

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент, доцент кафедры электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем МАИ

Редакционный совет

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

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

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

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

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

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

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

Д. А. Шевцов, д. т. н., профессор, профессор кафедры электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем МАИ

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

Издатель и учредитель — общество с ограниченной ответственностью “ММП-Ирбис”

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

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

Подписано в печать 03.09.2021. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111033, Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “ММП-Ирбис”; тел./факс: (495) 927-10-16; e-mail: 9871016@mmp-irbis.ru

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154**

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

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

Содержание

К 100-летию со дня рождения Ю. И. Конева.....2

Хейн Зо Хтет, Мье Мин Тант, Г. С. Мыцык
Регулирование выходного напряжения в многоуровневом однофазном инверторе напряжения с многоканальным преобразующим трактом 5

А. А. Малышев
Защита однокаскадных обратных преобразователей-корректоров коэффициента мощности от импульсных помех большой энергии 14

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин
Нормализатор напряжения бортовой системы электропитания постоянного тока 25

Требования к авторам 29

П. О. Бономорский, Д. А. Овчинников, К. В. Черкалина
Методы управления корректорами коэффициента мощности 30

А. А. Малышев
Проблемы защиты элементов фильтра ЭМП при высоком уровне импульсных помех большой энергии 35

А. А. Притулкин
О свойствах последовательного аварийного дугового разряда в сетях переменного тока..... 41

С. Г. Свиридов
Анализ частотного электропривода системы электродвижения судна 45

К. Я. Шабо, С. В. Ляпушкин
Система управления промышленных механизмов с эффектом энергосбережения и устойчивости динамики электропривода..... 49

Р. Х. Тукшаитов, О. Д. Семенова
О коэффициентах, применяемых для характеристики уровня высших гармоник тока и напряжения, и унификации их наименования. Часть 1 53

К 100-летию со дня рождения Ю. И. Конева

8 октября 2021 г. исполняется 100 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора, одного из основателей направления силовой преобразовательной электроники Юрия Ивановича Конева.

Необыкновенно талантливый, доброжелательный и скромный человек прожил прекрасную творческую жизнь и получил всеобщее признание специалистов в области силовой транзисторной электроники в нашей стране и за рубежом.

Ю. И. Конев – участник Великой отечественной войны – всегда оставался истинным патриотом своей страны.

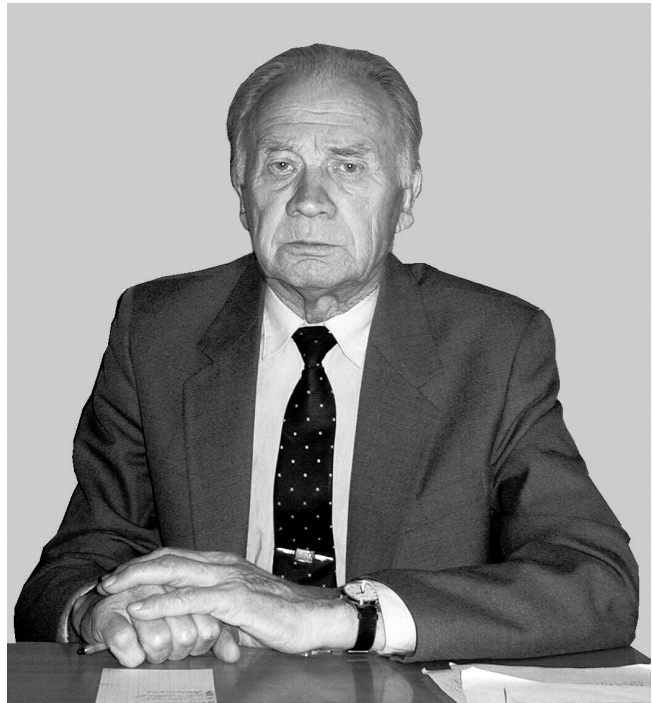
В 1946 г. после шести лет службы в Советской армии, пройдя нелегкий путь по дорогам войны в Крыму и на Кавказе, получив ранение, Юрий Иванович поступает в Московский авиационный институт, с которым связана вся его дальнейшая творческая жизнь. В 1952 г. он с отличием защищает дипломный проект и по предложению декана факультета “Системы управления, приборы и электроэнергетика летательных аппаратов” заведующего кафедрой “Системы электрооборудования летательных аппаратов” профессора Ю. А. Попова остается на преподавательской работе на кафедре, где проработал 54 года.

В 1955 г. Ю. И. Конев защитил кандидатскую диссертацию, а в 1962 – докторскую. С 1963 г. он профессор кафедры “Системы электрооборудования летательных аппаратов”, а с 1969 г. – заведующий кафедрой. В этой должности он проработал до 1996 г. В 1993 г. кафедра получила новое название “Микроэлектронные электросистемы”, полностью соответствующее основному направлению ее научной деятельности.

В 1967–1972 гг. Юрий Иванович работал проректором МАИ по учебной работе.

В начале 50-х годов прошлого века появляются сообщения о разработке устройств на основе совершенно новых приборов – полупроводниковых триодов (транзисторов). Это было совершенно новое направление развития науки и техники. Юрий Иванович решает начать исследования по возможностям применения транзисторов в устройствах авиационной автоматики.

В 1953 г. были получены образцы первых отечественных транзисторов. Огромная работоспособность Юрия Ивановича, прекрасная инженерная подготовка, целеустремленность, увлечение радиолюбительством с довоенных времен позволили ему за короткое время получить целый ряд важных научных результатов. В первом номере знаменитых сборников “Полупроводниковые приборы и их применение” под редакцией Я. А. Федотова в 1956 г. были опубликованы три статьи Ю. И. Конева. В последующих сборниках регулярно выходили статьи Юрия Ивановича, а уже в 1957 г. в издательстве “Советское радио” выходит в свет его



Юрий Иванович Конев

8.10.1921–31.01.2006

первая монография “Кристаллические триоды в устройствах автоматики”. В 1960 г. вышла монография “Полупроводниковые триоды в автоматике”. Такого материала не было в зарубежной печати. Эта работа стала настольной книгой нескольких поколений разработчиков транзисторных устройств.

С этого времени Юрий Иванович Конев становится одним из признанных лидеров советской школы транзисторной силовой электроники. В общей сложности Ю. И. Конев – автор и соавтор более 130 печатных работ, в том числе, семи книг, три из которых переведены на иностранные языки и изданы за рубежом, а также 25-и авторских свидетельств.

Характерная черта всех научных работ Юрия Ивановича – их глубокая теоретическая проработка и практическая направленность на создание новых, все более совершенных транзисторных преобразовательных устройств различных классов и систем на их основе.

Работая заведующим кафедрой, Юрий Иванович сумел создать творческий, работоспособный коллектив из преподавателей, сотрудников и студентов кафедры, многие из которых стали кандидатами и докторами наук, руководителями различного уровня, разработчиками устройств силовой транзисторной электроники. За это время Ю. И. Конев подготовил 5 докторов и 45 кандидатов технических наук. За научное руководство

разработками для 26 предприятий шести отраслей промышленности и широкое внедрение их в серийное и массовое производство для создания авиационных, космических и промышленных систем, в том числе системы электроснабжения серии космических аппаратов “Луноход”, Ю. И. Конев награжден орденом Знак почета и медалями, премией Минвуза СССР.

Становление и развитие нового направления в науке и технике невозможно без притока молодых кадров. В ходе создания первой в нашей стране полностью бесконтактной системы электрооборудования постоянного напряжения 27 В и 270 В как совокупности двадцати взаимодействующих транзисторных преобразователей электроэнергии, различных транзисторных регуляторов и транзисторных бесконтактных автоматов защиты и коммутации, позволяющих создавать качественно новые системы, на кафедре введена подготовка специалистов по специализации “Комплексная миниатюризация устройств и систем электрооборудования ЛА”. Все достижения в научно-исследовательской работе коллектива кафедры постоянно внедряются в учебный процесс.

По инициативе Ю. И. Конева на кафедре организовано студенческое конструкторское бюро, в котором под его непосредственным руководством разработан беспилотный электролет. Этот экологически чистый летательный аппарат использовался, частности, для отбора проб воздуха на Углегорской ГРЭС. Коллектив создателей электролета награжден дипломами международных выставок в Гренобле и Измире.

В 1967 г. Ю. И. Конев назначен главным редактором ежегодного научно-технического сборника “Электронная техника в автоматике”, оказавшим огромное влияние на развитие устройств и систем силовой транзисторной электроники. Первый выпуск вышел 1969 г. За 17 лет в этих сборниках опубликованы 660 статей 500 авторов со всей страны.

Постоянное усложнение транзисторных устройств, связанное с расширением выполняемых ими функций, наряду с требованием высочайшей надежности требовало не только тщательного исследования электромагнитных процессов, но и внедрения достижений полупроводниковой и гибридной технологии, создания новой элементной базы.

Ю. И. Конев остро чувствовал необходимость объединения разработчиков различных устройств силовой транзисторной электроники. В течение определенного времени эту роль выполнял сборник “Электронная техника в автоматике”. Дальнейшим шагом явился договор о создании научно-производственного объединения Научно-исследовательского института радиокомпонентов (НИИ РК), Московского авиационного института (МАИ) и опытно-конструкторского бюро при Томилином заводе полупроводниковых приборов (ОКБ при ТПЗ) с целью создания устройств и систем на основе достижений полупроводниковой и гибридной технологии, позволяющих существенно снизить их массу и объем.

18 июня 1985 г. по инициативе заместителя академика-секретаря Отделения физико-технических проблем энергетики АН СССР академика К. С. Демирчана для формирования направлений научных исследований в области источников вторичного электропитания, координации научных исследований и более тесного взаимодействия с промышленностью в рамках возглавляемого им Научного совета АН СССР по комплексной проблеме “Научные основы электрофизики и электроэнергетики” была создана Подсекция “Научные проблемы источников вторичного электропитания”. Председателем подсекции был избран Ю. И. Конев. Членами Подсекции стали широко известные научной общественности страны ученые. На этой должности он оставался до конца своего жизненного пути. Начиная с 1989 г., на протяжении нескольких лет он был также заместителем председателя и самого Научного совета.

Под руководством Ю. И. Конева за эти годы было проведено более 30 заседаний Подсекции, на которых заслушаны и обсуждены около 80 докладов по следующим основным направлениям развития силовой транзисторной электроники:

- проблемы развития преобразовательной электроники;
- развитие элементной базы, в том числе: силовых МДП-транзисторов, силовых диодов, управляющих микросхем;
- методы повышения качества выходного напряжения импульсных источников вторичного электропитания;
- бесперебойное электропитание аппаратуры различного назначения;
- бесконтактная коммутация и защита электрических цепей в системах электропитания;
- резонансные и квазирезонансные ИВЭ;
- разработка САПР и методов машинной моделирования стабилизирующих преобразователей;
- структурный анализ надежности систем электропитания;
- средства контроля параметров в разветвленных сетях с ИВЭ;
- основные принципы построения стабилизирующих выпрямителей с синусоидальным входным током;
- оптимизация энергетического режима нелинейных и коммутируемых нагрузок с помощью преобразователей обменной мощности.

На протяжении многих лет Ю. И. Конев был руководителем фонда “Энергетическая электроника”.

С 1988 по 2002 годы оргкомитетом под председательством Ю. И. Конева проведены 4 Всероссийские научно-технические конференции под общим названием “Устройства и системы энергетической электроники”.

Ю. И. Конев был истинным патриотом своей Родины. В годы войны он защищал ее с оружием в руках. В научной деятельности Ю. И. Конев стремился к достижению наивысших технических результатов,

способствуя повышению экономического потенциала и обороноспособности страны. Ю. И. Конев тяжело переживал 90-е годы и прилагал максимальные усилия к сохранению ее высокого научного потенциала. В начинающемся в настоящее время возрождении отрасли силовой электроники безусловно есть и заслуга Ю. И. Конева.

Первым в нашей стране и одним из первых в мире Ю. И. Конев в 1953 г. начал исследование методов применения транзисторов для преобразования электрической энергии. Своими работами он обеспечил становление и непрерывное развитие нового научного и промышленного направления – транзисторной преобразовательной электроники, которое достигло

масштабов отрасли. Продукция этого направления стала массовым техническим средством, во многом определяющим научно-технический потенциал страны. Труды Ю. И. Конева обогатили науку фундаментальным решением проблем теории процессов преобразования электрической энергии, реализуемых на базе использования полностью управляемых полупроводниковых приборов.

Ю. И. Конев награжден орденами “Отечественной войны”, “Знак почета” и многими медалями.

Служению Отечеству Юрий Иванович Конев отдавал все свои силы. Он оставил богатое научное наследие и яркий след в памяти своих многочисленных учеников, друзей и коллег.

Хейн Зо Хтет, Мье Мин Тант, Г. С.Мыцык

РЕГУЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В МНОГОУРОВНЕВОМ ОДНОФАЗНОМ ИНВЕРТОРЕ НАПРЯЖЕНИЯ С МНОГОКАНАЛЬНЫМ ПРЕОБРАЗУЮЩИМ ТРАКТОМ

Hein Zaw Htet, Myo Min Thant,
G. S. Mytsyk

В статье рассматривается вариант решения задачи регулирования выходного напряжения применительно к однофазным многоуровневым инверторам класса MxN-ОИН для солнечных электростанций, в которых задача повышения мощности реализуется на основе использования принципа многоканального преобразования энергетического потока. В рассматриваемом случае солнечная батарея (СБ) выполнена с тремя уровнями напряжения ($N = 3$) в канале и с числом каналов $M = 4$. В этих инверторах выходное напряжение $u_2(t)$ имеет форму с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ). Отличительными особенностями MxN-ОИН являются следующие признаки: 1) электропитание всех M каналов осуществляется от общей СБ с N числом промежуточных отводов; 2) N уровней ступеней напряжений каналов оптимизированы по критерию минимума коэффициента гармоник; 3) мощность и форма напряжения у всех N каналов одинакова; 4) суммирование выходных напряжений и токов N каналов реализуется с помощью трансфильтров; 5) искажения выходного напряжения MxN-ОИН значительно (примерно на порядок) меньше выходного напряжения канала. В работе регулирование выходного напряжения MxN-ОИН предложено осуществлять в пределах каждого интервала квантования напряжения путем переключения (в пределах угла α) соседних уровней напряжения СБ с частотой ШИР – $f_{шир}$. Форма напряжения U_2 при таком способе (частичного широтно-импульсного регулирования – ЧШИР), характеризуется пониженной глубиной его импульсной модуляции, а, значит, и приемлемыми его искажениями. Показано, что с ростом частоты $f_{шир}$ (с ростом числа импульсов напряжения на каждом интервале квантования), искажения напряжения $u_2(t)$ уменьшаются, что позволяет снизить массу выходного фильтра. В рассмотренном примере кратность регулирования напряжения невысокая – 1.45. Указывается на возможные пути ее увеличения. Поставленные задачи решены на основе имитационного компьютерного моделирования в среде OrCAD.

