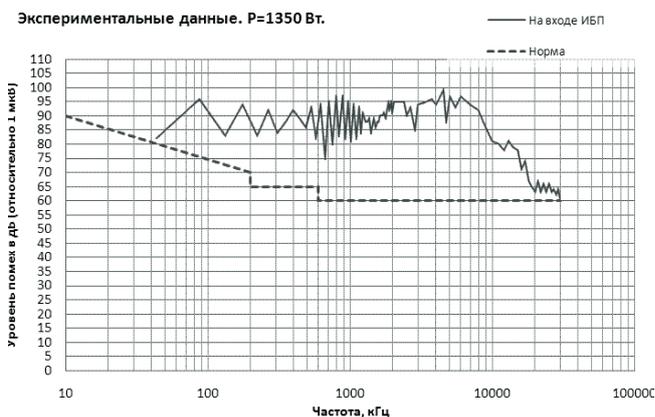


Рис. 18. Допустимая норма кондуктивных помех и величина измеренного напряжения помех (сплошные линии) на входе ИБП в фазе 1с (рис. 14) (35 1350 Вт)

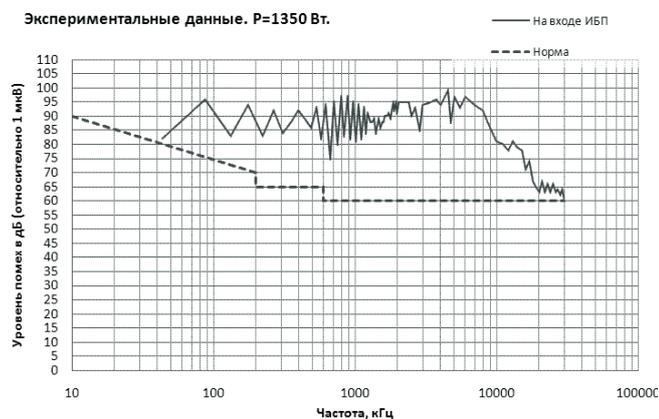


Рис. 17. Допустимая норма кондуктивных помех и величина измеренного напряжения помех (сплошная линия) на входе ИБП в фазе 1с (рис. 14)

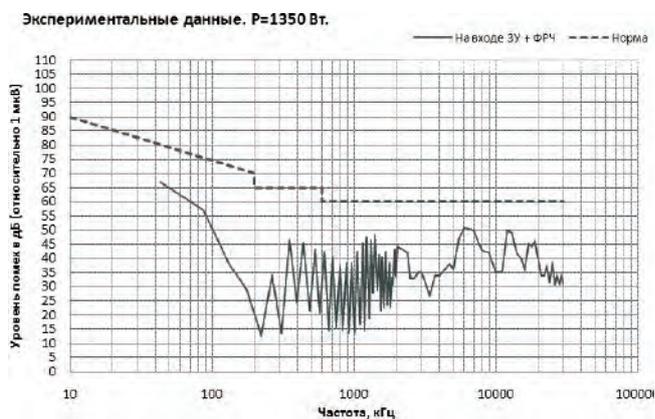


Рис. 19. Допустимая норма кондуктивных помех и измеренное напряжение помех (сплошная линия) на входе защитного устройства (3У) в фазе 1а (рис. 14)

пряжения гармонического колебания (в режиме АИ — измерение гармонических колебаний с большим отношением сигнал/шум).

На частотах до 150 кГц полоса пропускания микровольтметра выбиралась равной 0,2 кГц, на частотах выше 150 кГц полоса пропускания микровольтметра выбиралась равной 9 кГц согласно ГОСТ Р 52459.1-2009 (ЕН 301 489-1-2008).

Использованный в эксперименте макет ФРП приведен на рис. 15.

Ниже приведены результаты измерений напряжения помех питающей сети (на выходе эквивалента сети в режиме холостого хода — рис. 16–18), помех на входе ИБП и помех на входе защитного устройства от ИКП (импульсных коммутативных помех). Устройство защиты от ИКП (рис. 14) содержит три одинаковых дросселя по 1 мГн и шесть варисторов.

На основании проведенных измерений напряжения кондуктивных несимметричных помех могут быть сделаны следующие выводы.

Уровень помех (рис. 16) на выходе эквивалента сети значительно ниже максимально допустимого

уровня (“нормы”). Поэтому на результаты измерений эти помехи влияния не оказывают.

Уровень кондуктивных несимметричных помех, создаваемых ИБП на своем входе в номинальном режиме работы (напряжение трехфазной сети 380 В, постоянное напряжение на нагрузке 220 В, мощность в нагрузке 1,35 кВт), превышает допустимую норму во всем исследованном диапазоне частот.

В спектре помехи присутствуют составляющие с частотами не кратными 88 кГц. Это обусловлено тем, что ИБП построен по схеме сдвоенного однотактного ключевого преобразователя, плечи которого работают “в противофазе” с частотой преобразования равной 44 кГц. В силу неидентичности плеч при суммировании их выходных колебаний не происходит полной компенсации гармонических составляющих не кратных 88 кГц. По этой же причине импульсы входного тока, то есть сумма входных импульсов обоих плеч, не являются “чистой” последовательностью с частотой 88 кГц, а содержат также гармоники с частотами $44 + k \times 88$ кГц, $k = 0, 1, 2, \dots$. Величина этих гармоник меньше основных (кратных частоте 88 кГц).

При номинальном питающем напряжении (380 В) уменьшение мощности преобразователя с 1350 Вт до 36 Вт приводит к соответствующему уменьшению напряжения только первых четырех гармонических составляющих помехи. Высшие гармонические составляющие помехи при этом могут, как уменьшиться, так и увеличиться (рис. 18). Поэтому требования к вносимому затуханию ФРП начиная с 500 кГц и выше должны мало зависеть от уровня мощности, при которой предполагается использовать данный ИБП.

Таким образом, измерения показали, что использование в ФРП трехобмоточного дросселя с секционной намоткой обмоток на тороидальном сердечнике ($\mu = 6000$), имеющих малое число витков (по 11 витков), а также использование проходных помехоподавляющих конденсаторов (Б26-1), позволяет совместно с защитным устройством ослабить несимметричные кондуктивные помехи разработанного ИБП до допустимого уровня.

Макет помехоподавляющего фильтра ФРП при совместном использовании с защитным устройством обеспечивает необходимое подавление кондуктивных несимметричных помех, создаваемых ИБП на своем входе (рис. 19).

Специфика расчета сетевых ФРП с учетом обеспечения устойчивой работы системы “входной фильтр – источник питания”

Наличие входного фильтра может привести к неустойчивой работе ИВЭП. При этом, естественно полагается, что при автономной работе ИВЭП без входного фильтра обеспечена его устойчивая работа как выбором его параметров, так и применением цепей коррекции или многоконтурных отрицательных обратных связей [5–12]. Это объясняется тем, что стабилизированный ИВЭП, работающий в режиме ШИМ, имеет отрицательное значение активной составляющей дифференциального входного сопротивления. В таких системах при наличии реактивных четырехполюсников на входе ИВЭП (Г-образного LC-фильтра) возможно самовозбуждение [5–12].

Систему входной фильтр – импульсный преобразователь напряжения можно рассматривать как каскадно-включенные четырехполюсники. Передаточная функция данной системы определяется выражением [5–12]

$$H'(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1 + Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)/Z_{\text{ВХ}}(j\omega)} \quad (4)$$

для ИВЭП с входным фильтром передаточная функция $H(j\omega)$ – передаточная функция ИСН без учета входного фильтра; $Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)$ – выходное сопротивление входного фильтра в ИСН с входным фильтром; $Z_{\text{ВХ}}(j\omega)$ – входное сопротивление ИСН

с входным фильтром.

Для обеспечения устойчивости системы выражение в знаменателе передаточной функции не должно иметь положительных корней, что равносильно тому, чтобы

$$\frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{Z_{\text{ВХ}}} > -1. \quad (5)$$

Для абсолютно устойчивой системы необходимо, чтобы модуль выходного сопротивления входного фильтра был меньше модуля входного сопротивления ИСН во всем частотном диапазоне [5–12]. Однако выполнение этих требований приводит к ухудшению ряда характеристик системы. Снижение выходного сопротивления входного фильтра приводит к снижению избирательности входного фильтра [5], т. е. уменьшению подавления помех, проникающих от ИСН в первичный источник электропитания, или снижению подавления импульсных помех, проникающих из первичной сети электропитания на вход ИСН.

Для оценки устойчивости системы “входной фильтр–ИСН” РСП необходимо знать выражения для выходного сопротивления входного фильтра и входного сопротивления ИСН. При исследовании взаимного влияния входного фильтра и ИСН обязательным условием является устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения без входного фильтра, так как в числителе выражения (4) стоит передаточная функция $H(j\omega)$.

Таким образом, при расчете сетевых ФРП и других типов входных фильтров наряду с исследованием характеристик затухания фильтров, обеспечивающих требования по ЭМС, следует рассчитывать выходные сопротивления ФРП для обеспечения устойчивости системы “сетевой фильтр – источник питания”. Но решение данной проблемы выходит за рамки данной статьи и будет рассмотрен в отдельной работе.

Литература

1. Векслер Г., Недочетов В., Пилинский В. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. – Киев: Техника. 1990.
2. Ланцов В., Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 2. // Силовая электроника. 2007, № 1.
3. ГОСТ Р 51527 – 99. Совместимость технических средств электромагнитная. Стабилизированные источники постоянного тока. Кондуктивные электромагнитные помехи. Нормы и методы испытаний.
4. www.fastmean.ru.
5. Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В., Самылин И. Н. Повышение эффективности преобразовательных и

радиотехнических устройств. — М.: Радио и связь, 2005. — 423 с.

6. **Шушпанов Д. В.** Высокоэффективные импульсные преобразователи напряжения с ШИМ и распределенные системы электропитания на их основе. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность: 05.12.04 — “Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения”. — СПб. 2005. 244 с.

7. **Самылин И. Н.** Развитие теории, принципов построения транзисторных преобразователей напряжения и распределенных систем электропитания на их основе. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Специальность: 05.12.04 — “Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения”. СПб. 2006. — 434 с.

8. **Смирнов В. С.** Эквивалентные частотные характеристики транзисторных ключевых устройств с отрицательной обратной связью. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность: 05.12.04 — “Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения”. СПб. 2007. — 261 с.

9. **Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В., Кобелянский А. Е.** Устойчивость работы распределенной системы электропитания при двукратном преобразовании энергии // Электронные компоненты. Москва.

2007. № 9.

10. **Middlebrook R. D.** Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators // IEEE Power Electronics Specialists Conference. 1977. pp. 36–57.

11. **Mitchell D. M.** Power Line Filter Design Considerations for dc-dc Converters // IEEE Industry Applications Magazine. November/December. 1999. pp. 16–26.

12. **Middlebrook R. D.** Design Techniques for Preventing Input-Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators // Proc. Fifth National Solid-State Power Conversion Conference. 1978. P. A.3.1 – A.3.16.

Сергеев Валерий Варламович, д. т. н., профессор, заместитель заведующего кафедрой ТЭЦ СПб ГУТ;

Замулин Олег Леонидович, к. т. н., доцент кафедры ТЭЦ СПб ГУТ;

Шушпанов Дмитрий Викторович, аспирант кафедры “Теория электрических цепей” Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, e-mail: dimasf@inbox.ru;

Павлов Алексей Владимирович, сотрудник ООО “Перспектива”, аспирант СПб ГУТ.

В. Ф. Дмитриков, Д. А. Андреев, З. В. Кузьмичев, М. Я. Красильников

РАЗРАБОТКА ПЕРСПЕКТИВНЫХ КЕРАМИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ И ФИЛЬТРОВ НА ИХ ОСНОВЕ

V. F. Dmitrikov, D. A. Andreev,
Z. V. Kuzmitchev, M. Y. Krasilnikov

Design Of Prospective Ceramic Capacitors
And Filters On Their Basis

Приводятся основные характеристики и особенности разработанных и освоенных в производстве ОАО "НИИ "Гириконд" керамических многослойных шайбовых помехоподавляющих конденсаторов и проходных фильтров нижних частот с их использованием. Рассматривается возможность применения этих изделий в системах электропитания.

Ключевые слова: керамический конденсатор, помехоподавляющий конденсатор, проходной фильтр, фильтр нижних частот

The paper presents the main characteristics and features of ceramic multilayer beaded suppression capacitors designed and assimilated in production by open joint-stock company "NII "Giricond" and feedthrough low-pass filters implementing these capacitors. The capability of using these products for electric power systems is considered.

Key words: ceramic capacitor, suppression capacitor, feedthrough filter, low-pass filter

Вопросы электромагнитной совместимости являются весьма актуальными при создании средств электропитания, в том числе систем и источников вторичного электропитания (ИВЭП). Во входных и выходных цепях последних, как правило, имеются фильтры для подавления высокочастотных помех, как из сети, так и со стороны самого источника питания. Обязательными элементами этих фильтров являются электрические конденсаторы.

С повышением частоты преобразования ИВЭП растет и частота помех. Эффективность помехоподавления на высоких частотах зависит от значений собственной индуктивности и частотной зависимости полного сопротивления применяемых конденсаторов. В этом отношении предпочтительными являются многослойные керамические конденсаторы, но величина их емкости оказывается недостаточной для использования в фильтрах выходных цепей.

Для решения этой проблемы предлагалось параллельное соединение танталового оксидно-полупроводникового или объемно-пористого (большая емкость) и керамического прямоугольного чип-конденсатора (хорошие высокочастотные характеристики). Однако, как будет показано дальше, собственная индуктивность и значение собствен-

ного резонанса таких керамических конденсаторов все же ограничивают верхнюю границу полосы помехоподавления.

Наилучшие характеристики в этом отношении имеют керамические конденсаторы коаксиальной, особенно шайбовой, конструкции.

Первые отечественные многослойные шайбовые керамические конденсаторы К10-44 были разработаны в НИИ "Гириконд" в 1976 г. и в дальнейшем модернизировались с применением новых керамических материалов в направлении расширения шкалы номинальных емкостей и напряжений.

Чередующиеся слои керамического диэлектрика и электродов таких конденсаторов (рис. 1), отдельные слои которых соединены параллельно, образуют емкость между внутренней и внешней контактными поверхностями. Эта конструкция позволяет получать значения емкости от единиц пФ до нескольких мкФ.

В иностранных каталогах [1–3] конденсаторы такого типа, в основном, называют "Multilayer Discoidal Capacitors", а в отечественной технической литературе – "дискоидальными конденсаторами". Мы называем такие конденсаторы по их конструкции – проходными шайбовыми, а по их назначению – помехоподавляющими. Низкие значения

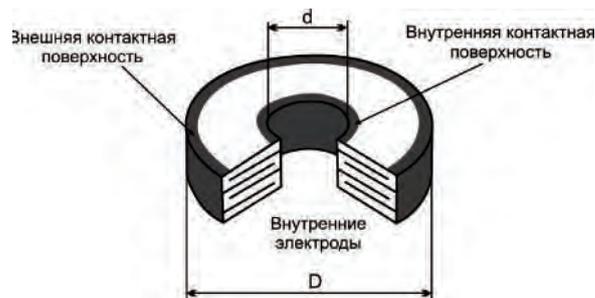


Рис. 1. Внешний вид и конструкция керамических шайбовых конденсаторов

собственной индуктивности конденсаторов обеспечивают хорошие помехоподавляющие свойства в диапазоне частот до 10 ГГц и выше.

В настоящее время разработаны и освоены в производстве современные конденсаторы К10-81, соответствующие мировому техническому уровню. Конденсаторы имеют 4 группы температурной стабильности емкости: МП0, Н20, Н50 и Н90. Значения изменения емкости для этих групп в интервале рабочих температур приведены в таблице 1, а в таблице 2 приведены размеры, шкала номинальных емкостей и напряжений конденсаторов. Конденсаторы имеют широкий диапазон напряжений от 50 до 1000 В и емкостей от 4,7 пФ до 10 мкФ. В зависимости от значений внешнего и внутреннего диаметров конденсаторы имеют 9 типоразмеров. Внутренний диаметр 1,3 мм обеспечивает максимальное значение тока через проходной вывод 1,0 мм – 15 А, а 2,5 мм через вывод 2,0мм – 25А.

Зарубежные изготовители шайбовых конденсаторов наряду с обычными для конденсаторов параметрами (номинальная емкость, номинальное напряжение, тангенс угла потерь и т. д.) приводят

и характеристики помехоподавления. В качестве примера на рис. 2 приведены частотные зависимости вносимого затухания конденсаторов ТВС французской фирмы Eurofarad [2].

Частотные зависимости вносимого затухания конденсаторов К10-81 соответствуют АЧХ фильтров С-типа с одинаковыми значениями емкости и будут приведены далее в таблице 4.

Шайбовые конденсаторы монтируют пайкой за наружную контактную поверхность к “заземленной” плоской металлической или металлизированной панели или в соответствующие углубления. Через внутреннее отверстие проходит “проходной” вывод, припаиваемый к внутренней контактной поверхности конденсатора.

По помехоподавляющим свойствам шайбовые конденсаторы имеют преимущества перед прямоугольными керамическими чип-конденсаторами. На рис. 3 приведены частотные зависимости вносимого затухания таких конденсаторов и чип-фильтров для поверхностного монтажа, а также шайбовых конденсаторов и фильтров на их основе для монтажа в панели (фирма Syfer, Англия [3]).

На начальном этапе характеристик наблюдается одинаковый для всех конструкций рост вносимого затухания, соответствующий частотной зависимости емкостной составляющей полного сопротивления. Далее наблюдается увеличение крутизны АЧХ для фильтров Рi типа по сравнению с С типом. У конденсаторов и чип-фильтров для поверхност-

Таблица 1. Изменение емкости в интервале рабочих температур

Группа по ТСЕ	МП0	Н20	Н50	Н90
Изменение емкости ΔС _n в интервале рабочих температур, не более, %	± 1	± 20	± 50	± 90
Интервал рабочих температур, °С	-60 ... +125		-60 ... +85	

Таблица 2 Шкала номинальных емкостей и напряжений конденсаторов К10-81

Группа ТСЕ	U _{ном1} , В							
	50	100	160	250	350	500	750	1000
МП0	—	2200 пФ... 0,1 мкФ	560 пФ... 0,047 мкФ	220 пФ... 0,022 мкФ	4,7 ... 5600 пФ	470 ... 2200 пФ	47 ... 1500 пФ	100 ... 560 пФ
Н20, Н50	0,1... 3,3 мкФ	0,047... 1,5 мкФ	0,015 ... 0,68 мкФ	6800 пФ... 0,33 мкФ	470 пФ... 0,22 мкФ	3300 пФ... 0,15 мкФ	—	—
Н90	0,22... 10,0 мкФ	0,047... 2,2 мкФ	—	0,015 ... 0,68 мкФ	—	—	—	—
D, мм	4,0; 5,0; 6,3; 8,0; 10,0; 12,0				8,0; 10,0; 12,0		10,0; 12,0	