Ключевые слова: солнечная батарея, многоуровневые однофазные инверторы напряжения, амплитудно-импульсная модуляция, повышенная мощность инвертирования, принцип многоканального преобразования, оптимизация формы напряжения в каналах, трансфильтры, частичное широтно-импульсное регулирование напряжения в каналах, фильтрация.

Output Voltage Regulation in Multi-Level Single-Phase Inverter with Multi-Channel Conversion Process

The article deals with solution option to the problem of voltage regulation as applied to the single-phase multi-level inverters of the MxN-SPVSI class for the solar photovoltaic power stations, where the task of power enhancing is being realized based on the energy flow multi-channel conversion principle. The solar array in the solution under consideration is realized with three voltage levels ($N = 3$) in the channel and the number of channels equal to $M = 4$. The output voltage of this inverters $u_2(t)$ is of shape with pulse-amplitude modulation (PAM). The MxN-SPVSI distinctive features are as follows: 1) power supplying of all M channels is performed from the common solar array with the N number of the intermediate taps; 2) N levels of channels voltage steps were optimized by the minimum of the total harmonic distortion (THD) criterion; 3) the voltage power and shape are the same for all channels; 4) the output voltages and currents of N channels summing is realized by the transfilters; 5) the MxN-SPVSI output voltage distortions are significantly less (approximately an order of magnitude) than the output voltage of the channel. The presented work suggest the output voltage adjustment performing within the limits of each voltage sampling period by switching (within the limits of α angle) the adjacent levels of the solar array voltage with the pulse-width regulation (PWR) frequency (f_{PWR}). With this technique (of partial pulse-width regulation PPWR), the U_2 shape is being characterized by its reduced modulation depth, and, hence, by its acceptable distortions level. The article demonstrates that the $u_2(t)$ distortions decrease with the f_{PWR} increase (i.e. increase of the number of voltage pulses at each sampling interval), which allows the output filter weight reduction. The voltage control ratio of 1.45 in the example considered in the article is not high. The article points to the ways of its increasing. The set tasks were solved based on computer simulation with OrCAD software.

Key words: solar array, multi-level single-phase voltage source inverters, pulse-amplitude modulation, enhanced inverting power, multi-channel conversion principle, voltage shape optimization in the channels, transfilters, partial pulse-width regulation in the channels, filtering.

Проблема освоения нетрадиционных возобновляемых источников энергии с течением времени приобретает все большую актуальность. При использовании солнечной энергии в качестве первичного источника напряжения постоянного тока выступает солнечная батарея (СБ), выполненная на основе фотоэлектрических преобразователей (ФЭП). Последующее преобразование напряжения

постоянного тока в переменное напряжение осуществляется с помощью инверторов напряжения (ИН). При повышенных значениях преобразуемой мощности (порядка единиц МВА) приходится решать следующие проблемы:

1) структурно-алгоритмический синтез (САС), задачей которого является согласование структуры ИН с мощностью располагаемых ключевых элементов (КЭ)

при обеспечении заданного качества преобразованной электрической энергии;

2) обеспечение приемлемых массогабаритных показателей ИН;

3) выполнение функции регулирования выходного напряжения ИН с целью его стабилизация при изменении нагрузки и напряжения СБ [1, 9, 11].

Выполнение основных выше перечисленных требований обеспечивается в автономных ИН применением различных видов модуляции напряжения. Наибольшее распространение получили широтно-импульсная модуляция (ШИМ) и амплитудно-импульсная модуляция (АИМ). Эти методы основаны на изменении (модуляции) длительности отдельных импульсов равного уровня (ШИМ), или на изменении (модуляции) уровня и длительности ступеней (АИМ). Перспективным способом улучшения гармонического состава выходного напряжения инверторов является АИМ. АИМ для обеспечения одинакового с ШИМ качества преобразований электрической энергии реализуется с меньшими коммутационными потерями за счет меньшего числа интервалов квантования [7, 8], значительно меньшими значениями таких показателей, как du/dt , di/dt , сопровождающими процесс преобразования и влияющими на срок службы потребителей (в частности, электрических машин), а также меньшим помехоизлучением. Несмотря на эти преимущества, класс ИН с АИМ на сегодня не получил еще такого их практического освоения, как ИН с ШИМ. Однако, в связи с развитием солнечной энергетики, основанной на использовании ФЭП, создаются предпосылки для дальнейшего их развития. Структурные особенности СБ позволяют по-новому подойти к синтезу ИН за счет использования различных уровней ее напряжения для формирования выходного напряжения с амплитудно-импульсной модуляцией – АИМ (второго рода [1, 2]).

В течение дня освещенность СБ и ее напряжения могут изменяться. Изменяться может также и ток нагрузки. Таким образом, для стабилизации выходного напряжения U_2 солнечной электростанции (СЭС) в ИН должны быть предусмотрены средства для его стабилизации. Возможны различные варианты решения этой задачи, основанные на использовании различных типов аккумулирующих энергию элементов (аккумуляторов и конденсаторов), импульсных регуляторов напряжения или конверторов. В любом случае, однако, желательно, чтобы непосредственно в самом ИН с АИМ также была заложена функция регулирования (стабилизации) выходного напряжения.

Целью настоящей работы является решение этой задачи в конкретном классе ИН с АИМ многоканального типа (в заданном диапазоне возмущающих воздействий) с уменьшенными искажениями и, соответственно, с приемлемыми массогабаритными показателями средств его фильтрации. Для решения этой задачи применительно к многоканальному $M \times N$ уровневому однофазному ИН (обозначаемому в [1] как $M \times N$ -ОИН с АИМ) [9, 11] используется способ частич-

ного широтно-импульсного регулирования (ЧШИР) выходного напряжения. Данный способ характеризуется пониженной глубиной модуляции напряжения и, соответственно, – меньшими его искажениями, чем при способе полного (глубокого) широтно-импульсного регулирования (ПШИР).

Регулирование выходного напряжения в одноканальной структуре N -ОИН (с $N = 3$)

На первом этапе исследований рассмотрим способы регулирования выходного напряжения в более простой одноканальной структуре 3-ОИН (с тремя уровнями квантования напряжения на четверти его периода $N = 3$). Она может использоваться при малых мощностях инвертирования напряжения (от единиц до десятков кВА). Принципиальная электрическая схема 3-ОИН с АИМ [9], а также алгоритмы управления ключами $S1-S7$ и основные рабочие процессы представлены на рис. 1, а результаты исследований искажений выходного напряжения для конкретной его формы (рис. 1а–е), полученные для двух способов регулирования (с учетом фильтрации), приведены на рис. 2, рис. 3.

Первый способ – регулирование с полной глубиной модуляции (ПШИР)

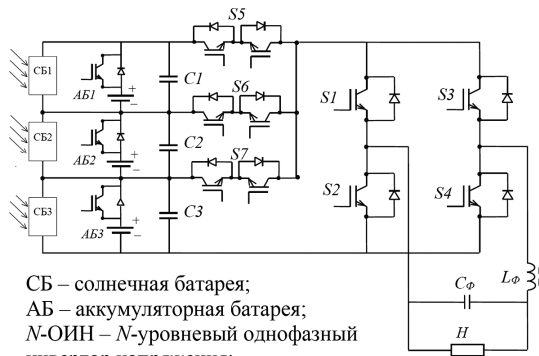
Выходное напряжение на полупериоде здесь формируется в виде шести импульсов путем введения с двух сторон каждого из них симметрично регулируемых по длительности пауз длительностью $\alpha/2$ (рис. 2а). В общем случае глубину импульсной модуляции можно определить так:

$$\Delta U_2^* = \frac{U_{2mi} - U_{2pm}}{U_{2mi}},$$

где, U_{2mi} – максимальное значение напряжения i -ой его ступени, U_{2pm} – максимальное значение напряжения с более низким уровнем ступени в момент регулируемой паузы. При $U_{2pm} = 0$ значении параметра $\Delta U_2^* = 1$. Недостатки такого способа известны: повышенные искажения выходного напряжения и повышенное значение показателя электромагнитной совместимости du/dt .

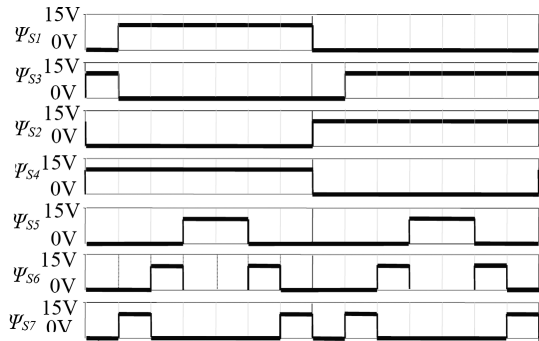
Второй способ – регулирование с частичной глубиной модуляции (ЧШИР)

Этот способ позволяет уменьшить выше указанные недостатки. Суть его заключается в пониженном значении глубины модуляции – $\Delta U_2^* < 1$. Достигается это переключением КЭ в момент регулировочной паузы с большего уровня напряжения на ближайший меньший уровень. Например, в моменты двух пауз $\alpha/2$ на интервале квантования слева и справа от наибольшего импульса с уровнем A_3 в напряжении формируется импульс с уровнем A_2 , рис. 2б. Осциллограммы рабочих процессов в 3-ОИН с АИМ по рис. 1 – алгоритмы управления его ключами $S1-S7$ и форма выходного напряжения при регулировании: а – для формы I

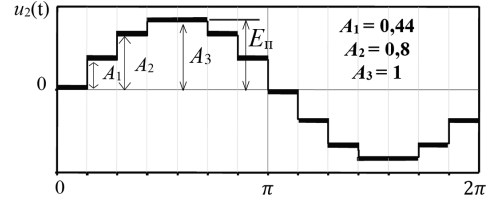


СБ – солнечная батарея;
 АБ – аккумуляторная батарея;
 N-ОИН – N-уровневый однофазный инвертор напряжения;
 L_ϕ – индуктивность дросселя фильтра;
 C_ϕ – емкость конденсатора фильтра;
 H – нагрузка.

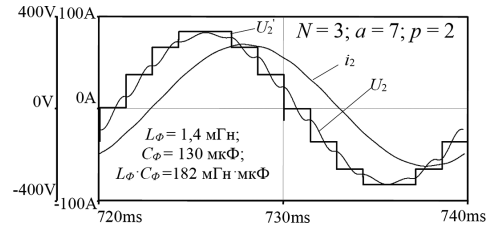
а



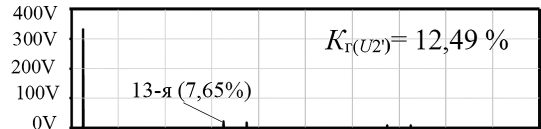
б



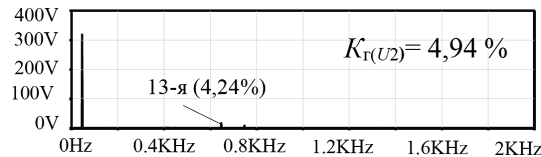
в



г

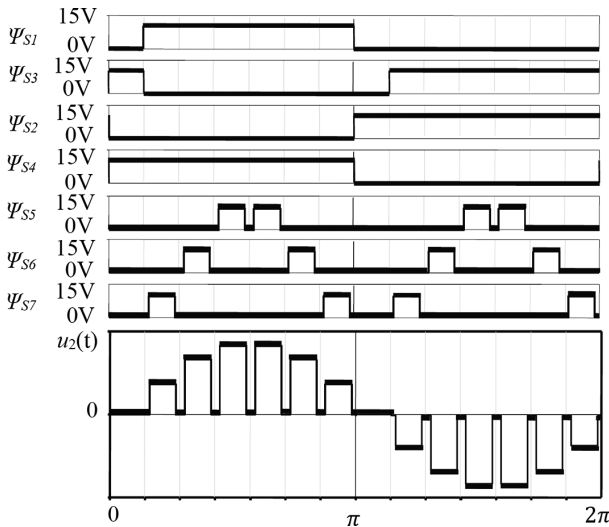


д

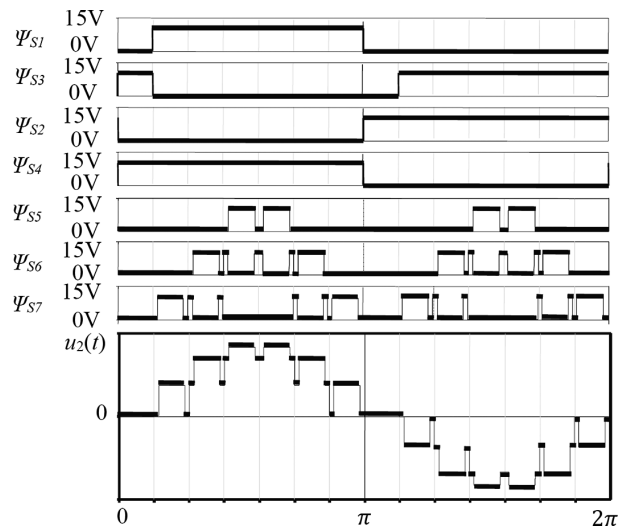


е

Рис.1. Принципиальная электрическая схема – N-ОИН (а) (при параметрах формы напряжения: $N = 3$, $a = 7$; $p = 2$) для СЭС (с параметрами: $E_n = 330$ В; $S_{2(1)} = 10$ кВА; $U_{2(1)} = 220$ В; $f_2 = 50$ Гц; $\cos\phi_{2(1)} = 0,8$; $L_\phi = 1,4$ мГн; $C_\phi = 130$ мкФ): б – алгоритмы управления ключами S1 ... S7; в – форма выходного напряжения; г – выходное напряжение до и после фильтрации и ток в нагрузке; д и е – спектрограммы выходного напряжения до и после фильтра



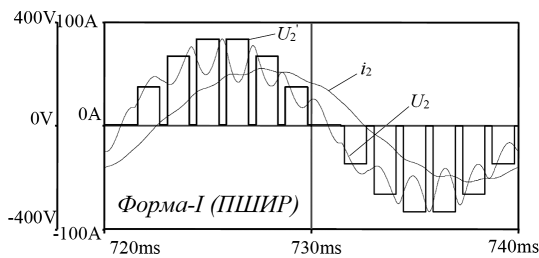
а



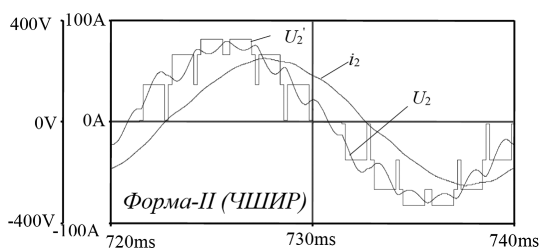
б

Рис. 2. Осциллограммы рабочих процессов в 3-ОИН с АИМ по рис.1 – алгоритмы управления его ключами S1–S7 и форма выходного напряжения при регулировании: а – для формы I (ПШИР); б – форма-II (ЧШИР)

(ПШИР); b – форма-II (ЧШИР) A_2 (глубина модуляции здесь небольшая – $\Delta U_2^* = 0,2$), а на интервале с наименьшим уровнем $A1$ по аналогичному же принципу в напряжении формируется нулевой потенциал (здесь $\Delta U_2^* = 1$). Выходное напряжение при этом приобретает форму с частичной амплитудно-широотно-импульсным регулированием (АШИР).



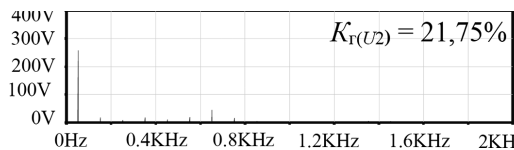
а



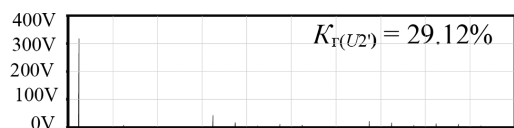
б



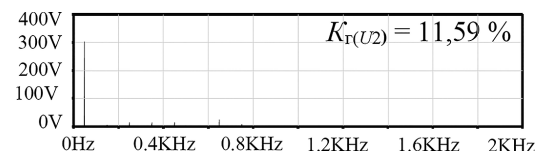
в



г



д



е

Рис.3. Осциллограммы рабочих процессов в 3-ОИН ($N = 3$) с АИМ для двух способов регулирования при угле регулирования: $\alpha = 0,25 \cdot (\pi/7)$ (с параметрами моделирования: $E_n = 330$ В; мощность нагрузки: $S_{2(1)} = 10$ кВА; $U_{2(1)} = 220$ В; $f_2 = 50$ Гц; $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$; $L_\phi = 1,4$ мГн; $C_\phi = 130$ мкФ): а – форма-I(ПШИР); б – форма-II(ЧШИР); д–е – спектрограммы выходного напряжения до и после фильтра

Результаты исследования на основе ИКМ некоторых характеристик и показателей качества при использовании способов ПШИР и ЧШИР при фильтрации напряжения представлены на рис. 3 и в Таблице 1. Из них, в частности, следует, что ближайшими высшими гармониками в выходном напряжении при ПШИР являются гармоники 3-я и 11-я с содержанием 5,12% и 5,62%, а при ЧШИР – 3-я и 11-я с содержанием 1,78% и 0,099% соответственно.

Содержание семи ближайших гармоник в спектре выходного напряжения (и его искажения) в 3-ОИН с АИМ (с параметрами формы напряжения: $N = 3$, $a = 7$, $p = 2$) с Г-образным LC-фильтром (с параметрами моделирования: $E_n = 330$ В; $S_{2(1)} = 10$ кВА; $U_{2(1)} = 220$ В; $f_2 = 50$ Гц; $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$; $L_\phi = 1,4$ мГн; $C_\phi = 130$ мкФ) при углах регулирования: $\alpha = 0$ и $\alpha = 0,25 \cdot (\pi/7)$ представлены в табл. 1.

Преимущество ЧШИР по искажениям напряжения оказалось достаточно заметным – они меньше в 1,88 раза (см. табл. 1).

Дальнейшее улучшение спектрального состава выходного напряжения в 3-ОИН с АИМ с ЧШИР

Решение этой задачи может быть достигнуто увеличением числа регулировочных пауз α в напряжении на каждом интервале его квантования (с $n_{pn} = 1$, как на рис. 2, например, до $n_{pn} = 3$ и $n_{pn} = 5$, как показано на рис. 4).

Зависимости коэффициента гармоник напряжения $K_{Г(U)}$ в 3-ОИН с АИМ и ЧШИР от значений параметра n_{pn} и угла регулирования: $\alpha = 0,25 \cdot (\pi/7) \dots 1 \cdot (\pi/7)$ приведены в табл. 2.

На качественном уровне можно прогнозировать, что чем больше значение параметра n_{pn} , тем меньшие затраты потребуются на фильтрацию напряжения. Цель ниже проведенного исследования на основе ИКМ состоит в подтверждении этого ожидания количественно и в определении наиболее рационального значения этого параметра.

Для удобства сопоставления вариантов результаты ИКМ рабочих процессов в 3-ОИН с АИМ и ЧШИР при разных значениях параметра n_{pn} представлены на рис. 5 регулировочная характеристика и зависимость искажений напряжения $K_{Г(U)}$ от угла регулирования α в 3-ОИН с АИМ и ЧШИР при разных значениях параметра прп представлены на рис. 6.

Использование способа ЧШИР в многоканальном варианте MxN-ОИН с АИМ

Для наращивания выходной мощности (при использовании располагаемой недостаточно мощной полупроводниковой элементной базы) процедура САС осуществляется на основе использования принципа многоканального преобразования (МКП). Число каналов преобразования (т. е. число N-ОИН с АИМ) обозначается буквой M, а синтезированный на основе МКП ОИН, обозначим как MxN-ОИН с АИМ. Можно напомнить, что целью настоящей работы, имеющей

Таблица 1

N-ОИН (N = 3) с АИМ		U_{2m} [В]						$U_{2(1)д}$ [В]	$U_{2д}$ [В]	I_2 [А]	$K_{r(u_2)}$ [%]	
к – номер гармоники		1	3	5	7	9	11					13
	$f_k = k \cdot 50$ [Гц]	50	150	250	350	450	550	650				
Без ШИР	до фильтра	334,90	–	–	–	–	–	25,62	236,80	238,74	47,08	12,49
	после фильтра	322,21	1,17	–	1,01	–	–	13,67	227,82	228,23		4,94
ПШИР	до фильтра	270,71	16,92	5,44	4,45	2,36	18,57	84,18	191,42	221,20	38,28	50,13
	после фильтра	261,82	17,21	7,43	17,11	8,84	17,88	43,87	185,13	189,41		21,75
ЧШИР	до фильтра	311,62	5,90	9,54	4,09	4,75	3,27	45,53	220,34	232,90	43,84	29,12
	после фильтра	300,04	5,58	13,32	13,39	1,37	2,29	23,69	212,16	213,59		11,59

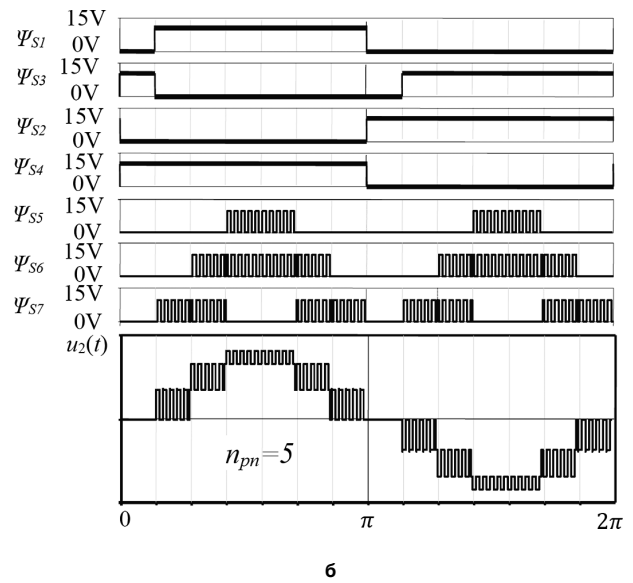
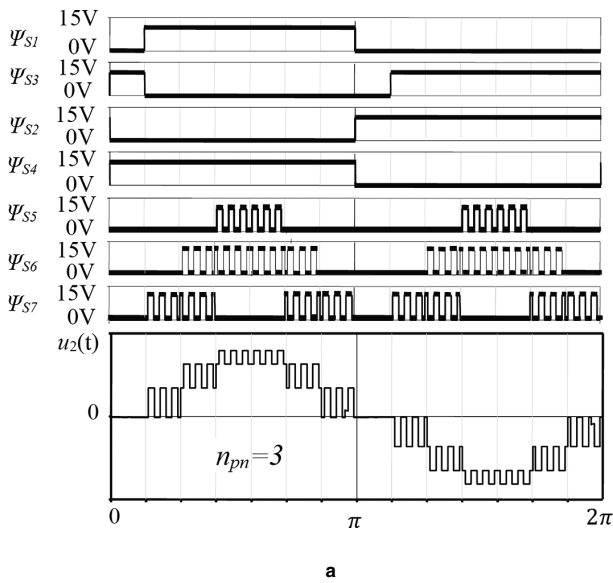


Рис.4. Алгоритмы управления ключами S1–S7 и формы напряжения 3-ОИН с АИМ с ЧШИР при разных значениях числа n_{pn} : а – $n_{pn} = 3$; б – $n_{pn} = 5$ на каждом интервале квантования (при угле регулирования: $\alpha = 0,5 \cdot (\pi/7)$)

Таблица 2

$\alpha = 0$ (без регулирования)	$L_{\Phi} = 1,4$ мГн $C_{\Phi} = 130$ мкФ $LC = 182$ мГн · мкФ	$U_{2(1)д}$ [В]				$U_{2д}$ [В]				I_2 [А]		$K_{r(u_2)}$ [%]	
		до фильтра		после фильтра		до фильтра		после фильтра		до фильтра		после фильтра	
		n_{pn}				n_{pn}				n_{pn}			
		1				3				5			
α	$L_{\Phi} = 1,4$ мГн $C_{\Phi} = 130$ мкФ $LC = 182$ мГн · мкФ	$U_{2(1)д}$ [В]	$U_{2д}$ [В]	I_2 [А]	$K_{r(u_2)}$ [%]	$U_{2(1)д}$ [В]	$U_{2д}$ [В]	I_2 [А]	$K_{r(u_2)}$ [%]	$U_{2(1)д}$ [В]	$U_{2д}$ [В]	I_2 [А]	$K_{r(u_2)}$ [%]
0,25 ($\pi/7$)	до фильтра	220,34	232,90	43,84	29,12	220,76	232,94	43,80	26,47	219,06	228,97	43,51	22,24
	после фильтра	212,16	213,59		11,59	212,06	212,97		10,08	210,51	211,52		9,80
0,5 ($\pi/7$)	до фильтра	200,54	212,32	39,88	30,30	199,19	211,82	39,71	28,10	199,69	211,65	39,67	26,15
	после фильтра	192,90	195,43		17,90	191,98	194,96		16,67	191,77	194,84		15,11
0,75 ($\pi/7$)	до фильтра	178,62	190,08	35,63	32,12	177,63	188,47	35,47	30,95	177,28	188,24	35,41	28,33
	после фильтра	171,76	176,74		26,45	170,84	176,99		24,83	170,56	176,62		24,05
1 ($\pi/7$)	до фильтра	154,65	163,30	31,14	41,41	154,86	163,65	31,21	40,05	155,00	163,73	31,21	40,00
	после фильтра	148,78	160,02		33,69	149,13	160,62		32,80	149,20	160,68		32,31

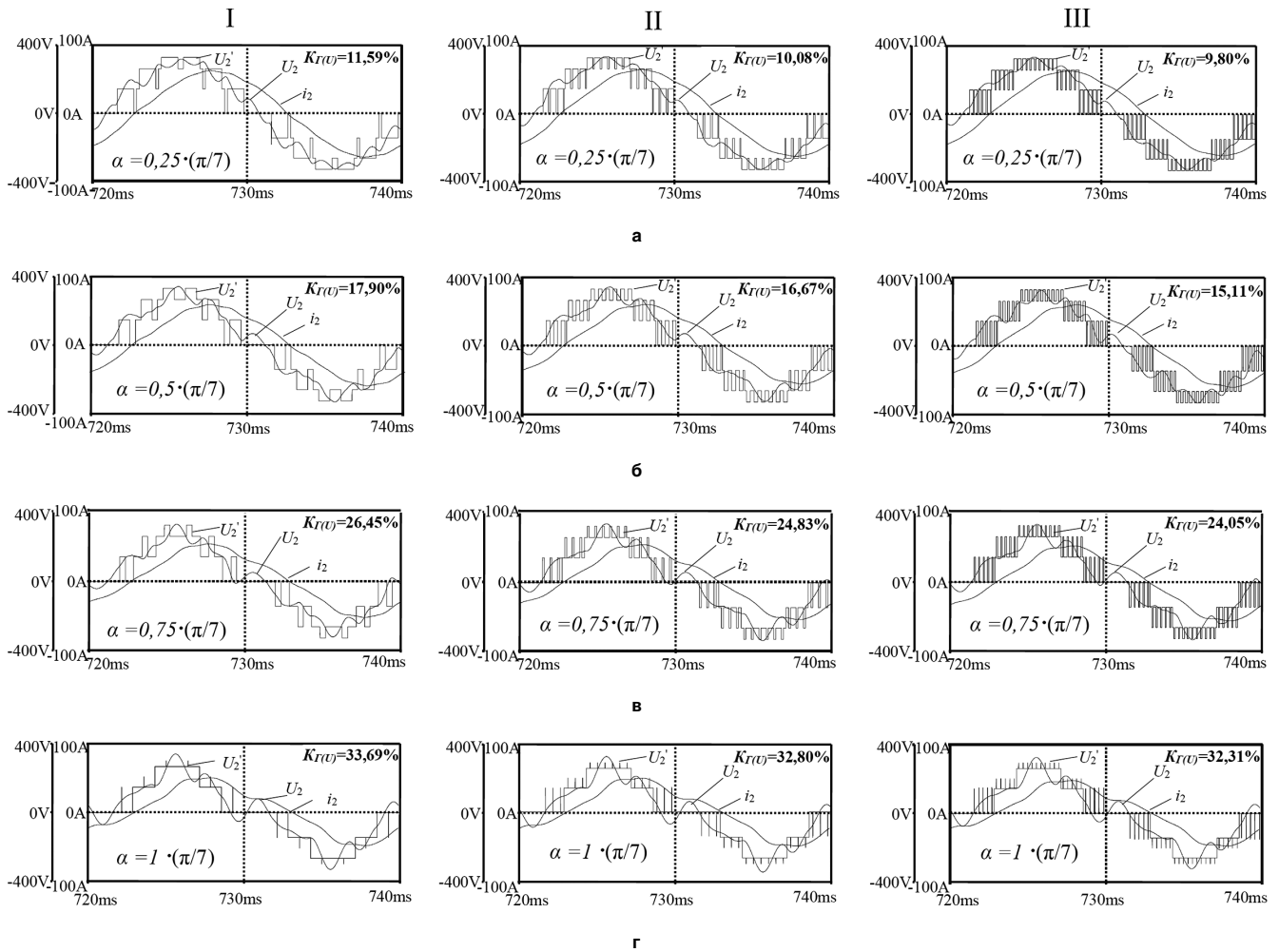


Рис. 5. Осциллограммы процессов в 3-ОИН с АИМ с ЧШИР (для $N = 3, a = 7, p = 2$) с Г-образным фильтром (с принятыми при ИКМ значениями параметров: $E_n = 330 \text{ В}; S_{2(1)} = 10 \text{ кВА}; U_{2(1)} = 220 \text{ В}; f_2 = 50 \text{ Гц}; \cos \varphi_{2(1)} = 0,8; L_\Phi = 1,4 \text{ мГн}; C_\Phi = 130 \text{ мкФ}$) с относительными значениями уровней ступеней: $A_1 = 0,44; A_2 = 0,8; A_3 = 1$ при разных значениях числа n_{pn} и угла регулирования α : I – $n_{pn} = 1$; II – $n_{pn} = 3$; и III – $n_{pn} = 5$: а – $\alpha = 0,25 \cdot (\pi/7)$; б – $\alpha = 0,5 \cdot (\pi/7)$; в – $\alpha = 0,75 \cdot (\pi/7)$; г $\alpha = 1 \cdot (\pi/7)$