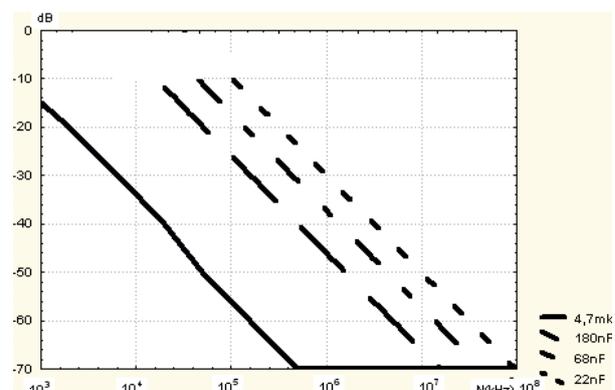
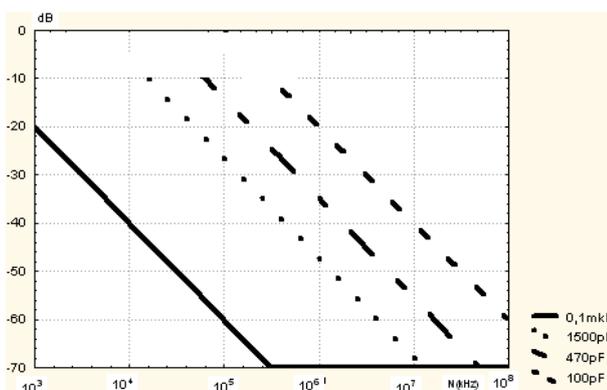
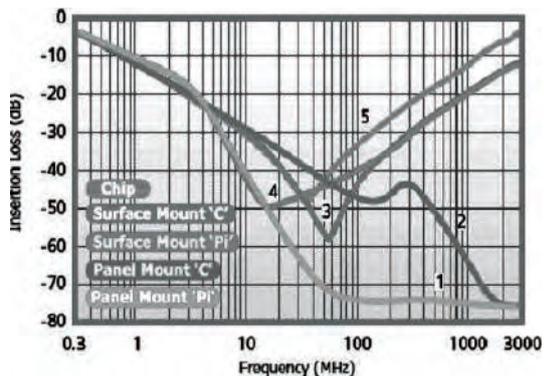


Рис. 2. Частотные зависимости вносимого затухания конденсаторов ТВС [2]



1 – Panel Mount Pi; 2 – Panel Mount C; 3 – Surface Mount C;
4 – Surface Mount Pi; 5 – Chip

Рис. 3 Частотные зависимости вносимого затухания керамических конденсаторов и фильтров различной конструкции с одинаковыми значениями емкости [3]

ного монтажа начиная с определенной частоты, соответствующей частоте собственного резонанса, наблюдается снижение вносимого затухания в соответствии с частотной зависимостью индуктивной составляющей полного сопротивления. Для шайбовых конденсаторов и фильтров с их применением (монтаж на панели – *Panel Mount*) вносимое затухание увеличивается с частотой вплоть до 3000 МГц. Подобные зависимости были получены и нами. Следует отметить, что если шайбовые конденсаторы использовать просто с припайкой проволочных проводников к внутренней и наружной контактным поверхностям, их частотные зависимости приобретают вид, характерный для поверхностного монтажа (*surface mount*).

Частота резонанса при таком способе монтажа определяется индуктивностью подводящих проводников и емкостью конденсатора. Индуктивность при монтаже на панель во много раз меньше.

Зарубежные фирмы, производящие шайбовые многослойные керамические проходные конденсаторы, выпускают и фильтры нижних частот с использованием этих конденсаторов в качестве емкостных элементов. Эти фильтры имеют одинаковую конструкцию: внутри полого металлического корпуса размещаются емкостные и индуктивные элементы, которые соединяются в определенной последовательности, образуя фильтры *C*, *LC*, или *Pi* типов. В качестве индуктивного элемента используются либо дроссели, намотанные на ферритовые сердечники, либо проходной вывод на который для увеличения его индуктивности надевается ферритовый трубчатый сердечник. Максимальные емкости зарубежных фильтров находятся в диапазоне 10...12 мкФ. Применение в качестве индуктивных элементов намотанных дросселей увеличивает индуктивность фильтра и повышает вносимое затухание. Но при этом номинальный ток ограничивается максимально допустимым током через дроссель, который составляет примерно 0,2–2 А.

Основная потребность отечественной промышленности в таких помехоподавляющих фильтрах закрывалась разработанными НИИ “Гириконд” в 1982 г. керамическими фильтрами Б23Б. Несмотря на большие объемы применения, фильтры Б23Б имели следующие недостатки:

- низкую механическую прочность керамического корпуса;
- низкую стабильность емкости в диапазоне рабочих температур (группа ТСЕ Н90);
- отсутствие фильтров на номинальное напряжение свыше 250В, что не позволяло применять фильтры даже в цепях сети 220 В;
- отсутствие фильтров с небольшими значениями номинальной емкости из стабильных материалов для сигнальных цепей.

Эти недостатки были устранены в разработанных нами в 2007 г. фильтрах типа “болт” в металлических корпусах Б25-3 [4]. В качестве емкостных элементов в них использовались конденсаторы К10-81. Однако эти фильтры имеют электрическую схему только *C*-типа.

В 2009 г. в рамках государственного оборонного заказа была разработана и освоена в производстве следующая серия фильтров категории качества “ВП” в металлических корпусах: Б26-1 – *C* типа, Б26-2 – *LC* типа и Б26-3 – *Pi* типа (рис. 4). За счет применения новых материалов номинальное напряжение фильтров повышено до 1000 В, шкала номинальных емкостей расширена до 22 мкФ. Размеры фильтров приведены на рис. 5, шкала номинальных емкостей и напряжений – в таблице 3.

В серии разработанных фильтров следует отметить малогабаритные фильтры Б26-1, 2 с номинальным током 10 А, весом до 1,5 г и фильтры Б26-3 *Pi*-типа. Этот тип фильтров обеспечивает наибольшую крутизну АЧХ и, соответственно, максимальные значения вносимого затухания по сравнению с фильтрами *C* и *LC* типов.

Большое внимание при разработке фильтров уделялось исследованию амплитудно-частотных характеристик вносимого затухания. Определенную трудность представляла разработка измерительного контейнера, соответствующего требованиям ГОСТ по измерению этого параметра. С использованием современного компьютеризированного измерителя комплексных коэффициентов передачи “Обзор-103” была решена задача измерения



Рис. 4 Внешний вид фильтров Б25-3 и Б26 типа “болт”

Таблица 4. Вносимые затухания A конденсаторов К10-8 и фильтров Б26-1 и Б26-2 в электрической схеме с волновым сопротивлением 50 Ом

Номинальная емкость	A , дБ, не менее, на частоте, МГц									
	0,01	0,1	1,0	10	30	100	300	1000	10000	
220...270 пФ	—	—	—	—	4	10	17	22	35	
680; 820 пФ	—	—	—	4	10	15	25	35	45	
2200...2700 пФ	—	—	2	9	17	25	33	40	50	
4700...5600 пФ	—	—	—	15	25	32	40	45	55	
0,01...0,022 мкФ	—	—	4	21	30	37	45	55	60	
0,1...0,15 мкФ	2	8	20	40	45	50	55	65	70	
0,47...0,68 мкФ	6	14	33	50	55	58	60	75	75	
1,0...1,5 мкФ	9	25	45	53	58	60	65	75	80	
2,2...3,3 мкФ	15	26	48	55	60	65	70	80	80	
6,8...10 мкФ	25	40	52	65	70	75	80	80	80	
15...22 мкФ	35	47	57	70	75	80	80	80	80	

Таблица 5. Вносимые затухания A фильтров Б26-3 в электрической схеме с волновым сопротивлением 50 Ом

Номинальная емкость	A , дБ, не менее, на частоте, МГц									
	0,3	1,0	3,0	10	30	50	100	300	1000	
3300...3900 пФ	—	—	3	15	35	45	55	60	70	
6800...8200 пФ	—	—	8	28	45	56	66	70	70	
0,015...0,022 мкФ	—	5	12	40	55	63	70	70	70	
0,047...0,068 мкФ	5	11	25	62	75	75	75	75	75	
0,1...0,15 мкФ	7	12	35	68	75	75	75	75	75	
0,47...0,68 мкФ	20	45	65	75	75	75	75	75	75	
2,2...3,3 мкФ	30	70	75	75	75	75	75	75	75	
4,7 мкФ	53	80	75	75	75	75	75	75	75	

АЧХ позволяет выбрать фильтры для конкретных условий их применения в системах электропитания. На рис. 7 приведены частотные зависимости вносимого затухания фильтров Б26 трех типов: C – Б26-1, кривая 1; LC – Б26-2, кривая 2 и Pi – Б26-3, кривая 3.

В области частот до 500 МГц видно явное преимущество разработанных впервые в России фильтров Pi типа в металлических корпусах, которые наряду со сглаживающими конденсаторами выходного фильтра целесообразно применить для подавления помех с частотой преобразования и выше. Для сетевых фильтров – использовать фильтры большей емкости с номинальным током 25 А.

Заключение

Разработанные и поставляемые ОАО “НИИ “Гириконд” помехоподавляющие конденсаторы и проходные фильтры нижних частот категории качества “ВП” не уступают по своим характеристикам зарубежным аналогам и могут найти применение в различных устройствах электропитания.

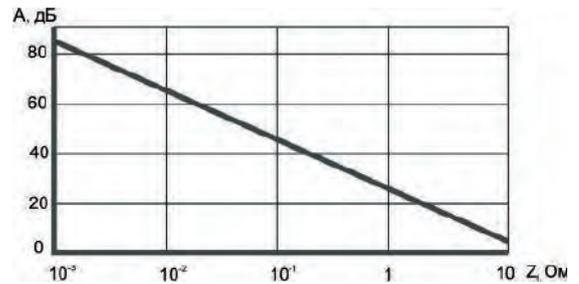


Рис. 6 Зависимость передаточного сопротивления Z_t в 50-омной системе



Рис. 7 Сравнение частотных характеристик фильтров Б26 С-, LC-, Pi- типов с близкими значениями фактической емкости: 1 – Б26-1 Сфакт = 1,13 мкФ; 2 – Б26-2 Сфакт = 1,1 мкФ; 3 – Б26-3 Сфакт = 1,1 мкФ

Литература

- EMI Filtering. Product Guide, каталог фирмы Spectrum Control inc., USA.
- Ceramic capacitors, каталог фирмы “Eurofarad” Франция.
- Discoidal capacitors, каталог фирмы Syfer, Англия.
- М. Красильщиков, В. Смирнов, А. Шалаева. Керамические проходные ФНЧ с малыми потерями, ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2009, № 7, 8.
- Б. П.Беленький. Новые разработки и производство конденсаторов для источников и систем вторичного электропитания в ОАО “НИИ “Гириконд”, ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПИТАНИЕ, 2005, спец. выпуск.