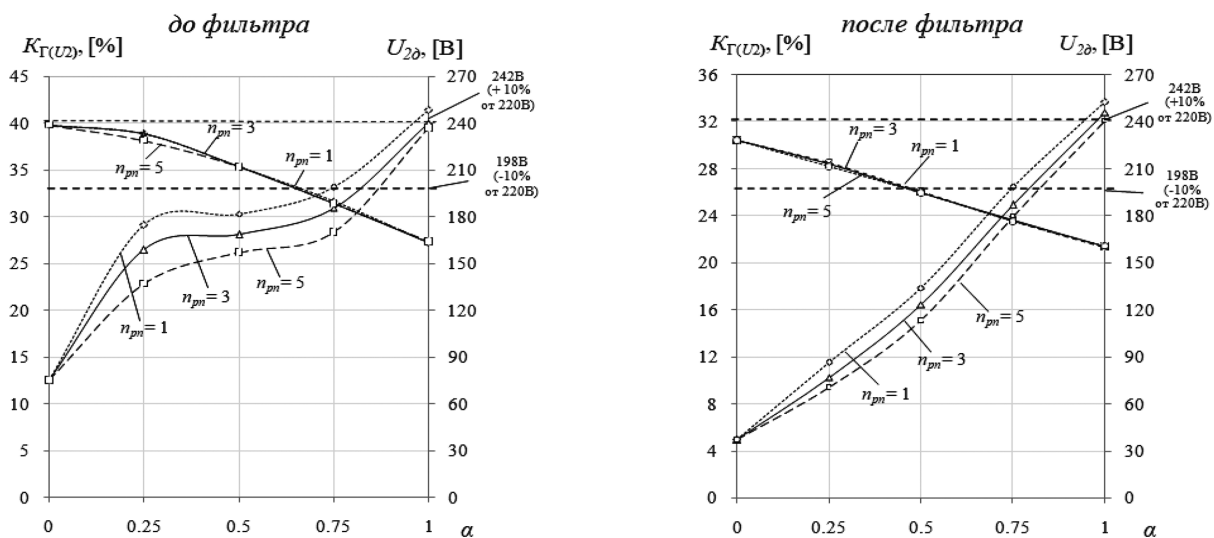
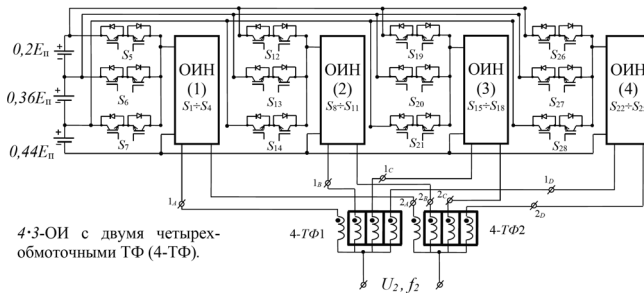


Рис.6. Регулировочная характеристика и зависимость искажений напряжения $K_{\Gamma(U)}$ от угла регулирования α и от значения числа n_{pn} в 3-ОИН с ЧШИР; а – до фильтра; б – после фильтра

поисковый характер, является решение комплекса задач по созданию информационно-методического обеспечения для системного проектирования нового класса однофазных инверторов напряжения – $M \times N$ -ОИН с АИМ. Ниже приводятся результаты исследо-

вания (на основе ИКМ) конкретного его решения с числом каналов $M=4$ [9, 11] на основе использования канала с $N=3$ (3-ОИН), прич ем с уровнями напряжения, оптимизированными по минимуму коэффициента гармоник (рис. 7).



4-3-ОИ с двумя четырех-обмоточными ТФ (4-ТФ).

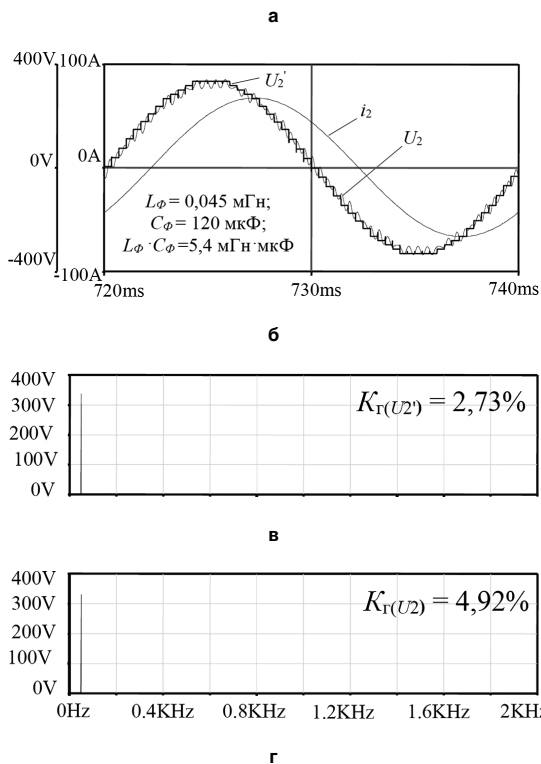


Рис.7. Структурная схема $M \times N$ -ОИН (а) ($M=4$; $N=3$) с двенадцатиуровневым выходным напряжением и двумя четырех обмоточными ТФ (ТФ-4) при угле регулирования $\alpha=0$ с параметрами: $E_n=330$ В; $S_{2(1)}=100$ кВА; $U_{2(1)}=220$ В; $f_2=50$ Гц; $\cos\phi_{2(1)}=0,8$; $L_\phi=0,045$ мГн; $C_\phi=120$ мкФ; б – выходное напряжение до и после фильтрации и ток в нагрузке; в и г – спектрограммы выходного напряжения до и после фильтра

На рис.7а СБ для упрощения представлена источниками напряжения. Суммирование энергетических потоков (ЭП) четырех каналов в этой схеме осуществляется с помощью двух четырехобмоточных ТФ-4. В результате суммирования ЭП число уровней квантования выходного напряжения $M \times N$ -ОИН на четверти периода напряжения возрастает с $N=3$ в одном канале до $N_\Sigma=12$. После процедуры суммирования уровни этого напряжения хотя уже и не являются тоже оптимизированными, однако, уровень искажений здесь настолько мал, что, если отказаться от регулирования напряжения, то фильтрация, в принципе, не требуется.

Содержание семи ближайших гармоник в спектре выходного напряжения (и его искажения) в 4х3-ОИН с АИМ при угле регулирования $\alpha=0,25 \cdot (\pi/7)$ и различных значениях n_{pn} приведено в табл. 3.

Из рис.8, 9а и табл. 3 следует, что с ростом числа регулировочных пауз (n_{pn}) на каждом интервале квантования в 4х3-ОИН (при угле регулирования $\alpha=0,25 \cdot (\pi/7)$), коэффициент гармоник выходного напряжения снижается и, следовательно, произведение LC снижается, и масса фильтра также уменьшается. Из табл. 3 следует, что значение параметра n_{pn} играет весьма существенную роль в снижении установленной мощности фильтра – увеличение его с $n_{pn}=1$ до $n_{pn}=5$ позволяет снизить произведение фильтра LC в шесть раз.

С ростом значения параметра n_{pn} увеличивается в n_{pn} раз (относительно $n_{pn}=1$) тактовая частота регулирования – $f_{шир}$. Уместно заметить, что вместе с этим существенно увеличивается и время моделирования. Этот факт проиллюстрирован в табл. 4.

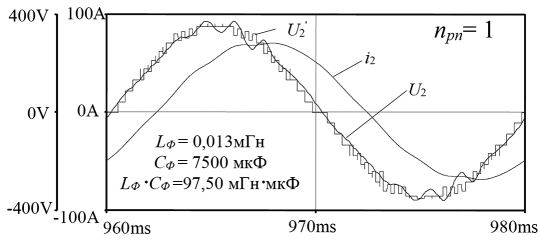
Время моделирования (на интервале моделирования $\Delta t=0 \dots 1000$ мс при расчетном шаге – 10 мкс) в среде *OrCAD PSpice Schematics* при различных значениях параметра n_{pn} представлена в табл. 4.

Заключение

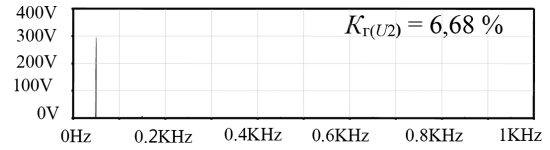
1. Для наращивания выходной мощности инверторов напряжения (ИН), предназначенных для солнечных электростанций (СЭС), в условиях реально

Таблица 3

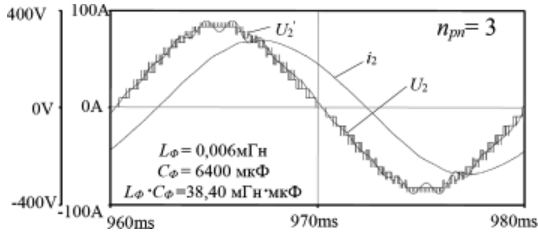
$M \times N$ -ОИН ($M=4$; $N=3$)	U_{2m} [В]							$U_{2(1)д}$ [В]	$U_{2д}$ [В]	I_2 [А]	$K_{г(u_2)}$ [%]	
	k – номер гармоники	1	3	5	7	9	11					13
$f_k = k \cdot 50$ [Гц]	50	150	250	350	450	550	650					
$n_{pn} = 1$ ($LC = 97,5$ мГн · мкФ)	до фильтра	294,75	8,77	7,89	5,73	2,21	7,41	3,37	208,41	209,87	429,95	8,05
	после фильтра	293,71	8,53	4,47	1,15	4,13	1,31	2,12	207,68	208,85		6,68
$n_{pn} = 3$ ($LC = 38,4$ мГн · мкФ)	до фильтра	303,20	16,52	2,22	0,65	2,68	3,71	6,73	214,39	214,96	443,61	7,10
	после фильтра	302,30	15,93	2,12	0,64	2,05	2,24	2,75	213,75	214,02		6,46
$n_{pn} = 5$ ($LC = 16$ мГн · мкФ)	до фильтра	302,78	15,23	1,37	3,51	3,71	3,40	2,03	214,04	214,74	442,90	6,32
	после фильтра	302,41	15,20	1,15	3,47	3,36	2,88	1,38	214,00	214,52		6,26



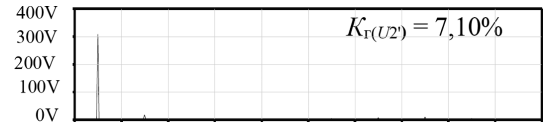
а



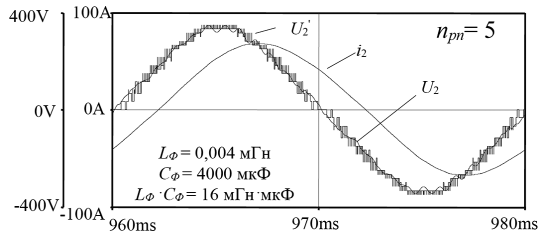
д



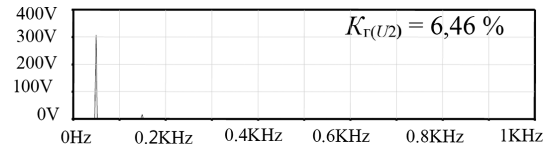
б



е



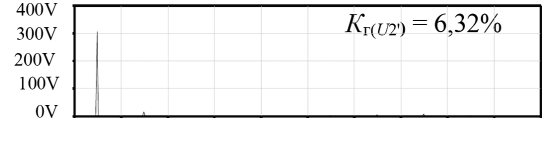
в



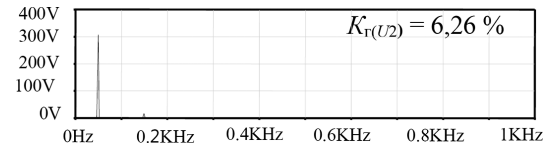
ж



г

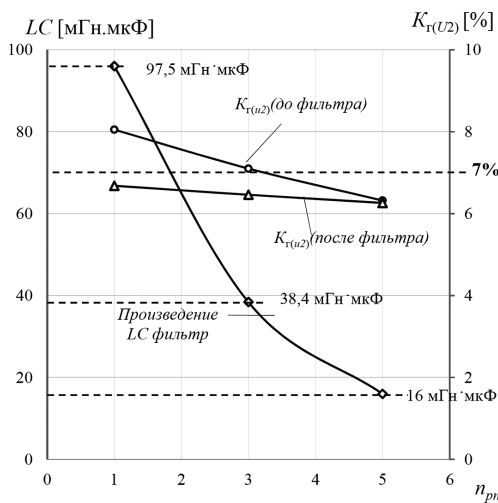


з

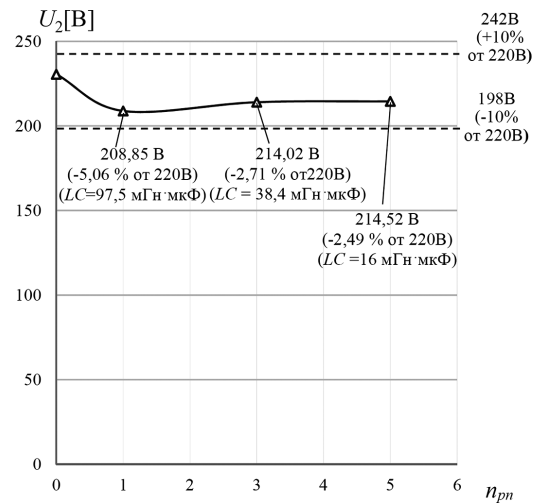


к

Рис. 8. Осциллограммы процессов в 4х3-ОИН с АИМ (с параметрами моделирования: $E_n = 330$ В; $S_{2(1)} = 100$ кВА; $U_{2(1)} = 220$ В; $f_2 = 50$ Гц; $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$): а–в – выходное напряжение до и после фильтрации и ток в нагрузке при разных значениях параметра $n_{pn} = 1, 3$ и 5 при значении угла регулирования; $\alpha = 0,25 \cdot (\pi/7)$; г–к – спектрограммы выходного напряжения до и после фильтра



а



б

Рис. 9. Зависимости произведения LC-фильтра и $K_{\Gamma(U_2)}$ выходное напряжение до и после фильтрации в 4х3-ОИН с АИМ (с параметрами моделирования: $E_n = 330$ В; $S_{2(1)} = 100$ кВА; $U_{2(1)} = 220$ В; $f_2 = 50$ Гц; $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$) (а); напряжение в процентах после фильтрации (б) при разных значениях параметра $n_{pn} = 1, 3$ и 5 при значении угла регулирования $\alpha = 0,25 \cdot (\pi/7)$

Таблица 4

n_{pp}	1	3	5
$f_{шир}$ [Гц]	700	2100	3500
Время моделирования, [мин]	39,53	119,45	200,41

располагаемой ограниченной по мощности элементной базы может быть использован принцип многоканального преобразования (МКП) энергетического потока (ЭП). При этом для формирования выходного напряжения в M каналах предложено использовать амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ) ЭП, а суммирование M его частей в выходной цепи осуществлять с помощью M обмоточных трансформаторов (ТФ-М). Для стабилизации выходного напряжения используется принцип частичного широтно-импульсного его регулирования (ЧШИР), который характеризуется пониженными искажениями.