Андреев Дмитрий Александрович, инженер, ОАО “НИИ “Гириконд”, НПК Керамических фильтров тел.:(812) 297-76-30;
Кузьмичев Захар Владимирович, инженер, ОАО “НИИ “Гириконд”, НПК Керамических фильтров тел.:(812) 552-24-38;
Красильщиков Михаил Яковлевич, к.т.н., доцент, начальник НПК Керамических фильтров тел.:(812)552-21-66.

А. В. Павлов, В. А. Павлова

ЭКРАНИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ В ИВЭП

A. V. Pavlov, V. A. Pavlova

EMI Shielding In Secondary Power Supplies

Рассматриваются вопросы обеспечения электромагнитной совместимости в источниках вторичного электропитания путем экранирования узлов от помех излучения. Рассчитаны частотные зависимости экранного затухания однородных экранов из различных металлов. Исследуется влияние резонансов во внутреннем объеме экранов на общее затухание. Представлен алгоритм расчета толщины металлического экрана, обеспечивающего необходимый уровень затухания электромагнитной помехи.

Ключевые слова: экранирование, электромагнитные помехи (ЭМИ), помехи излучения, источник вторичного электропитания

Problems of electromagnetic compatibility of secondary power supplies by shielding parts from radiated noise. Screen damping frequency dependences for homogeneous shields made of different metals are calculated. The effect of resonance on overall damping in shielding internal content is investigated. Metal screen width computation algorithm that provides necessary electromagnetic interference damping level is presented.

Key words: shielding, electromagnetic interference (EMI), radiated EMI, secondary power supply

Источники вторичного электропитания импульсного типа благодаря своим многочисленным достоинствам широко используются в радиоэлектронной аппаратуре. Одновременно они представляют собой мощные генераторы нежелательных электромагнитных излучений, т. е. являются источниками помех, будучи устройствами с высокими уровнями импульсной мощности, с большими уровнями напряжений и токов.

Для снижения уровней помех излучения наиболее эффективным конструкторским средством является экранирование. Оно может применяться как для отдельных элементов и узлов РЭА, так и для радиоэлектронных устройств в целом.

Для количественной оценки действия экранов и качества защитных корпусов используются следующие параметры [1–3]:

– коэффициент экранирования $K_{Э}$, равный отношению напряженности электрического поля $E_{Э}$ или магнитного поля $H_{Э}$ в какой-либо точке экранированного пространства к напряженности поля E_0 или H_0 в той же точке при отсутствии экрана:

$$K_{Э} = \frac{E_{Э}}{E_0} = \frac{H_{Э}}{H_0}, \quad (1)$$

– экранное затухание

$$A_{Э} = 20 \lg \left| \frac{1}{K_{Э}} \right|. \quad (2)$$

Электромагнитный экран одновременно с выполнением основной функции – ослабления помех – оказывает воздействие на собственные параметры цепей экранируемого объекта, что связано с перераспределением электромагнитного поля в защищаемой области пространства.

Эффективность экранирования зависит от частоты поля излучаемой помехи, от его структуры, интенсивности и характера помех (гармонического

или импульсного), от расстояния между источником и рецептором помех, от материала и толщины экрана, его конфигурации, наличия щелей и др. Получение аналитических соотношений для расчета конструкций экранов с учетом указанных факторов очень сложная задача. Поэтому при выводе расчетных формул используются различные допущения, которые в некоторой степени ограничивают применение теоретических результатов.

Поскольку частоты электромагнитных помех, создаваемых импульсными ИВЭП, соответствуют диапазонам ОВЧ, УВЧ и СВЧ (от 30 МГц до 30 ГГц) [1], размеры экранов сравнимы с длиной волны помехи. При падении поля помехи на экран часть энергии падающей волны отражается вследствие несовпадения волновых характеристик материала экрана и окружающего пространства, а часть энергии проникает в экран и распространяется в нем, ослабляясь в соответствии со значением постоянной затухания электромагнитной волны в материале стенки экрана $\alpha_{Э}$. Ослабление электромагнитного поля происходит благодаря действию вихревых токов в толще экрана.

Постоянная распространения в материале стенки экрана (постоянная вихревых токов)

$$\gamma_{Э} = \frac{j\alpha_{Э}\omega}{V_{Ф}} \quad (3)$$

для металла равна [2]

$$\gamma_{Э} = \sqrt{j\mu\sigma\omega}, \quad (4)$$

где σ – удельная электрическая проводимость, а для диэлектрика

$$\gamma_{Э} = j\omega\sqrt{\mu\epsilon}. \quad (5)$$

Используя известные формулы для коэффициентов отражения и прохождения поля при нормальном падении волны на границу раздела

свободное пространство – проводник экрана [3, 4], можно получить выражение для коэффициента экранирования:

$$K_{\text{Э}} = \frac{1}{\text{ch} \gamma_{\text{Э}} t_{\text{Э}} + \frac{1}{2} \left[\frac{Z_{\text{Э}}}{Z_0} + \left(\frac{Z_{\text{Э}}}{Z_0} \right)^{-1} \right] \cdot \text{sh} \gamma_{\text{Э}} t_{\text{Э}}}, \quad (6)$$

где $t_{\text{Э}}$ – толщина стенки экрана, Z_0 и $Z_{\text{Э}}$ – волновые сопротивления свободного пространства и материала экрана для волны помехи.

Полная эффективность экрана $S_{\text{Э}}$ представляет собой сумму ослабления помехи за счет потерь на поглощение в материале экрана $A_{\text{ЭПОГЛ}}$ и потерь на отражение от экрана $A_{\text{ЭОТР}}$:

$$S_{\text{Э}} = A_{\text{ЭПОГЛ}} + A_{\text{ЭОТР}}. \quad (7)$$

Тогда, комбинируя выражения (2), (6) и (7), получаем:

$$S_{\text{Э}} = A_{\text{ЭПОГЛ}} + A_{\text{ЭОТР}} = 20 \lg \left| 1 + \frac{1}{2} \left[\frac{Z_0}{Z_{\text{Э}}} + \left(\frac{Z_0}{Z_{\text{Э}}} \right)^{-1} \right] \text{th} \gamma_{\text{Э}} t_{\text{Э}} \right| + 20 \lg |\text{ch} \gamma_{\text{Э}} t_{\text{Э}}|. \quad (8)$$

Первое слагаемое в выражении (8) обусловлено отражением волны поля помехи от наружной стенки экрана, а второе слагаемое зависит от величины затухания волны помехи при распространении в материале стенки экрана, т. е. определяется диссипативными потерями, и следовательно, зависит от толщины стенки $t_{\text{Э}}$.

Частотные зависимости составляющих экранного затухания однородного экрана, рассчитанные для разных металлов и различных толщин стенок экранов приведены на рис. 1.

Как видно из графиков, $A_{\text{ЭПОГЛ}}$ быстро и почти линейно возрастает при увеличении частоты. Составляющая $A_{\text{ЭОТР}}$ слабее зависит от частоты и мало зависит от толщины стенки экрана. С возрастанием частоты $A_{\text{ЭОТР}}$ уменьшается. В диапазоне ОВЧ $A_{\text{ЭОТР}}$ практически не зависит от частоты.

Выражение (8) справедливо, когда форма экрана совпадает с фронтом волны поля помехи. Экраны

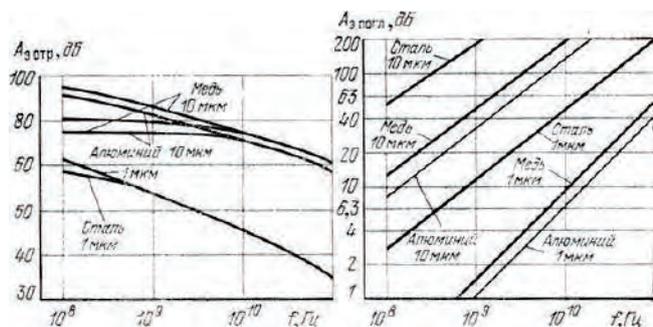


Рис. 1

практически любой формы можно в расчетах свести к эквивалентным экранам цилиндрической, плоской или сферической формы. Коэффициенты экранирования этих типовых форм экрана, изготовленных из одного и того же материала и имеющих одинаковую толщину стенки, соотносятся следующим образом [2, 3]:

$$K_{\text{Эпл}} : K_{\text{Эц}} : K_{\text{Эсф}} \approx 1 : 2 : 3. \quad (9)$$

Тогда экранное затухание для различных форм экранов связано следующим образом:

$$A_{\text{Эпл}} \approx A_{\text{Эц}} + 6,0 \approx A_{\text{Эсф}} + 9,6. \quad (10)$$

Следовательно, эффективность экранирования запишется в виде:

$$S_{\text{Э}} \approx A_{\text{Эпл}} - A_{\text{Ф}}, \quad (11)$$

где $A_{\text{Ф}}$ – составляющая экранного затухания для соответствующей формы экрана, т. е. 0; 6,0 и 9,6 дБ для плоского, цилиндрического и сферического экранов соответственно. Значение экранного затухания в диапазонах ОВЧ и СВЧ составляет порядка 100 дБ, поэтому форма экрана мало влияет на параметры экранирования. Значение имеет свойства материала экрана, толщина его стенки и внутренние размеры экрана.

На качество экранирования существенно влияют резонансы внутренней полости металлических экранов. Как известно, любое пространство, окруженное отражающими поверхностями, проявляет резонирующие свойства на собственных частотах. При этом происходит многократное увеличение амплитуды электромагнитной волны поля помехи.