2. Показано, что увеличением тактовой частоты ЧШИР в пять раз произведение LC -фильтра может быть уменьшено в шесть раз.

3. Дальнейшее снижение произведения LC может быть получено за счет замены (на интервалах регулирования) ШИР на ШИМ.

4. В работе представлены некоторые результаты решения задачи структурно-алгоритмического синтеза ИН с МКП, которые необходимы на первом этапе их разработки и ориентированы, в первую очередь, для использования их при построении солнечных электростанций повышенной мощности.

5. В качестве средства решения поставленной задачи использовалось имитационное компьютерное моделирование (ИКМ).

Литература

1. Мыцык Г. С. Основы теории структурно-алгоритмического синтеза источников вторичного электропитания. – М.: Моск. энерг. ин-т, 1989. – 109 с.
2. Мыцык Г. С. Модификации амплитудно-импульсной модуляции 2-го рода в преобразовательной технике. Электротехника, 1979, № 9. С. 62–67.
3. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
4. Мыцык Г. С., Михеев В. В. Многоканальное преобразование – эффективная концепция синтеза мало искажающих устройств силовой электроники. “К 60-летию кафедры ЭКАО – Электротехнические комплексы и системы” Сб. статей. – М.: Моск. энерг. ин-т, 2001. С. 58–73.
5. Мыцык Г. С., Пикулин В. П., Шевякова Н. Б. Анализ и оценка форм выходного напряжения преобразователей с амплитудно-импульсной модуляцией. – Электричество, 1979, № 11. С. 25–30.

6. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математические для инженеров и учащихся вузов. – М.: Наука, 1980. – 976 с.
7. Патент СССР на изобретение № SU 720643. Способ регулирования выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения в переменное с амплитудно-импульсной модуляцией // Авторы: Мыцык Г.С. и Иванов Ю. П. Оpubл. 05.03.1980, Бюл. № 9.
8. Патент СССР на изобретение № SU 959239. Способ преобразования постоянного напряжения в переменное с регулированием его величины и устройство для преобразования постоянного напряжения в регулируемое переменное // Авторы: Мыцык Г. С. и Иванов Ю. П. Оpubл. 18.09.1982, Бюл. № 34.
9. Gennady S. Mytsyk, Tin Aung Zaw, Hein Zaw Htet. Structural-algorithmic and parametric synthesis of single-phase voltage source inverters for solar power system. 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (2020EIConRus). 2020, pp.1261-1265. DOI: 10.1109/EIConRus49466.2020.9039055.
10. Hein Zaw Htet, Gennady S. Mytsyk, Hlaing Min Oo. Structural-algorithmic and parametric synthesis of N-level single-phase voltage source inverters for solar PV system. 2020 International Conference on Science and Engineering (ICSSE 2020), Sunport Hall Takamatsu, Kagawa, Japan. pp. 1-6. DOI: 10.1109/ICSSE50014.2020.9219325.
11. Мыцык Г. С., Хейн Зо Хтет. Структурно-алгоритмический и параметрический синтез однофазных инверторов напряжения повышенной мощности. – “Электричество”, 2/2021г, № 2. С. 44–53. DOI: 10.24160/0013-5380-2021-2-44-53.
12. Мыцык Г. С. Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа мало искажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов. Дис.-я на соиск. уч. ст. д. т. н. – М.: МЭИ(ТУ), 2001. – 524 с.
13. Хлаинг Мин У. Упрощенная методика расчета характеристик регулируемого широтным способом однофазного инвертора напряжения. – Практическая силовая электроника, 2014г., № 54. С. 46–51.

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов и электрический транспорт – ЭКАО и ЭТ” НИУ МЭИ, тел.: +7 (916) 957-39-73, e-mail: mytsykgs@rambler.ru;

Мьё Мин Тант (Союз Мьянма), докторант кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов и электрический транспорт – ЭКАО и ЭТ” НИУ МЭИ;

Хейн Зо Хтет (Союз Мьянма), аспирант кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов и электрический транспорт – ЭКАО и ЭТ” НИУ МЭИ.

А. А. Малышев

ЗАЩИТА ОДНОКАСКАДНЫХ ОБРАТНОХОДОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ-КОРРЕКТОРОВ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ОТ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ БОЛЬШОЙ ЭНЕРГИИ

А. А. Malyshev

Surge protection of Single-stage PFC-Flyback Converters

В статье рассмотрены особенности схемотехники и расчета однокаскадных обратноходовых преобразователей с функцией коррекции коэффициента мощности для светотехнических применений с учетом их стойкости к высоковольтным импульсным помехам из сети. Предложены варианты схем входных цепей и фильтров электромагнитных помех (ЭМП), ограничивающих уровень выбросов напряжения, вызванных процессами коммутации нагрузок и грозовыми разрядами. Проведен анализ и приведены осциллограммы реальных процессов, происходящих в схеме преобразователя в момент воздействия высоковольтной импульсной помехи. Даны рекомендации по расчету режимов работы и выбору основных полупроводниковых приборов преобразователя (коммутирующий транзистор и выпрямительный диод). Рассмотрен вопрос реализации защиты от повышенных входных напряжений.

Ключевые слова: однокаскадный обратноходовой преобразователь-корректор коэффициента мощности, светодиодный драйвер, устойчивость к выбросам напряжения, электромагнитная совместимость, защита от перенапряжения.

The article discusses design of HV-surge protected single-stage PFC-flyback converters for LED lighting applications. Options of the input EMI filter circuits, limiting the level of voltage surges, caused by switching and lightning transients, are proposed. Waveforms of real processes occurring in the converter circuit at the moment of the high-voltage surge exposure are presented and analyzed. Notes for the converter operating modes calculation and the of the main switching devices selection such as switching transistor and rectifier diode are given. The article considers the issue of the input overvoltage protection implementing.

Key words: single-stage PFC-flyback converter, LED driver, voltage surge immunity, electromagnetic compatibility, overvoltage protection.

Импульсные источники питания (ИИП) на базе однокаскадных обратноходовых преобразователей, совмещенных с корректором коэффициента мощности (ОПКМ, англ. – *Single Stage High PF Flyback Converter*) нашли широкое применение в светодиодной осветительной технике благодаря ряду достоинств:

- малое число элементов в схеме и низкая стоимость;
 - отсутствие пусковых токов, многократно превышающих номинальный потребляемый ток, что упрощает выбор и значительно продлевает срок службы выключателей и реле, коммутирующих цепи питания светильников. Этот параметр особенно важен при освещении больших помещений с десятками светодиодных светильников (учебные аудитории, коридоры, торговые залы магазинов);
 - простота реализации изделий, устойчивых к аварийному повышению напряжения в однофазных сетях до линейных значений (например, обрыв нейтрали, при котором на однофазные потребители начинает поступать напряжение до ~380В).
- Однако, ОПКМ присущ ряд недостатков:

- по сравнению с другими топологиями при той же мощности требуется магнитопровод трансформатора большего размера и более мощные полупроводниковые приборы;
- необходимость в дополнительных узлах для снижения низкочастотных (с удвоенной частотой

питающей сети) пульсаций выходного напряжения и тока. По этой же причине требуется очень большая емкость конденсатора фильтра выходного выпрямителя;

- такие ИИП особенно уязвимы к высоковольтным помехам из сети так как из-за отсутствия на входе электролитического конденсатора большой емкости без принятия специальных мер высоковольтные импульсные помехи из сети напрямую воздействуют на силовой коммутирующий транзистор и косвенно – на диод выходного выпрямителя и могут вывести из строя эти полупроводниковые приборы.

Несмотря на такие серьезные недостатки, именно топология ОПКМ по совокупности технико-экономических показателей оказывается наиболее подходящей (а иногда и единственно возможной) для реализации источников питания для светодиодов малой и средней мощности. При грамотной реализации входного фильтра электромагнитных помех (ЭМП), дополнительных цепей защиты и правильном выборе полупроводниковых приборов и их режимов работы вполне возможно создать качественное серийно пригодное изделие, не уступающее по надежности другим топологиям ИИП для светодиодов.

Устойчивость электронных устройств (и входящих в их состав блоков питания) к электромагнитным

помехам регламентируется рядом отечественных и зарубежных стандартов по электромагнитной совместимости (ЭМС). В зарубежной литературе эти стандарты подробно рассматриваются, например, в главе 2 книги [1]. Среди отечественных публикаций тема рассмотрена, например, в [2].

Требования к устойчивости оборудования к микросекундным импульсным помехам (МИП) большой энергии и методы испытаний устанавливаются в ГОСТ IEC 61000-4-5 [3]. За рубежом применяется аналогичный стандарт IEC 61000-4-5. В ГОСТ Р 51514-2013 [4] приводятся требования к устойчивости осветительного оборудования.

ГОСТ IEC 61000-4-5 устанавливает следующие испытательные уровни (таб. 1, раздел 5).

Таблица 1

Уровень	Испытательное напряжение импульсного генератора в режиме холостого хода, кВ	
	“Провод–провод”	“Провод–земля”
1	–	0,5
2	0,5	1,0
3	1,0	2,0
4	2,0	4,0
X	Специальное	Специальное

Как правило, устойчивость к МИП уровня 3 достаточна для устройств, эксплуатирующихся в помещениях бытового и офисного назначения. Изделия, подключаемые к сети промышленных предприятий и других объектов с мощными энергетическими установками должны иметь усиленную защиту от МИП (как правило, достаточно уровня 4). Изделия, эксплуатируемые в малонаселенных районах, и питаемые от сети, подключенной к воздушным линиям электропередачи, также должны иметь усиленную защиту от МИП. Для таких изделий применяется испытательный уровень 4 или уровень X.

Защита входа преобразователя с помощью поглотительного конденсатора

В сетевых ИИП с активным корректором коэффициента мощности (ККМ), выполненным по схеме неизолированного повышающего преобразователя, а также в ИИП без ККМ устойчивость к МИП значительно улучшается за счет присутствия в первичных

цепях электролитического конденсатора большой емкости. Этот конденсатор может поглощать достаточно большие порции энергии МИП и тем самым защищает полупроводниковые приборы преобразователя от перенапряжений, вызванных МИП.

Самый простой метод защиты ОПККМ от импульсных помех заключается в подключении после сетевого выпрямителя поглотительного электролитического конденсатора относительно большой емкости по аналогии с указанными топологиями ИИП (рис. 1).

При включении ИИП конденсатор заряжается через диод VD до пикового значения напряжения сети и далее не влияет на коэффициент мощности и работу преобразователя. При поступлении на вход ИИП импульсной помехи напряжение на поглотительном конденсаторе не может измениться мгновенно. Поэтому диод открывается и поглотительный конденсатор начинает заряжаться током помехи, ограниченным импедансом фильтра ЭМП и сети. Напряжение на входе преобразователя (на конденсаторе $C_{вх}$) при этом определяется выражением:

$$u_{вх}(t) = \sqrt{2} \cdot U_{сети}^{RMS} + u_C(t) + i_C(t) \cdot ESR + U_{VDпр},$$

где $u_C(t)$ и $i_C(t)$ – функции напряжения на поглотительном конденсаторе и тока через него в момент воздействия МИП;

ESR – эквивалентное последовательное сопротивление поглотительного конденсатора;

$U_{VDпр} \approx 1$ В – прямое падение напряжения на диоде.

Как видно из формулы, фактическое напряжение $U_{вх}$ также будет сильно зависеть от импеданса питающей сети и входных цепей ИИП. Для точного расчета переходных процессов в этой схеме, а также в других топологиях ИИП, где на входе присутствует конденсатор большой емкости, можно использовать соотношения, приведенные в главе 4 [1].

Высокоомный резистор R разряжает конденсатор после воздействия импульсной помехи, а также при выключении ИИП.

На практике в качестве поглотительного конденсатора обычно используют электролитический алюминиевый емкостью 4,7 ... 15 мкФ на напряжение 450 В с низким ЭПС. При работе в нормальных климатических условиях это позволяет реализовать защиту от

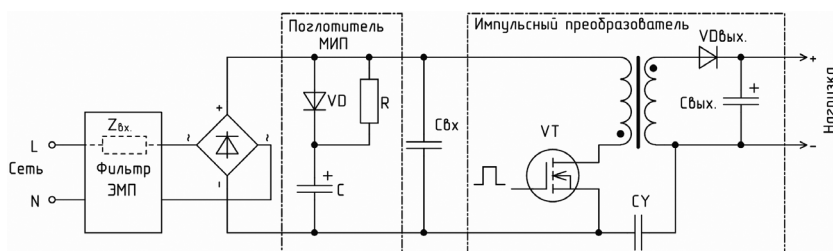


Рис. 1. Защита ОПККМ с помощью поглотительного конденсатора

МИП амплитудой до 2 кВ, прикладываемой по цепи “провод–провод”.

Недостатки защиты на основе поглотительного конденсатора:

- пусковой ток сопоставим с аналогичным параметром “классических” ИИП с электролитическими конденсаторами на входе и ИИП с отдельным ККМ, т. е. ОПККМ лишается одного из главных преимуществ. Могут потребоваться дополнительные элементы для ограничения пускового тока;
- при низких и отрицательных температурах окружающей среды ЭПС алюминиевого электролитического конденсатора значительно увеличивается. Поскольку МИП могут порождать очень значительные импульсные токи через конденсатор, напряжение на входе преобразователя может оказаться недопустимо высоким, т. е. защита работает неэффективно или вообще оказывается неработоспособной.
- электролитические алюминиевые конденсаторы по сравнению с другими элементами схемы имеют низкую надежность и небольшой срок службы, со временем их емкость снижается, а ЭПС увеличивается, т. е. эффективность защиты ухудшается. При высокой частоте повторения МИП конденсаторы могут накапливать напряжение, близкое или превышающее максимально допустимое. В результате этого они сильно разогреваются и быстро деградируют, после чего ИИП оказывается больше не защищенным от МИП и выходит из строя.

Варисторная защита

Для ограничения напряжения на импульсном преобразователе в момент воздействия импульсной помехи обычно используют варисторы. Качество такой защиты сильно зависит от места подключения варисторов во входных цепях. Срок службы варистора увеличивается, если через него протекают меньшие пиковые токи. При этом также немного уменьшается напряжение ограничения.

Типовая схема входных цепей и цепей защиты ОПККМ с использованием варисторов приведена на рис. 2.

Варистор RU1 установлен непосредственно перед входным диодным мостом и защищает все, что расположено после него: мост, конденсатор C2, шунтирующий высокочастотную составляющую тока

импульсного преобразователя, и сам преобразователь. При этом дроссель фильтра дифференциальной помехи L2 своим индуктивным и активным сопротивлением ограничивает скорость нарастания напряжения и пиковый ток помехи.