Влияние резонансных явлений во внутренней области экрана обычно оценивают на упрощенной модели в виде двух параллельных металлических пластин, расположенных на расстоянии $2l_{\text{Э}}$ [3]. Электродинамический анализ интерференции падающих и отраженных волн помехи приводит к выражению для экранного затухания при резонансе:

$$A_{\text{РЕЗ}} \approx 10 \cdot \lg \frac{\sigma_{\text{П}}}{\varepsilon_0 \omega} - 6,0 \text{ дБ}, \quad (12)$$

где $\sigma_{\text{П}}$ – эффективная поверхностная проводимость, зависящая от электропроводности и структуры отражающей поверхности экрана. Частотные зависимости $A_{\text{РЕЗ}}$, рассчитанные для различных материалов, показаны на рис. 2.

Собственные резонансные длины волн внутреннего объема экрана определяются из условия синфазности электромагнитных волн, и для металлического экрана равны [3]:

$$\lambda_{0\text{РЕЗ}} \approx \frac{4l_{\text{Э}}}{k}, \quad (13)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$

Таким образом, резонансные частоты (или длины волн) можно регулировать, изменяя размеры экрана. Поэтому для устранения внутренних резонансов необходимо выбирать такие внутренние раз-

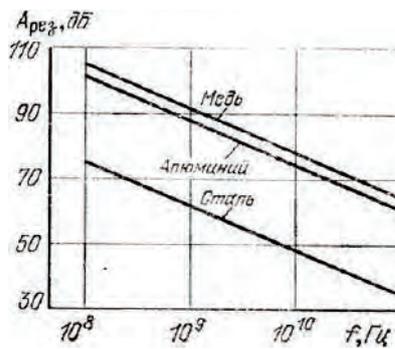


Рис. 2

меры объема экранного пространства, чтобы длина волны помехи не попадала в спектр собственных длин волн экрана, т. е. была бы больше наибольшей длины волны внутреннего объема экрана.

При конструировании экрана должны быть заданы: полное экранное затухание A_0 , диапазон частот волн помехи, требования к конструкции экрана. Исходя из конструкции экрана, по формуле (11) рассчитывается A_Φ . По формуле (13) определяются резонансные длины волн экрана и по формуле (12) рассчитывается A_{PEZ} . По формуле (8) определяется $A_{ЭОТР}$ и $A_{ЭПОГЛ}$:

$$A_{ЭПОГЛ} = A_0 - A_{ЭОТР} + A_{PEZ} + A_\Phi. \quad (14)$$

По найденной величине $A_{ЭПОГЛ}$ рассчитывается необходимая толщина стенки экрана:

$$t_\ominus \approx \frac{\text{Arch}(10A_{ЭПОГЛ} / 20)}{|\gamma_\ominus|}. \quad (15)$$

Пусть требуется рассчитать параметры металлизированного пластмассового корпуса экрана для СВЧ дросселя с длиной волны помехи $\lambda_0 = 6$ см при полном экранном затухании $A_0 = 90$ дБ. Экран должен быть цилиндрической формы диаметром 10 см и высотой 12 см.

Так как заданные размеры экрана близки по величине, то в качестве эквивалентной формы для расчета может быть взята сферическая. Тогда по формуле (11) $A_\Phi = 9,6$ дБ. Из (13) получаем

$$\lambda_{0PEZ} = \frac{2 \cdot 12}{k} = 24; 12; 6; 3 \text{ и т. д.}$$

т. е. длина волны помехи попадает в спектр резонансных длин волн внутреннего объема экрана. Если металлизация корпуса экрана осуществляется медью, то из графиков на рис. 2 для $\lambda_0 = 6$ см находим $A_{PEZ} \approx 85$ дБ. Из графиков на рис. 1 находим $A_{ЭОТР} \approx 80$ дБ. Тогда по формуле (14) получаем

$$\begin{aligned} A_{ЭПОГЛ} &= A_0 - A_{ЭОТР} + A_{PEZ} + A_\Phi = \\ &= 90 - 80 + 85 + 9,6 \approx 105 \text{ дБ.} \end{aligned}$$

Необходимая толщина медного покрытия экрана определяется из графиков на рис. 1 и равна $t_\ominus = 10$ мкм.

Выводы

При проектировании защитных экранов от помех излучения необходимо учитывать не только экранное затухание на отражение и поглощение, но и затухание при резонансе в объеме экранируемого пространства. Конфигурация экрана играет второстепенную роль и может быть сведена к эквивалентным экранам плоской, цилиндрической или сферической формы. Частотные зависимости экранного затухания на поглощение в металлических экранах практически линейно возрастают от частоты в диапазонах ОВЧ и СВЧ.

Литература

1. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания / Г. С. Векслер и др. — К.: Техника, 1990. — 167 с.
2. Конструкции СВЧ устройств и экранов / А. М. Чернушенко и др. — М.: Радио и связь, 1983. — 400 с.
3. Воробьев Е. А. Экранирование СВЧ конструкций. — М.: Сов. радио, 1979. — 136 с.
4. Гроднев И. И. Электромагнитное экранирование в широком диапазоне частот. — М.: Связь, 1972. — 110 с.

Павлов Алексей Владимирович, сотрудник ООО "Перспектива", аспирант СПб ГУТ;

Павлова Валерия Аркадьевна, старший инженер ЗАО "ВЕСТ КОЛЛ ЛТД", аспирант СПб ГУТ.

А. Н. Головин, В. С. Смирнов, В. А. Филин

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В ИМПУЛЬСНЫХ ИВЭП

A. N. Golovin, V. S. Smirnov,
V. A. Filin

Optimal Digital Feedback Design For
Switched Mode Power Supplies

Рассмотрены вопросы применения в ИВЭП цифровой обратной связи. Сформулированы условия и особенности синтеза оптимальной цифровой цепи частотной коррекции, реализующей предельно возможную в смысле Боде глубину отрицательной обратной связи (ООС) в заданном диапазоне частот. На примере DC-DC преобразователя понижающего типа показаны все этапы автоматизированного проектирования цифровой ООС с требуемой глубиной и запасами устойчивости.

Ключевые слова: импульсный источник вторичного электропитания, цифровая обратная связь, цифровое управление

Digital feedback implementation in SMPS is considered. The details and conditions of optimal digital correction circuit synthesis are formulated in the frequency domain, giving maximum possible negative feedback gain in terms of Bode within the specified frequency range. All steps of automated digital feedback design procedure providing required feedback gain and stability margins are illustrated using a DC-DC buck converter as an example.

Keywords: switched mode power supply, digital feedback, digital control

Одной из современных тенденций при разработке импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭП) является переход к цифровому управлению. При таком управлении микроконтроллеру доступны основные данные о функционировании силовой части – сигналы с датчиков тока, напряжения и температуры, поступающие на входы АЦП (рис. 1). На их основе микроконтроллер осуществляет управление драйверами силовых транзисторов по заданному алгоритму.

Статьи, посвященные цифровому управлению в ИВЭП, стали появляться в зарубежных изданиях около 10–15 лет назад [1–7]. Основные достоинства цифрового управления [9]:

- ▶ гибкость и адаптируемость алгоритмов управления,
- ▶ удаленная диагностика и настройка параметров работы,
- ▶ быстрый цикл разработки,
- ▶ возможность обновления программного обеспечения (ПО) в процессе эксплуатации.

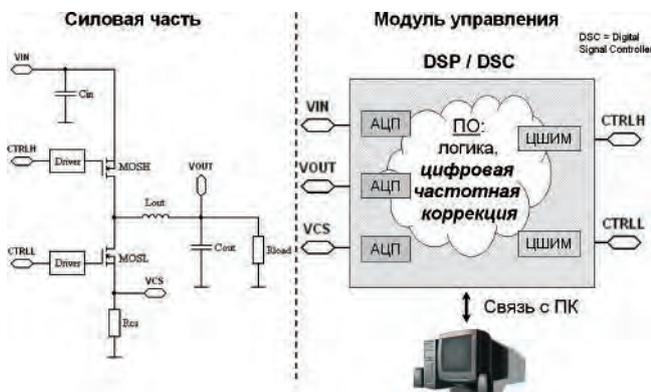


Рис. 1. Разделение на силовую часть и модуль управления при полностью цифровом управлении

Характеристики встроенных аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и цифровых широтно-импульсных модуляторов (ЦШИМ) были существенно улучшены за последнее десятилетие – разрешение АЦП 12 бит при времени выборки 80 нс и разрешающая способность ШИМ 150 пс (пикосекунд!) сейчас являются вполне реальными. Несмотря на такой прогресс цифровой технологии, в промышленных разработках ИВЭП, как правило, реализуется лишь частичное цифровое управление. Недостающим и завершающим элементом полной “цифровизации” является быстродействующая обратная связь, которая до сих пор реализуется методами и средствами аналоговой схемотехники.

Одной из основных причин, по которым цифровая обратная связь не нашла широкого применения в импульсных ИВЭП, является задержка, вносимая в контур обратной связи операциями АЦП и ЦШИМ. При этом возникает дополнительный фазовый сдвиг, который может достигать больших значений (десятки градусов) на частотах в 10–20 раз ниже тактовой частоты ШИМ. На этих частотах требуется контролировать и корректировать АЧХ и ФЧХ функции петлевого усиления с целью обеспечения устойчивости ИВЭП. При этом введение достаточно глубокой ООС, например, в полосе частот 3–4 кГц (при типовом значении тактовой частоты ШИМ 100 кГц) становится весьма трудной задачей проектирования, требующей учета дополнительного фазового сдвига и применения теории Боде [8, 10] для синтеза оптимальных цифровых корректирующих цепей. Именно по этой причине формальный перенос традиционных методов синтеза аналоговых цепей в p -области на цифровые цепи частотной коррекции в z -области без учета задержки, характерной для операций АЦП и ЦШИМ, приводит к заведомо худшим показателям цифровой ООС (глубина, ча-

стота нулевого усиления, запасы устойчивости) по сравнению с аналоговой.

Типичными примерами звеньев коррекции, используемых в ИВЭП, являются известные в теории управления комбинации пропорционального и интегрирующего (ПИ-звено) или пропорционального, интегрирующего и дифференцирующего (ПИД-звено) [9]. Методика расчета ПИ- и ПИД-звеньев и их реализация как в аналоговом, так и цифровом виде описана и применена во многих системах [7]. Требования к расчету коэффициентов и основная целевая функция ПИ и ПИД-звена формулируются во временной области, т. е. основная задача состоит в корректировании переходной характеристики замкнутой динамической системы. Достигаемая с помощью таких звеньев глубина ООС оказывается ниже потенциально возможной, а форма частотных характеристик петлевого усиления и запасы устойчивости по усилению и фазе – далекими от оптимальных.

Целью данной работы является последовательное изложение всех этапов проектирования цифровой ООС в ИВЭП, включая синтез цифрового корректирующего звена, обеспечивающего глубину ООС в заданной полосе частот, близкую к теоретическому пределу (по Боде) при сохранении рациональных запасов устойчивости по амплитуде и фазе. Предлагаемая методика подробно иллюстрирована примером проектирования ООС, реализованной на процессоре *TMS320F28335* для *DC-DC* преобразователя понижающего типа.

Задержка в петле цифровой обратной связи

Рассмотрим традиционный *DC-DC* преобразователь понижающего типа с одной аналоговой петлей обратной связи по напряжению (рис. 2). Номинальное выходное напряжение 24 В, мощность 290 Вт, частота ШИМ 100 кГц. Обратная связь реализована с помощью резистивного делителя $R_{div1}R_{div2}$, источника опорного напряжения U_{ref} , усилителя сигнала ошибки O_{Verr} (аналоговая частотная коррекция не показана), источника пилообразного напряжения U_{lin} , компаратора PWM_comp , *RS*-триггера $RS1$ и источника синхроимпульсов U_{pwm} . На практике эти элементы расположены внутри микросхемы аналогового ШИМ контроллера, а управление затвором осуществляется через дополнительную микросхему драйвера.

При переходе к цифровой реализации обратной связи аналоговый ШИМ контроллер заменяется цифровым сигнальным процессором/контроллером (*DSP/DSC – digital signal processor/controller*). Сигнал обратной связи по напряжению с делителя $R_{div1}R_{div2}$ поступает на вход встроенного АЦП микроконтроллера (на практике может требоваться развязывающий операционный усилитель, включенный в режиме повторения). Программа, выполняемая на микроконтроллере, с помощью

АЦП делает выборки сигнала синхронно с модулем ЦШИМ. Вычисленный сигнал ошибки выходного напряжения проходит через нелинейный блок NL , звено цифровой частотной коррекции $H(z)$ и поступает на вход модуля ЦШИМ, который формирует выходную импульсную последовательность с заданным коэффициентом заполнения. Нелинейный блок NL служит для улучшения качества переходных процессов в режиме большого сигнала, его рассмотрение выходит за рамки данной статьи.

Естественный способ организации обработки сигнала в цифровой петле обратной связи предполагает, что отсчет АЦП берется один раз в начале каждого периода ЦШИМ (при этом АЦП “не видит” пульсации выходного напряжения и в установившемся режиме регистрирует постоянное значение выходного напряжения). Затем в течение одного периода производится его обработка, и новое значение коэффициента заполнения записывается в регистр ЦШИМ до начала следующего периода. Затем, в течение второго периода, формируется и выдается на выход импульс ЦШИМ рассчитанной длительности. При такой организации потока данных чистая задержка в петле обратной связи составляет 2 периода (такта) ЦШИМ (рис. 3). Переводя на язык частотных характеристик, можно сказать, что в петле обратной связи появляется дополнительный фазовый набег, который линейно растет с частотой от 0 градусов на низких частотах до 360 градусов на половине тактовой частоты ЦШИМ (выше этой частоты частотные характеристики дискретной во времени системы зеркально повторяются).

Существуют другие способы обработки сигнала, уменьшающие величину чистой задержки в петле цифровой обратной связи до одного периода

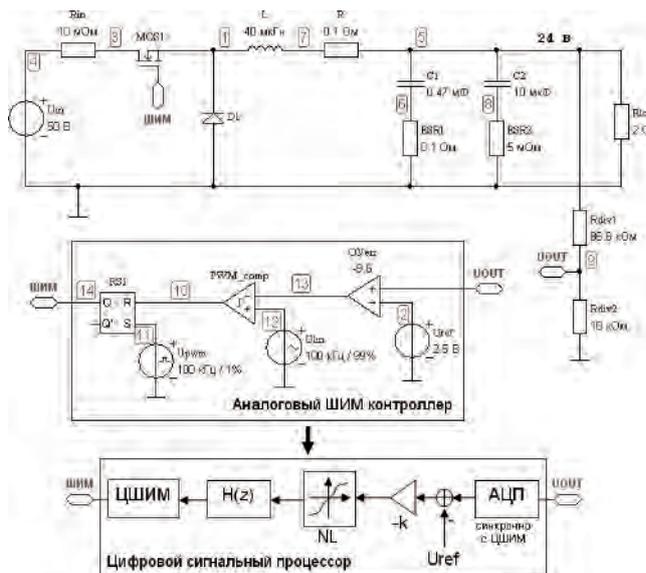


Рис. 2. *DC-DC* преобразователь понижающего типа – переход от аналоговой к цифровой петле обратной связи

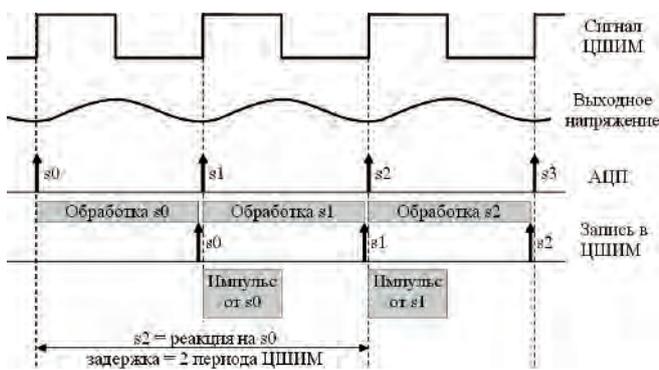


Рис. 3. Чистая задержка в петле цифровой обратной связи, обусловленная процессом дискретизации во времени

ЦШИМ. Однако они не являются столь естественными. Один из них требует предельной минимизации времени исполнения программы обработки сигнала и наложения ограничений на допустимую минимальную или максимальную длительность импульса ЦШИМ, что не всегда приемлемо. Другой предполагает увеличение частоты выборки АЦП вдвое и использование двусторонней ЦШИМ с модуляцией импульсов по обоим фронтам. При этом повышаются требования к вычислительным ресурсам микроконтроллера, а АЦП начинает “видеть” пульсации выходного напряжения. В данной статье эти альтернативные способы не рассматриваются.

Частотные характеристики петлевого усиления аналогового и цифрового *DC-DC* преобразователя (до половины тактовой частоты ШИМ) показаны на рис. 4. Эти характеристики получены в программе *FASTMEAN* “методом замкнутого контура” [11, 12]. Отличия между характеристиками обусловлены как чистой задержкой в контуре цифровой обратной связи, так и частотными искажениями, вызванными процессом дискретизации (проявляются по мере

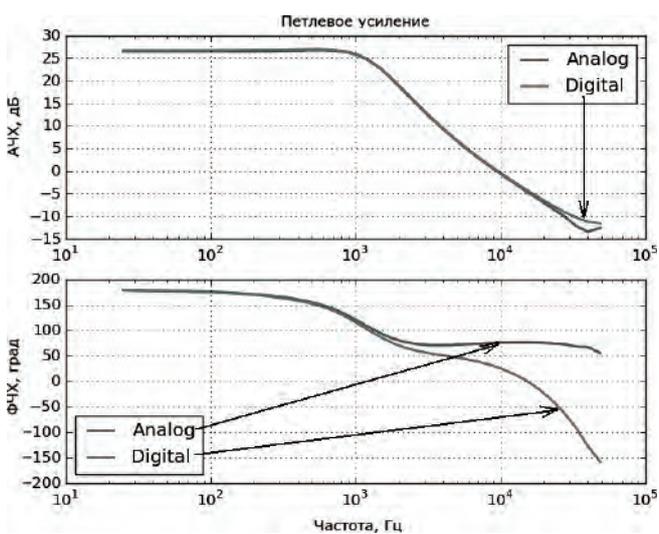


Рис. 4. Частотные характеристики петлевого усиления аналогового и цифрового *DC-DC* преобразователя (частотная коррекция отсутствует)

приближения к половине тактовой частоты преобразования).

Видно, что аналоговый вариант без какой-либо частотной коррекции имеет запас устойчивости по фазе около 80 градусов и по амплитуде на половине тактовой частоты около 12 дБ (необходимое условие устойчивости для систем с ШИМ [12]). Цифровой вариант имеет заметно худшие запасы устойчивости: по фазе около 25 градусов и по амплитуде около 6 дБ.

Из-за этой особенности любые попытки проектирования цифровой обратной связи старыми методами, например путем переноса непрерывного ПИД-регулятора в дискретную *z*-область, не только не позволят реализовать потенциал цифровой технологии, но и дадут результат, который заметно хуже своего аналогового прототипа по точности управления и/или параметрам переходных процессов и запасам устойчивости.

Поэтому необходимо изначально выполнить проектирование цифровой обратной связи в *z*-области с учетом чистой задержки, вносимой АЦП и ЦШИМ, используя качественно новые возможности цифровой технологии.

Проектирование оптимальных в смысле Боде частотных характеристик петлевого усиления в *z*-области

Цифровая обратная связь, как и аналоговая, может быть многоканальной (многоконтурной) и осуществляться по нескольким переменным (в ИВЭП, как правило, это напряжение и ток). Независимо от ее сложности, основой для проектирования являются частотные характеристики петлевого усиления. По ним можно непосредственно судить о запасах устойчивости и достигнутой глубине обратной связи (точности регулирования) и косвенно — о характере переходных процессов.