Если установить только варистор RU2, а RU1 не устанавливать, то во-первых, импульсы напряжения на нем могут вызвать колебания в паразитных контурах, образованных емкостями и индуктивностями элементов фильтра и монтажа. Амплитуда этих колебаний может быть довольно высока и превышать напряжение на варисторе RU2, что делает работу цепи защиты неэффективной. Во-вторых, варистор RU2 работает в более жестком режиме, а значит, должен быть более мощным, будет быстрее деградировать и менее эффективно ограничивать напряжение.

Если же RU2 не устанавливать, МИП создаст значительные перенапряжения на L2 и всех элементах, расположенных перед этим дросселем, что в ряде случаев может привести к их повреждению.

При проектировании ИИП с учетом степени жесткости испытаний 4 и выше по ГОСТ IEC 61000-4-5 возникает проблема защиты X-конденсаторов сетевого фильтра: скорость нарастания напряжения на них часто превышает максимально допустимую, что приводит к их повреждению. В этом случае установка варистора RU2 становится обязательной. Для облегчения режима работы варистора рекомендуется устанавливать его в таком месте схемы, чтобы между сетевыми зажимами и варистором было максимально возможное активное или индуктивное сопротивление. В схеме на рис. 2 роль такого ограничителя тока играет активное сопротивление обмоток дросселя фильтра синфазной помехи L1 и плавкой вставки FU1 (разумеется, изоляция между обмотками дросселя L1 должна выдерживать максимально возможное напряжение помехи). В зависимости от особенностей ИИП, классификационное напряжение варистора RU2 выбирают таким же или большим, чем у RU1. Альтернативным вариантом ограничения скорости нарастания напряжения может быть включение в разрыв одного из сетевых проводов проволочного резистора сопротивлением от единиц до десятка Ом.

Плавкая вставка FU1 должна многократно выдерживать импульсы сверхтоков, возникающих вследствие воздействия МИП. Расчет и выбор плавких вставок подробно рассмотрен в [8].

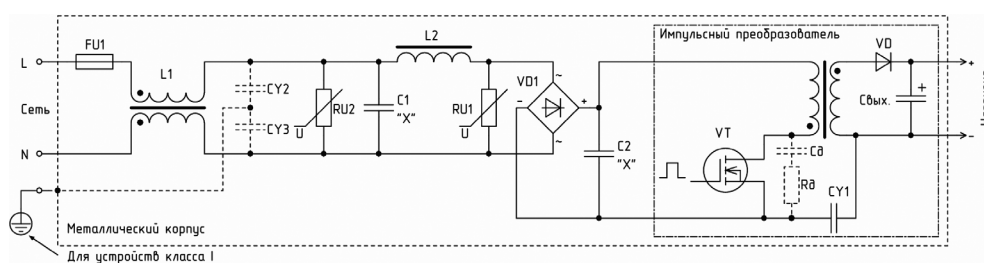


Рис. 2. Типовая схема входных цепей и ЭМИ-фильтра ОПККМ

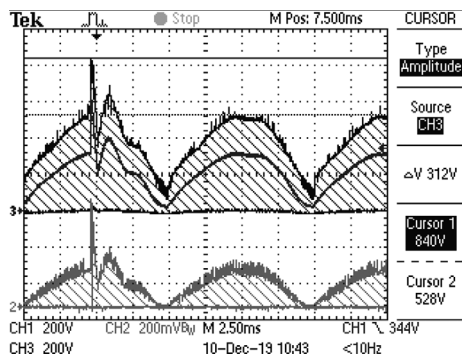
Процессы в цепях преобразователя, протекающие после воздействия МИП и способы защиты его элементов

На рис. 3 показаны осциллограммы сигналов в ОПКМ при воздействии на его вход стандартного импульса помехи 1/50 мкс по ГОСТ IEC 61000-4-5 амплитудой 1 кВ, приложенного по цепи “провод–провод” при фазовом угле сетевого напряжения 90°. Осциллограммы приведены в разных масштабах по временной оси. ОПКМ при испытаниях работал на номинальную нагрузку.

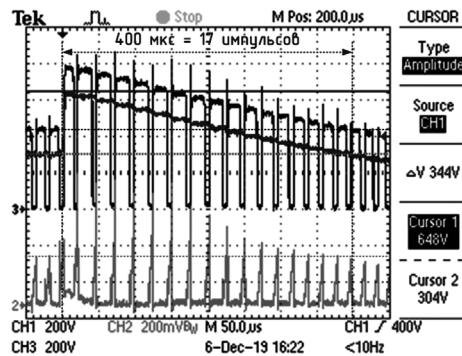
В приведенном примере схема управления преобразователем не имеет функции выключения при повышенном входном напряжении и преобразователь продолжает работать. Напряжение на его входе (конденсатор С2), ограниченное варистором, в первый момент времени после воздействия помехи достигает значения +648 В. Соответствующие перенапряжения

при этом испытывают коммутирующий транзистор и выходной диод ООП. В данном примере максимальное напряжение на стоке достигает +776 В (+880 В с учетом выброса от индуктивности рассеяния), а обратное напряжение на диоде – +596 В (+808 В с учетом выброса от индуктивности рассеяния).

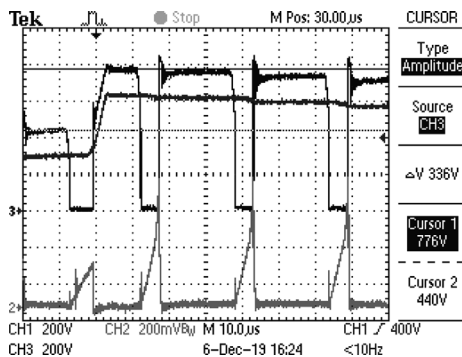
Интересен тот факт, что сразу после воздействия помехи первые импульсы обратного напряжения на диоде (рис. 3г, д) имеют амплитуду, гораздо меньшую теоретически возможной. Это следствие насыщения сердечника трансформатора, которое в данном случае облегчает режим выходного диода. Поскольку во время действия импульса помехи преобразователь продолжает работать, энергия этого импульса довольно быстро расходуется нагрузкой и уже через семнадцать тактов уровни напряжений на входе и на силовых элементах возвращаются к первоначальному значению.



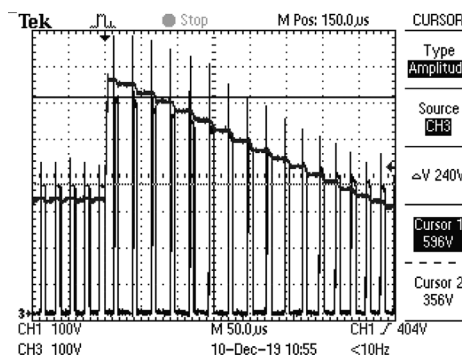
а



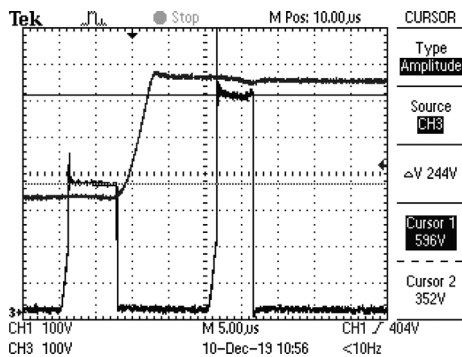
б



в



г



д

Обозначения:

- CH1 – напряжение на входе преобразователя (на конденсаторе С2)
- CH2 – ток стока коммутирующего транзистора (1,25А/дел.)
- CH3 – напряжение на стоке коммутирующего транзистора / напряжение на диоде выходного выпрямителя

Номиналы элементов (см. рис. 2):

- С1 – 0,22 мкФ Х2 RU1 – 10К431
- Л2 – 1,8 мГн/1,8 Ом RU2 – не установлен
- Uвх. = ~220 В Pвых. = 100%

Рис. 3. Осциллограммы токов и напряжений в цепях преобразователя: а – момент воздействия импульсной помехи; б, в – входное напряжение, напряжение “сток-исток” и ток стока транзистора; г, д – входное напряжение и напряжение на диоде выходного выпрямителя

Возможны два режима работы полупроводниковых приборов:

1) Преобразователь рассчитан таким образом, что напряжения на коммутирующем транзисторе и диоде выходного выпрямителя в момент воздействия помехи не превышают предельно допустимых.

2) Транзистор и диод выбраны таким образом, что при воздействии импульсной помехи они работают в режиме лавинного пробоя и рассеивают на себе часть энергии помехи. Эта энергия должна быть правильно оценена, иначе лавинный пробой перейдет в тепловой, в результате чего эти элементы выйдут из строя.

Динамические потери и лавинные процессы в элементах схемы при воздействии МИП

Перенапряжения на коммутирующих элементах в момент воздействия импульсной помехи – не единственная опасность. Большую опасность представляют резко возрастающие динамические потери при переключении.

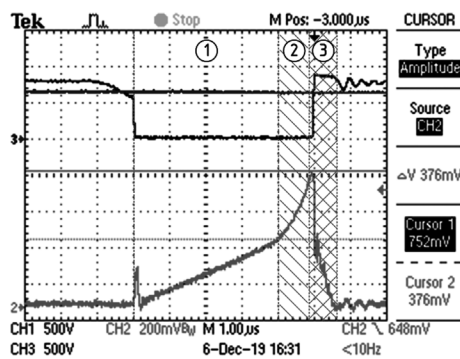
На рис. 4 в крупном масштабе приведены осциллограммы выключения коммутирующего транзистора ОПККМ при повышенном в следствие воздействия МИП входном напряжении.

В этом примере схема управления работает в режиме переключения при нулевом токе трансформатора ОПККМ с фиксированным временем открытого состояния ключа и с большой постоянной времени обратной связи, необходимой для коррекции коэффициента мощности (время открытого состояния ключа не успевает измениться за время воздействия МИП). Использован транзистор с максимально допустимым напряжением “сток-исток” 800 В.

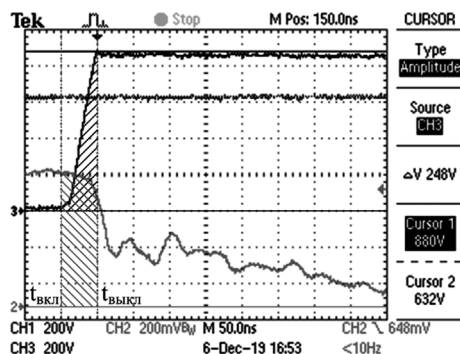
Как видно из осциллограммы, входное напряжение преобразователя (канал CH1) повышено до +632 В (вместо штатных максимально допустимых +395 В), поэтому ток в первичной обмотке трансформатора нарастает быстрее, чем при нормальной работе. На участке № 1 (рис. 4а) ток нарастает линейно, а на участке № 2 сердечник трансформатора начинает насыщаться и скорость нарастания тока увеличивается. В момент выключения транзистора ток стока в два раза превышает ток насыщения трансформатора. На рис. 4б) в крупном масштабе показан участок № 3. Сначала происходит жесткое выключение транзистора. Для перезаряда паразитных емкостей транзистора требуется некоторое время и в это время транзистор находится в активном режиме. В технической документации на транзистор это время обозначается как длительность спадающего фронта (*Fall Time*). В это время на кристалле выделяется большая импульсная мощность. Происходит адиабатический нагрев кристалла. Энергия, выделяемая на кристалле равна:

$$E_{\text{выкл}} = \int_0^{t_{\text{выкл}}} u_c(t) \cdot i_c(t) dt - \frac{C_c \cdot U_{\text{свыкл}}^2}{2}, \quad (1)$$

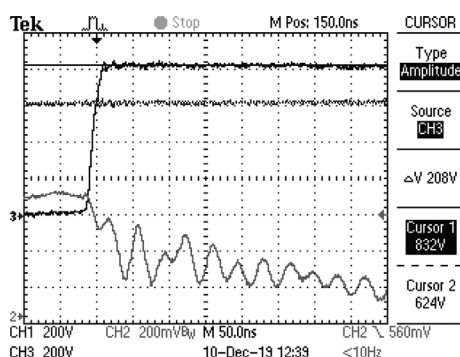
где $u_c(t)$, $i_c(t)$ – функции изменения мгновенных значений напряжения на стоке и тока стока при выключении



а



б



в

Рис. 4. Выключение коммутирующего транзистора ОПККМ при повышенном входном напряжении:

а – импульс повышенного тока стока и насыщение трансформатора (1,25 А/дел.); б, в – жесткое выключение транзистора и последующий лавинный пробой, вызванный выбросом напряжения от индуктивности рассеяния (б – $C_d = 100$ пФ, $R_d = 10$ Ом; в – C_d , R_d не установлены)

транзистора, $t_{\text{выкл}}$ – время перехода транзистора из состояния насыщения в состояние отсечки (длительность спадающего фронта), C_c – суммарная емкость цепи стока (емкость демфирующего конденсатора C_d между стоком и истоком и паразитная емкость элементов схемы), $U_{\text{свыкл}}$ – напряжение на стоке после выключения транзистора.

После выключения транзистора на его стоке наблюдается импульс напряжения, вызванный индуктивностью рассеяния первичной обмотки трансформатора. В данном примере он повышает напряжение на стоке транзистора до 880В и вызывает его лавинный пробой. Энергия, выделяющаяся на

кристалле в результате лавинного пробоя, может быть вычислена по формуле:

$$E_{\text{лав.}} = \int_0^{t_{\text{лав.}}} u_{\text{с лав.}}(t) i_{\text{с лав.}}(t) dt = U_{\text{с лав.}} \cdot \int_0^{t_{\text{лав.}}} i_{\text{с}}(t) dt,$$

где $t_{\text{лав.}}$ – длительность лавинного процесса,
 $U_{\text{с лав.}}$ – напряжение лавинного пробоя.

В приведенном примере энергия лавинного пробоя может быть вычислена аналитически на основе информации о индуктивности рассеяния трансформатора и пиковом токе первичной обмотки в момент выключения транзистора.

Таким образом, за один i -й такт работы ОПККМ при повышенном входном напряжении на кристалле выделяется энергия:

$$E_i = E_{i \text{ выкл.}} + E_{i \text{ лав.}}$$

За время воздействия перенапряжения, вызванного МИП, на кристалле выделится энергия:

$$E_i = \sum_{i=1}^N (E_{i \text{ выкл.}} + E_{i \text{ лав.}}), \quad (2)$$

где N – количество тактов преобразователя, за которое входное напряжение возвращается к норме (см. рис 3б).

Эта энергия повышает температуру кристалла на значение, зависящее от его теплоемкости, которая в свою очередь зависит от его геометрических размеров и особенностей технологии изготовления. Если температура кристалла превысит максимально допустимое значение, наступает тепловой пробой и транзистор выходит из строя. Поэтому важно проанализировать результаты воздействия МИП в различных условиях эксплуатации при различных начальных температурах перехода.

При испытаниях устройства энергию потерь от МИП удобно вычислять по результатам фактических измерений. Для этого необходимо с помощью цифрового запоминающего осциллографа записать массивы мгновенных значений напряжения на стоке коммутирующего транзистора и напряжения на датчике тока стока в момент воздействия помехи (см. пример на рис. 4). Далее, используя численные методы находим значение энергии для одного импульса либо для серии импульсов.