Если в аналоговом варианте с целью упрощения реализации и настройки ограничиваются цепью частотной коррекции невысокого порядка (например, ПИД звено 2-го порядка), то в цифровом варианте повышение порядка корректирующего звена не только легко выполнимо (добавляются несколько строк программы), но и крайне желательно, чтобы “отыграть” проигрыш в глубине и/или полосе частот ООС, вызванный задержкой из-за операций АЦП и ЦШИМ. При этом процедура проектирования должна быть максимально упрощена и автоматизирована. Это может быть выполнено путем создания соответствующей компьютерной программы, использующей в своей основе принципы проектирования обратной связи, предложенные Боде.

Суть принципов Боде заключается, в том, что, во-первых, площадь обратной связи (интеграл от функции петлевого усиления) ограничена [8, 10]. Из этого следует, что возможен обмен полосы частот обратной связи на глубину и наоборот, но невозможно максимизировать эти два параметра одновременно.

Во-вторых, существует однозначная связь между АЧХ и ФЧХ минимально-фазовой системы, выражаемая формулами (1) и (2):

$$\text{mag_dB}(f_i) - \text{mag_dB}(0) = -\frac{360 \cdot 20 \cdot \log_{10}(e) f_i^2}{\pi^2} \times \int_0^{\infty} \frac{f}{f^2 - f_i^2} \frac{\text{ph_rad}(f) - \text{ph_rad}(f_i)}{f_i} df; \quad (1)$$

$$\text{ph_rad}(f_i) = \frac{2f_i}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\text{mag_db}(f) \text{mag_db}(f_i)}{f^2 - f_i^2} df. \quad (2)$$

Для дискретных систем, описываемых в z-области, функции АЧХ в децибелах $\text{mag_dB}(f)$ и ФЧХ в радианах $\text{ph_rad}(f)$ являются периодическими. Это единственное отличие дискретных систем от непрерывных, которое необходимо учитывать на данном этапе проектирования. Для неминимально-фазовых систем к ФЧХ добавляется дополнительный фазовый сдвиг.

И, в-третьих, частотные характеристики петлевого усиления абсолютно устойчивой системы с максимально возможной глубиной обратной связи должны быть сформированы определенным образом. Абсолютно устойчивая система [8, 10] – это система, которая сохраняет выбранные запасы устойчивости по амплитуде и фазе при вариации параметров системы и при уменьшении плоского усиления (например, из-за насыщения ШИМ в режиме большого сигнала при переходных процессах). Чтобы система обладала указанными свойствами и при этом имела максимально возможную площадь обратной связи, характеристики петлевого усиления должны иметь вид, показанный на рис. 5.

АЧХ имеет требуемую глубину на низких частотах (в данном примере 50 дБ), при этом ФЧХ максимально быстро достигает запаса устойчивости по фазе (в данном примере 50 градусов) и следует вдоль границы вплоть до частот, где АЧХ опускается ниже 0 дБ и имеет запас устойчивости по амплитуде (в данном примере 10 дБ). Такой вид кривых обеспечивает низкую чувствительность выбранных запасов устойчивости к изменениям параметров системы. При этом увеличение площади обратной связи без ущерба для запасов устойчивости невозможно.

Авторами создана компьютерная программа на языке *python*, которая позволяет загрузить исходные характеристики петлевого усиления (рассчитанные или измеренные), определить чистую задержку в системе и буквально нарисовать желаемые частотные характеристики с ее учетом. Пользователь имеет возможность с помощью “мыши” изменить одну из характеристик и увидеть соответствующие изменения другой характеристики – программа выполняет пересчет АЧХ в ФЧХ и обратно с использованием формул Боде (1), (2). На данном этапе отсутствует привязка частотных характеристик петлевого усиления к дробно-рациональной передаточной функции $H(z)$ фиксированного порядка, и, таким образом, обеспечивается максимальная свобода проектирования.

Синтез передаточной функции $H(z)$ цифрового частотного корректора и генерация программы на языке Си

На следующем этапе проектирования рассчитываются требуемые частотные характеристики цифрового корректирующего звена (рис. 6). Они получаются как разность между желаемыми и

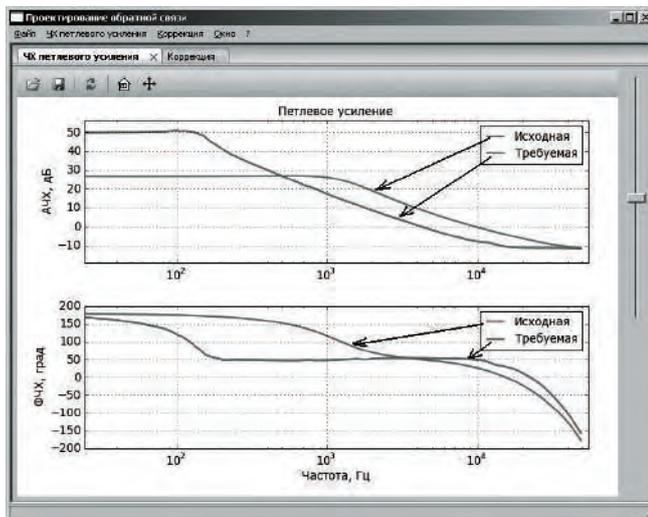


Рис. 5. Проектирование частотных характеристик петлевого усиления, оптимальных в смысле Боде

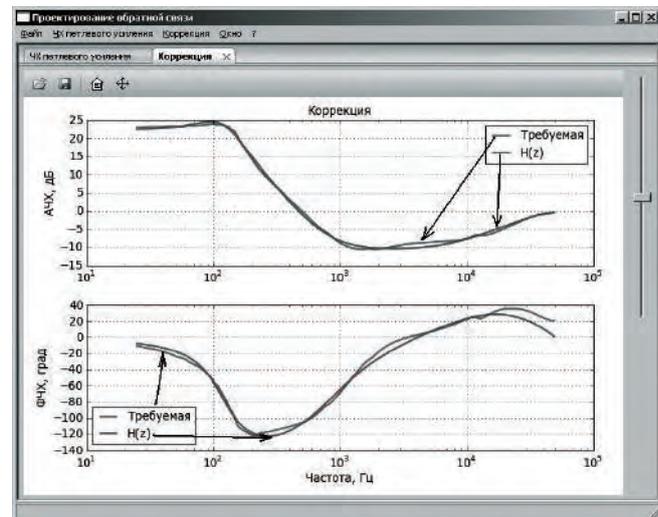


Рис. 6. Требуемые и синтезированные частотные характеристики цифрового корректирующего звена

исходными характеристиками петлевого усиления в дискретных точках частотного диапазона $\{f_n, \text{mag_dB}_n^{\text{corr}}\}$.

Выбирается порядок передаточной функции $H(z)$ цифрового корректирующего звена, а сама $H(z)$ представляется в виде произведения передаточных функций 1-го и 2-го порядков (3):

$$H(z, k, r_{0i}, phi_{0i}, r_{*j}, phi_{*j}) = \frac{k(z - z_0) \prod_{i=1}^M (z^2 - 2r_{0i}z \cdot \cos phi_{0i} + r_{0i}^2)}{(z - z_*) \prod_{j=1}^N (z^2 - 2r_{*j}z \cdot \cos phi_{*j} + r_{*j}^2)}, \quad (3)$$

где $z_0, r_0 e^{j phi_0}$ — нули $H(z)$, $z_*, r_* e^{j phi_*}$ — полюсы $H(z)$, k — плоское усиление (в размах).

Ставится задача оптимизации (4) по критерию минимума среднеквадратической ошибки с ограничениями, обеспечивающими устойчивость синтезируемой $H(z)$ (полюсы комплексной передаточной функции расположены на z -плоскости внутри единичного круга):

$$\sum_{f_n} [20 \cdot \log_{10} |H(e^{j2\pi f_n / F_s}, k, r_{0i}, phi_{0i}, r_{*j}, phi_{*j})| - \text{mag_dB}_n^{\text{corr}}]^2 \rightarrow \min; \quad (4)$$

$$10^{-6} \leq k \leq 10^6; |r_{0i}| < 1, 0; |r_{*j}| < 1, 0,$$

где $\{f_n, \text{mag_dB}_n^{\text{corr}}\}$ — требуемые частотные характеристики звена коррекции, F_s — частота дискретизации, $k, r_{0i}, phi_{0i}, r_{*j}, phi_{*j}$ — оптимизируемые параметры $H(z)$, определяющие плоское усиление и расположение нулей и полюсов на комплексной z -плоскости.

Поставленная задача оптимизации решается численными методами. Авторы использовали для этого язык *python*. Пример синтеза $H(z)$ для DC-DC преобразователя показан на рис. 7. В данном случае удовлетворительная точность аппроксимации достигается при порядке $H(z)$, равном 3. В ряде случаев для получения требуемой точности частотной коррекции необходимо использовать $H(z)$ 4–6 порядка. Полученные частотные характеристики

Оптимизированное распределение нулей/полюсов		
k = 0.642382		
Полюс 1:	RE=0.99684	IM=0.00675654
Полюс 2:	RE=0.99684	IM=-0.00675654
Полюс 3:	RE=0.00157395	IM=0
Нуль 1:	RE=0.959811	IM=0.0275898
Нуль 2:	RE=0.959811	IM=-0.0275898
Нуль 3:	RE=0.543627	IM=0
H(z) устойчива		
Максимальная ошибка АЧХ = 1.68908 дБ		
Максимальная ошибка ФЧХ = 14.5049 град		
Время выполнения = 0.901 сек		

Рис. 7. Результат синтеза $H(z)$ цифрового корректирующего звена 3-го порядка

корректирующего звена приведены на рис. 6.

Используя базовые положения теории цифровых фильтров, полученная $H(z)$ непосредственно преобразуется в разностное уравнение, которое представляет собой алгоритм работы цифрового частотного корректора. Подробное рассмотрение этих вопросов выходит за рамки данной статьи.

По известному алгоритму работы цифрового частотного корректора генерируется программа для микроконтроллера на языке Си (рис. 8), реализующая полученную $H(z)$. Язык Си является стандартным де-факто для современных микроконтроллеров и обеспечивает отличную переносимость программы. При этом производительность современных микроконтроллеров позволяет не только отказаться от ручных оптимизаций программы и программирования на ассемблере, но и использовать вычисления с плавающей точкой, что многократно упрощает и ускоряет этап исследований.

Экспериментальная проверка

Разработанная цепочка проектирования цифровой обратной связи (исходные ЧХ петлевого усиления \rightarrow требуемые ЧХ \rightarrow синтез $H(z)$ \rightarrow генерация Си программы \rightarrow измерение) реализована в виде программ для ПК и отлажена на цифровом сигналь-

```

//-----
// Process input sample and return filter output sample
// Expected sample rate: 100 kHz
//-----
float correction_run(float sample)
{
    float out;

    // Section 1
    // numerator   = [1.0, -0.51978821769607453] * [1 z^-1]
    // R = 0.519788, PHI_deg = 0, Q = 0.712214
    // denominator = [1.0, 0.019460327395991062] * [1 z^-1]
    // R = 0.0194603, PHI_deg = 180, Q = 0.0194677
    //-----

    // shift history
    correction_memory[1] = correction_memory[0];

    out = correction_memory[1] + (float)sample;
    correction_memory[0] = 0.0;
    correction_memory[0] +=
        - (float)((float)0.51978822 * (float)sample)
        - (float)((float)0.019460327 * (float)out)
        ;
    sample = out;

    // Section 2
    // numerator   = [1.0, -1.9248901878949678, 0.92720655317356071] * [1 z^-1 z^-2]
    // R = 0.962916, PHI_deg = 1.7913, Q = 0.413563
    // denominator = [1.0, -1.9936531639670541, 0.99370972276034208] * [1 z^-1 z^-2]
    // R = 0.99685, PHI_deg = 0.391893, Q = 1.08394
    //-----

    // shift history
    correction_memory[4] = correction_memory[3];
    correction_memory[3] = correction_memory[2];

    out = correction_memory[4] + (float)sample;
    correction_memory[2] = 0.0;
    correction_memory[3] +=
        - (float)((float)1.9248902 * (float)sample)
        + (float)((float)1.9936532 * (float)out)
        ;
    correction_memory[2] +=
        + (float)((float)0.92720655 * (float)sample)
        - (float)((float)0.99370972 * (float)out)
        ;
    sample = out;

    return (float)(sample*0.65598926);
}

```

Рис. 8. Автоматически сгенерированная программа на языке Си, реализующая цифровой частотный корректор с заданной $H(z)$

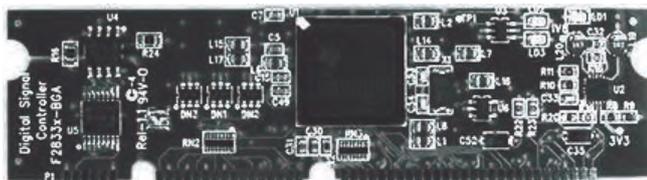


Рис. 9. Внешний вид платы цифрового управления на процессоре TMS320F28335

ном процессоре *Texas Instruments TMS320F28335* (рис. 9). Данный процессор обладает отличными техническими характеристиками (частота – 150 МГц; АЦП – 12 бит, 16 входов, 80 нс; 12,5 МГц; ШИМ – 18 выходов, из них 6 с разрешением 150 пс; флэш-память – 512 кбайт; ОЗУ – 68 кбайт) и встроенным модулем арифметики с плавающей точкой. Это позволяет не только выполнять цифровую частотную коррекцию в реальном масштабе времени вплоть до частот АЦП 500 кГц, но и реализовать встроенный измеритель частотных характеристик петлевого усиления (ИЧХ) [12].

Измерения частотных характеристик петлевого усиления *DC-DC* преобразователя, выполненные с помощью встроенного ИЧХ на макете с полностью цифровым управлением, показали, что они с высокой точностью совпадают с аналогичными характеристиками, полученными при проектировании (рис. 10).

Заключение

Описанный процесс проектирования цифровой обратной связи, оптимальной в смысле Боде, и с учетом задержки, вносимой АЦП и ЦШИМ, является основой для проектирования импульсных ИВЭП с полностью цифровым управлением.

Разработанные программы для ПК позволяют максимально автоматизировать и ускорить этот процесс. Экспериментальная проверка на TMS320F28335 показала, что этап разработки от измерения исходных ЧХ силовой части до замыкания петли обратной связи с заданными параметрами глубины и запасов устойчивости занимает 10–15 минут. В случае изменения параметров силовой части (например, конденсатора или дросселя выходного фильтра) повторение этого процесса не представляет никаких трудностей и не влияет на стоимость и сроки разработки.

Описанный подход в значительной мере основан на достижениях классической теории аналоговой обратной связи. В то же время возможности цифровой обратной связи не исчерпываются только лишь синтезом линейных цепей частотной коррекции высокого порядка. Дальнейшим развитием может быть использование нелинейных динамических корректоров (НДК) [10] и адаптивных систем.

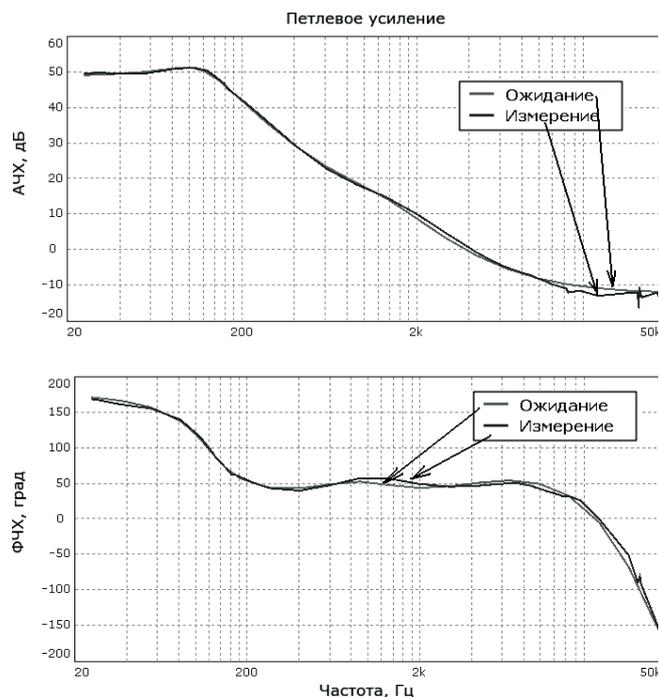


Рис. 10. Спроектированные и измеренные частотные характеристики петлевого усиления

Внедрение подобных решений в ИВЭП требует дополнительных исследований и в некоторой степени изменения способа мышления. В качестве аналогии можно вспомнить ситуацию с первыми цифровыми телекоммуникационными системами, которые проигрывали по эффективности использования частотной полосы канала связи, однако по мере внедрения принципиально новых алгоритмов обработки и сжатия сигнала превзошли и полностью вытеснили аналоговые решения.

Литература

1. *T. W. Martin, S. S. Ang.* Digital control for switching converters. – IEEE ISIE'95, Vol. 2, pp. 480–484, Jul 1995.
2. *H. Matsuo, Y. Mimura, Y. Nakao, F. Kurokaw.* A novel digital controller for the PWM and/or PFM controlled switching DC-DC converters. – IEEE INTELEC 1998.
3. *G. Wei, and M. Horowitz.* A fully digital, energy efficient adaptive power supply regulator. – IEEE Journal on Solid State Circuits, Vol. 34, pp. 520–528, April 1999.
4. *Y. Duan, H. Jin.* Digital Controller Design for Switch mode Power Converters. – IEEE Annual Applied Power Electronics Conference 1999, vol.2, pp. 967–973.
5. *A. V. Peterchev, S. R. Sanders.* Quantization resolution and limit cycle in digitally controlled PWM converters. – IEEE PESC 2001, pp. 465–471.
6. *A. Prodic, D. Maksimovic.* Digital PWM

Controller and Current Estimator for a Low-Power Switching Converter. – 7th IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, COMPEL 2000, Blacksburg, VA, July 16–18, 2000.

7. *Prodic A., Maksimovic D.* Design of a digital PID regulator based on look-up tables for control of high-frequency DC-DC converters. – Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings. 2002 IEEE Workshop on 3–4 June 2002 Page(s):18–22

8. *Бодэ Г.* Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. – М.: Иностранная литература, 1948.

9. *Лукин А. В., Малышков Г. М., Крючков В. В.* Цифровое управление понижающим преобразователем постоянного напряжения // Практическая силовая электроника, 2006 г. Вып. 23.

10. *Лурье Б. Я., Энрайт П. Дж.* Классические методы автоматического управления / Под ред. А. А. Ланнэ. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004.

11. *Смирнов В. С., Самылин И. Н., Филин В. А.* Сравнительный анализ частотных характеристик

передачи по петле ООС для импульсной и линейной моделей преобразователя с ШИМ понижающего типа // Практическая силовая электроника. 2005. Вып. 18. С.19–27.

12. *Смирнов В. С.* Эквивалентные частотные характеристики транзисторных ключевых устройств с отрицательной обратной связью (математическое моделирование, методика измерения и оптимизации), диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук, СПбГУТ, 2007.

Головин Алексей Николаевич, аспирант кафедры ТЭЦ СПбГУТ;

Смирнов Василий Сергеевич, к. т. н., e-mail: vasily.smirnov@gmail.com;

Филин Владимир Алексеевич, д. т. н., профессор кафедры ТЭЦ СПбГУТ.

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 окончания обозначения устройства (C_д, L_{м1} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (С – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения параметров (L, L_с, 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