В приведенном примере для первого после воздействия помехи импульса энергия потерь при переключении, вычисленная описанным способом, составила 48 мкДж. При подключении между стоком и истоком последовательной RC -цепочки с номиналами $C_d = 100$ пФ и $R_d = 10$ Ом энергия потерь снизилась до 31 мкДж. Энергия лавинного пробоя составила 509 мкДж.

На рис. 5 приведена осциллограмма сигналов в момент выхода из строя коммутирующего транзистора.

Как видно из осциллограммы, в данном примере напряжение на стоке не превышало пробивного с учетом технологического запаса, т. е. режим лавинного

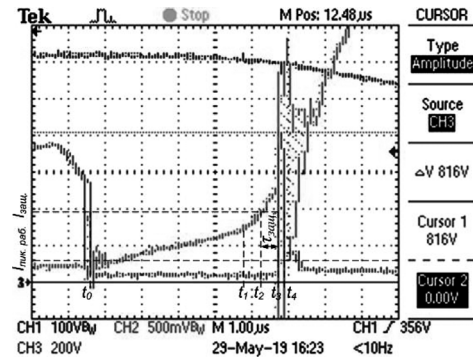


Рис. 5. Выход из строя коммутирующего транзистора в момент выключения:

CH1 – напряжение на входе преобразователя (на конденсаторе C2);
 CH2 – ток стока коммутирующего транзистора (3,125А/дел.);
 CH3 – напряжение на стоке коммутирующего транзистора

пробоя не наблюдался. В начале процесс коммутации протекает аналогично предыдущему случаю, показанному на рис. 4.

В момент времени t_2 ток стока достигает порогового значения защиты по току схемы управления. Однако срабатывание защиты имеет задержку $\tau_{\text{защ.}}$ и только в момент времени t_3 схема управления начинает закрывать транзистор. В этот момент ток стока уже превышает штатное пиковое значение $I_{\text{пик.раб.}}$ в пять раз! Помимо огромных динамических потерь и скорости нарастания напряжения на стоке, в случае использования в качестве коммутирующего транзистора *MOSFET* здесь также может наблюдаться эффект «зашелкивания» - открытие паразитного биполярного транзистора внутри *MOSFET* (подробнее – см. [5], С. 48–49) в результате чего транзистор тоже выйдет из строя.

В момент времени t_4 транзистор необратимо пробивается и переходит в короткозамкнутое состояние. В результате этого выходят из строя элементы преобразователя, через которые протекает ток КЗ и в завершении сгорает плавкая вставка, предотвращая возгорание вышедшего из строя источника питания.

Для предотвращения описанной ситуации при разработке преобразователя нужно придерживаться следующих правил:

☞ Схема управления должна максимально быстро разряжать паразитную емкость затвора (в то же время не забываем про максимально допустимую скорость изменения напряжения на выходе драйвера затвора для исключения его “зашелкивания”).

☞ Трассировка печатной платы должна быть выполнена схемотехнически грамотно: связи, через которые протекают большие токи, должны иметь минимально возможную паразитную индуктивность и сопротивление. Сигналы управления транзистором должны непосредственно подводиться к датчику тока в цепи истока и затвору транзистора связями минимальной длины.

☞ Желательно выбирать транзистор с минимально возможным временем выключения и большим размером кристалла. Максимально допустимую энергию,

которую может поглотить и затем рассеять кристалл можно косвенно оценить по максимально допустимой энергии лавинного пробоя, которую обычно указывают в документации на транзистор.

☞ Определенную пользу может принести включение между истоком и стоком последовательной демпфирующей RC -цепочки, формирующей траекторию выключения транзистора. Конденсатор уменьшает скорость нарастания напряжения на стоке закрывающегося транзистора и тем самым снижает рассеиваемую на нем мощность, так как транзистор успевает закрыться при меньшем напряжении на стоке. Резистор ограничивает ток разряда конденсатора в момент открывания транзистора, уменьшая дополнительные потери на транзисторе. Сопротивление резистора обычно выбирают в единицы-десятки Ом.

☞ Коэффициент трансформации трансформатора ОПККМ следует выбирать таким образом, чтобы выполнялось условие:

$$\begin{cases} U_{c-и макс} > U_{вх.МИП} + U_{ввых.} \cdot K; \\ U_{VDобр.макс} > \frac{U_{вх.МИП}}{K} + U_{ввых.} \end{cases} \quad (3)$$

где $U_{c-и макс}$ — максимально допустимое напряжение сток-исток коммутирующего транзистора, $U_{VDобр.макс}$ — максимально допустимое обратное напряжение диода выходного выпрямителя, $U_{вх.МИП}$ — ограниченное варистором входное напряжение преобразователя во время воздействия МИП, $U_{ввых.}$ — выходное напряжение ИИП, $K = N_1/N_2$ — коэффициент трансформации (отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной обмотки).

При этом энергии лавинного пробоя транзистора и диода будут определяться индуктивностями рассеяния первичной и вторичной обмоток трансформатора и будут иметь минимальное значение.

Помимо этого необходимо также учитывать следующее:

1) В момент воздействия МИП начальная температура кристалла может быть достаточно высока и зависит от температуры окружающей среды и условий охлаждения ИИП. Поэтому запас по перегреву кристалла от МИП может оказаться небольшим. Однако, при высокой температуре кристалла выше напряжение лавинного пробоя.

2) При снижении температуры кристалла снижается пробивное напряжение «сток-исток» МОП-транзисторов. Но при этом запас по перегреву до максимально допустимой температуры больше и на кристалле может безопасно выделиться большая энергия.

Следует также отметить, что лавинный пробой обычно наблюдается только на первых нескольких тактах после воздействия МИП, когда входное напряжение еще достаточно высоко. Так, на рис. 3б, лавинный пробой наблюдается только на первых двух тактах. На последующих же тактах $E_{i лав.} = 0$. Подробнее

о безопасной работе *MOSFET* в режиме лавинного пробоя можно узнать в [6].

Защита от синфазной МИП

Для устройств в металлическом корпусе, предназначенных для подключения к сети по трехпроводной схеме с проводником защитного заземления/зануления, ГОСТ ИЕС 61000-4-5 предусматривает испытание на устойчивость к импульсным помехам, воздействующим по цепям «провод–земля». Причем, амплитуда испытательных импульсов гораздо выше, чем при испытаниях по схеме «провод – провод».

Поскольку сетевой фильтр ИИП в таком исполнении обычно содержит Y -конденсаторы $CY2$, $CY3$ фильтра синфазной помехи (показаны пунктиром на рис. 2), на входные цепи преобразователя через эти конденсаторы наводятся значительные перенапряжения, не уступающие перенапряжениям при воздействии помехи по схеме «провод–провод». На рис. 6 приведена осциллограмма сигналов при воздействии МИП амплитудой 2 кВ по цепи «провод–корпус», соответствующей испытательному уровню 3 по ГОСТ ИЕС 61000-4-5. Импульс положительной полярности подается при фазовом угле сетевого напряжения 90° . В схеме установлены конденсаторы $CY2$, $CY3$ емкостью 2200 пФ.

Синфазная МИП, приложенная между корпусом устройства и его входными цепями, создает электростатическое поле, которое может выводить из строя некоторые чувствительные компоненты на печатной плате, расположенной близко к корпусу. Поэтому для защиты от мощной синфазной МИП между корпусом и входными цепями включают ограничительные элементы (см. табл. 2, п. 4 ниже). Разрядник $FV1$ ограничивает амплитуду МИП, а варисторы $RU3$ и $RU4$ облегчают гашение возникшей в нем дуги по окончании импульса помехи. Если быстрогодействия такой защиты окажется недостаточно, можно использовать только варисторную защиту на соответствующее напряжение (вместо разрядника $FV1$ — перемычка).

Защита от повышенных входных напряжений

Защита от повышенных входных напряжений подразумевает способность ИИП без повреждения выдер-

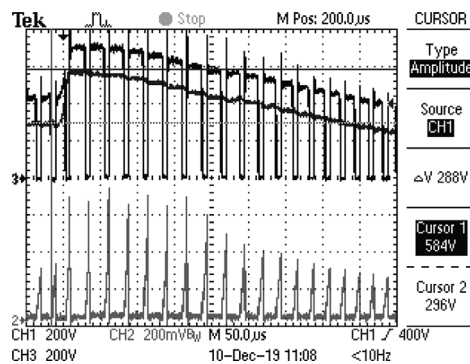


Рис. 6. Воздействие МИП по цепи «фаза-корпус» амплитудой 2 кВ

живать длительное (минуты, часы) воздействие на вход ИИП напряжений, значительно превышающих верхний предел диапазона входных рабочих напряжений.

При питании ИИП фазным напряжением сети ~220/380 В такие перенапряжения обычно возникают при обрыве нейтрали. Потребители, подключенные к разным фазам сети оказываются соединены последовательно и образуют делитель напряжения, параметры которого непрерывно меняются по мере отключения/выхода из строя потребителей. В худшем случае на ИИП, оказавшийся элементом одного из плеч этого делителя, подается линейное напряжение трехфазной сети, т. е. ~380 ... 400 В.

В ИИП без защиты такая ситуация обычно заканчивается срабатыванием варистора и перегоранием плавкой вставки. Хотя сам преобразователь при этом не выходит из строя, для восстановления работоспособности устройства требуется демонтаж ИИП, его вскрытие и замена вышедших из строя элементов. Расходы на такое обслуживание в ряде случаев могут значительно превышать стоимость самого устройства и ИИП, особенно если устройство расположено в труднодоступном месте.

Для реализации защиты необходимо устанавливать варисторы с большим классификационным напряжением, чтобы они выдерживали длительное воздействие аварийного напряжения без повреждений. Рекомендации по выбору варисторов в общем случае даны в [7]. Однако напряжение ограничения таких варисторов тоже существенно возрастает, что требует применения более высоковольтных транзисторов и диодов, а это, в свою очередь, увеличивает стоимость и ухудшает эксплуатационные характеристики в штатном режиме работы изделия. Альтернативным вариантом может быть реализация схемы выключения преобразователя на время воздействия перенапряжения или МИП.

Рассмотрим в каких режимах при этом оказываются полупроводниковые приборы ОПКМ. На рис. 7 показаны осциллограммы сигналов при воздействии на вход ИИП по схеме “провод–провод” МИП положительной полярности амплитудой 2 кВ при фазовом угле сетевого напряжения 180°. На входе ИИП (рис. 2) установлены два варистора, а схема управления преобразователем содержит узел защиты от перенапряжения (ЗПН), останавливающий работу преобразователя при превышении входным напряжением заданного порога. Преобразователь рассчитан на работу с отраженным напряжением $U_{отр.} = 172$ В.

Варисторы ограничивают напряжение питания преобразователя на уровне примерно 768 В, что ниже максимально допустимого напряжения “сток-исток” МОП-транзистора. При обнаружении превышения напряжения на входе ИИП схема ЗПН выключает МОП-транзистор в момент времени t_0 . Напряжение на его стоке скачком повышается и на уровне примерно 912 В (обусловленном технологическим запасом транзистора и довольно высокой температурой его кристалла на мо-

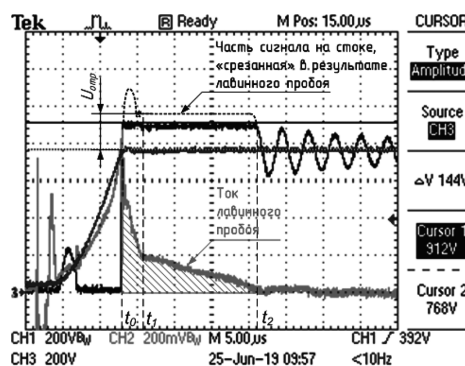


Рис. 7. Поглощение импульсной помехи в режиме лавинного пробоя коммутирующего транзистора:

Обозначения:

CH1 – напряжение на входе преобразователя (на конденсаторе C2)

CH2 – ток стока коммутирующего транзистора (1,25А/дел.)

CH3 – напряжение на стоке коммутирующего транзистора

Номиналы элементов (см. рис. 2):

- $C_1 = 0,22$ мкФ Х2
- $L_2 = 1,8$ мГн/1,8Ом
- $C_d = 100$ пФ
- $R_d = 10$ Ом
- $U_{зпн} = +450$ В (действ. ~320 В)
- $U_{вх.} = \sim 220$ В
- RU1 – 10K511
- RU2 – 10K561
- $U_{C-И (макс.)} = 800$ В
- $U_{отр.} = 172$ В
- $P_{вых.} = 100\%$

мент начала воздействия перенапряжения) начинается его лавинный пробой. Если бы не лавинный пробой, напряжение на стоке достигло бы значения

$$U_c = U_{вх} + \frac{N_1}{N_2} (U_{ввых} + U_{VD,пр.}) =$$

$$= U_{вх} + U_{отр} = 768 + 172 = 940 \text{ В.}$$

После этого открылся бы диод VD и началась бы передача запасенной в магнитном поле сердечника энергии в нагрузку. Однако, в результате лавинного пробоя транзистора напряжение на его стоке ограничивается на уровне +912 В, а через цепь “сток-исток” протекает ток лавинного пробоя. Напряжение на первичной обмотке оказывается меньше и составляет 144 В. Напряжение на вторичной обмотке также ограничено. Диод VD открыться не может, так как напряжение на вторичной обмотке трансформатора ниже напряжения на нагрузке, зафиксированного в рассматриваемый временной период подключенным параллельно ей электролитическим конденсатором Свх. большой емкости. Поэтому почти вся энергия, запасенная в сердечнике трансформатора поглощается транзистором в режиме лавинного пробоя. Общая энергия, выделяющаяся на кристалле, равна:

$$E = E_{выкл.} + E_{лав.} = E_{выкл.} + E_{L_1} + E_{L_{1рас}} =$$

$$= E_{выкл.} + \frac{I_1^2}{2} (L_1 + L_{1рас}),$$

где L_1 – индуктивность первичной обмотки, $L_{1рас.}$ – ее индуктивность рассеяния, I_1 – амплитуда тока первичной обмотки в момент выключения транзистора. Энергия динамических потерь при выключении $E_{выкл.}$ вычисляется по формуле (1).

В приведенном примере энергия лавинного пробоя составила 17,7 мДж.

В момент времени t_2 энергия, накопленная в магнитном поле сердечника, заканчивается и напряжение на стоке начинает уменьшаться. Ток стока становится близким к току утечки – транзистор выходит из режима лавинного пробоя.

Для того, чтобы транзистор выдержал подобный режим работы, тепло, выделяющееся в его кристалле за период времени $t_2 - t_0$ не должно вызывать перегрев кристалла выше максимально допустимой температуры перехода.

Понятно, что таким образом транзистор может безопасно поглотить лишь ограниченное число импульсов и далее ему необходимо время для рассеяния тепла. Поэтому схема ЗПН должна срабатывать как можно быстрее и иметь задержку отпущания после того, как входное напряжение придет в норму. На практике достаточная помехоустойчивость обеспечивается при задержке срабатывания порядка единиц микросекунд, что соответствует максимум одному рабочему такту преобразователя во время воздействия перенапряжения.

Пример реализации схемы ЗПН приведен на рис. 8.

Схема собрана на недорогих дискретных элементах, но в то же время надежно выключает преобразователь при превышении установленного делителем R1, R2 порога и имеет гистерезис включения. Температурная нестабильность порога срабатывания – не хуже 3,5% в диапазоне температур от -40 до +50°C. Схема успешно используется в составе источников питания для светодиодов серии АК16, серийно выпускаемых на предприятии ООО “ММП-Ирбис”.

Рекомендуемые схемы входных цепей и цепей защиты для различных исполнений ИИП

На основе результатов проведенных исследований предлагаются следующие варианты построения ИИП на основе ОПККМ, устойчивых к МИП (табл. 2).

В приведенных схемах на обмотках дросселей фильтра в момент воздействия МИП могут создаваться

значительные перенапряжения. Кроме того, межобмоточная изоляция дросселя фильтра синфазной помехи L1 должна выдерживать амплитуду МИП, прикладываемой по цепи “провод-провод”. Для защиты обмоток дросселей в ряде случаев можно использовать печатные разрядники, включенные параллельно обмоткам (рис. 9). Пример использования печатных разрядников приведен в [9].

В некоторых случаях для подавления резонансных явлений параллельно обмоткам дросселей может потребоваться подключение резисторов, ухудшающих добротность паразитных колебательных контуров. При установке этих резисторов также следует проверить их режимы работы в момент воздействия МИП.

Рассмотренные в статье схемотехнические решения успешно используются в источниках питания для светодиодов, серийно выпускаемых на предприятии ООО “ММП-Ирбис”. В 2019–2020 г.г. разработаны и запущены в производство несколько новых серий. Самая недорогая из них – АЕ16 – представляет собой источники питания мощностью до 40Вт для офисных светодиодных светильников, выполненные по схеме ОПККМ в металлическом корпусе со степенью защиты IP20. Источники питания этой серии содержат в своем составе базовые узлы защиты и устойчивы к воздействию МИП по ГОСТ IEC 61000-4-5 – 2017 до 1 кВ по цепи “провод-провод” и до 2 кВ по цепям “провод-корпус”. Серия АК16 аналогична АЕ16, но отличается улучшенной стойкостью к МИП по цепи “провод-провод” до 2 кВ и защитой от подачи на вход повышенного напряжения до ~380В. Другие новые разработки – АМ16 и АМ24 – выполнены по двухкаскадной схеме, содержащей активный ККМ на основе неизолированного повышающего преобразователя и изолирующий однотактный обратноточный преобразователь-стабилизатор с обратной связью по первичным цепям. На рис. 10 показан пример одной из новых разработок.

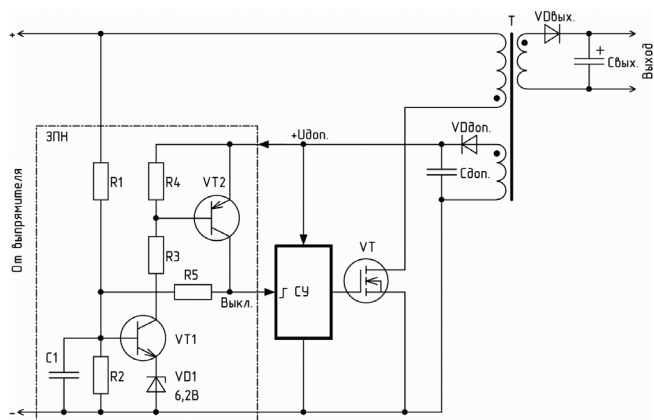


Рис. 8. Возможный вариант реализации схемы ЗПН

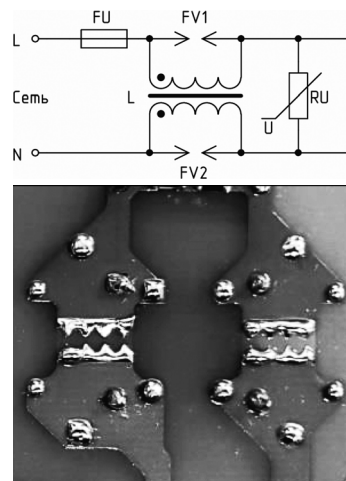
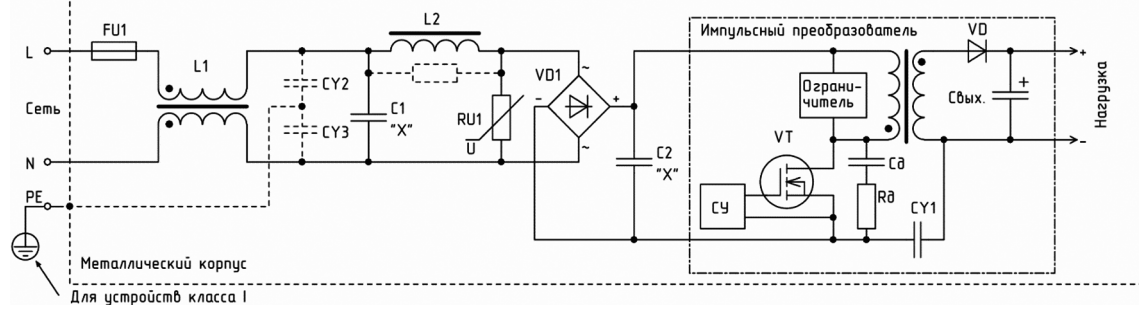


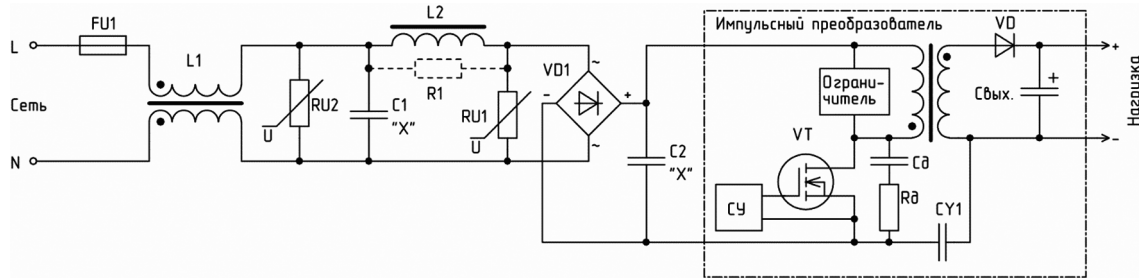
Рис. 9. Защита обмоток дросселей входного ЭМП-фильтра

Таблица 2

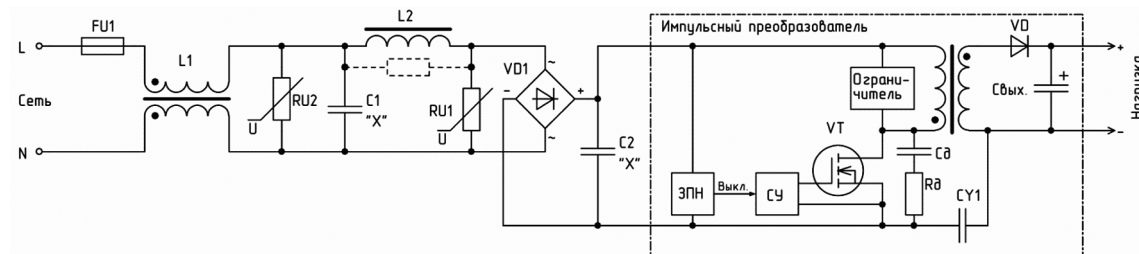
1. Минимально необходимая защита от МИП для устройств, подключаемых к сети по двухпроводной и трехпроводной схеме (уровень 3 по ГОСТ IEC 61000-4-5: L-N – 1 кВ, L-PE, N-PE – 2 кВ)



2. Усиленная защита от МИП для устройств в корпусе из изоляционного материала, подключаемых к сети по двухпроводной схеме (уровень 4 по ГОСТ IEC 61000-4-5: L-N – 2 кВ)



3. Усиленная защита от МИП + защита от повышенного входного напряжения для устройств в корпусе из изоляционного материала, подключаемых к сети по двухпроводной схеме (уровень 4 по ГОСТ IEC 61000-4-5: L-N – 2 кВ + защита от ~380В)



4. Усиленная защита от МИП + защита от повышенного входного напряжения для устройств, подключаемых к сети по трехпроводной схеме (уровень 4 по ГОСТ IEC 61000-4-5: L-N – 2 кВ, L-PE, N-PE – 4 кВ)

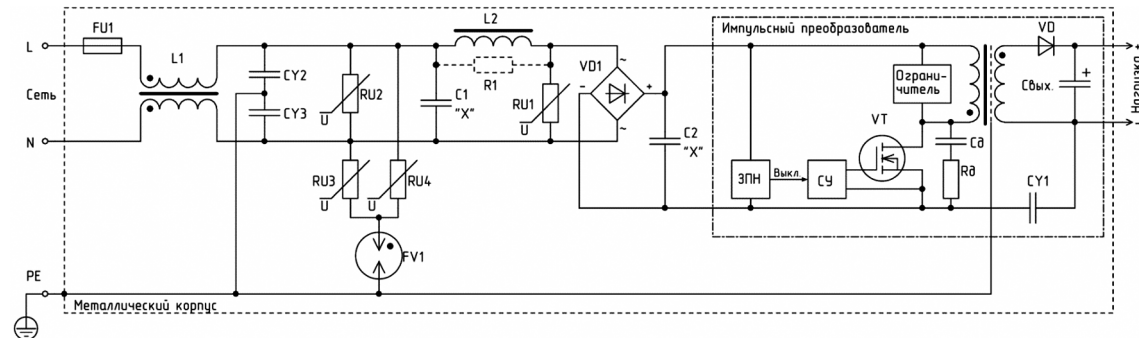




Рис. 10. Источник питания мощностью 40 Вт серии AE16

Литература

1. *Nihal Kularatna, Alistair Steyn Ross, Jayathu Fernando, Sisira James.* Design of Transient Protection Systems. – Elsevier Science, 2018.
2. *Ланцев В., Эраносян С.* Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Ч. 1. – Силовая электроника, № 4, 2006, С. 58–64.
3. ГОСТ IEC 61000-4-5 – 2017 Электромагнитная совместимость (ЭМС). Часть 4-5. Методы испытаний и измерений. Испытание на устойчивость к выбросу напряжения.
4. ГОСТ Р 51514-2013 (МЭК 61547:2009) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость светового оборудования общего назначения к электромагнитным помехам. Требования и методы испытаний.
5. *Мелешин В. И.* Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005.
6. Some key facts about avalanche. Application Note, V1.0, 2017-01-9, Infineon Technologies.
7. *Трегубов С. В. к. т. н., Пантелеев В. А., к. т. н., Фрезе О. Г.* Общие принципы выбора варисторов для защиты от импульсных напряжений. URL: <http://www.komi.com/Progress/product/varistor/manual/index.htm>.
8. *Огнев П.* Гарантированный разрыв цепи при сверхтоках: плавкие предохранители. – “Новости электроники”, № 12, 2014, С. 4–11
9. Designing SMPS Adapter using ICE3BS02 to Pass Common Mode Lightning Surge Test. Application Note, V1.0, May 2005, Infineon Technologies.

Малышев Алексей Александрович, главный инженер отдела разработки и проектирования, ООО “ММП-Ирбис”, тел.: +7 (985) 338-93-63, e-mail: aleksey_m@mmp-irbis.ru.

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин

НОРМАЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ БОРТОВОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

N. A. Kushnerev,
M. V. Rodin

Voltage Normalizer for Onboard DC Power Supply System

В статье в кратком виде представлены сведения о нормализаторах напряжения, используемых совместно с современными бортовыми системами электроснабжения постоянного тока. Проанализированы их достоинства и недостатки. Предложены варианты структуры нового нормализатора напряжения с накоплением электроэнергии, обеспечивающего бесперебойность работы потребителей в течение требуемого времени без использования аккумуляторов.

Ключевые слова: бортовая система электроснабжения постоянного тока, источник электропитания, нормализатор напряжения.

The article presents information brief about voltage normalizers employed in combination with the onboard DC power supply systems. Their pros and cons were analyzed. The options of the new voltage normalizer structure with the accumulation of electric energy, ensuring uninterrupted operation of consumers for the required period of time without the batteries application is proposed.

Key words: on-board DC power supply system, electric power supply, voltage normalizer

Для электропитания радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), эксплуатируемой на борту авиационных носителей, используют, в частности, системы электроснабжения (СЭС) постоянного тока с номинальным выходным напряжением 27 В по ГОСТ Р 54073-2017.

Особенностью указанных СЭС является, во-первых, наличие переходных отклонений выходного напряжения, в несколько раз превышающих установленное значение (кратковременные выбросы напряжения могут достигать значения 80 В), а во-вторых, провалы напряжения до 8 В длительностью до 1 с и полное пропадание напряжения на время до 80 мс [1]. Последнее может иметь место, например, при переключении основных и резервных выпрямительных устройств СЭС между собой [2].

Практика показывает, что как чрезмерное повышение (понижение) выходного напряжения СЭС, так и его пропадание приводят к сокращению срока службы и отказам РЭА, а также к переходу ее в аварийный режим работы или временному отключению. Последнее и вовсе недопустимо, когда речь идет об электропитании РЭА, относящейся к приемникам электроэнергии первой категории.

Кроме того, учитывая, что в последнее время бо льшая часть РЭА имеет в своем составе цифровые средства самоконтроля при включении, то после перерыва электропитания такая РЭА восстанавливает свою работоспособность лишь после выполнения всех процедур загрузки программного обеспечения, самоконтроля и калибровок, на что тратится значительное время, нередко достигающее единиц минут. Для исключения столь значительных перерывов в работе РЭА (речь идет о приемниках электроэнергии второй или третьей категории) крайне желательно обеспечить ее работоспособность во время пропадания электропитания, хотя напрямую ГОСТ Р 54073-2017 этого и не требует.

По этим причинам использование совместно с рассматриваемыми СЭС как отечественных, так и зарубежных унифицированных модулей электропитания (МЭП), представленных на рынке, возможно только вместе с дополнительными устройствами защиты. Такие устройства, с одной стороны, должны ограничивать выбросы напряжения до допустимых значений (ограничители выбросов напряжения), а с другой, обеспечивать нормальную работу потребителей при пропадании напряжения СЭС на время до 80 мс.

Устройства, обеспечивающие выше перечисленные функции, в настоящее время все чаще называют *нормализаторами* напряжения.

В наши дни ряд фирм выпускает фильтры-ограничители напряжения, способные защитить МЭП от превышения входного напряжения и импульсных помех. Однако обеспечить работу МЭП при уменьшении напряжения СЭС ниже допустимых для МЭП значений такие фильтры-ограничители не способны. Полноценных же нормализаторов напряжения, способных обеспечить работу МЭП во всех режимах работы СЭС, на отечественном рынке в настоящее время не представлено.

В научно-технической и патентной литературе дано описание принципов построения нормализаторов напряжения, позволяющих обеспечить бесперебойную работу МЭП при снижении напряжения СЭС до 8 В [3–13]. Однако эти нормализаторы не обеспечивают бесперебойную работу МЭП в течение времени провала напряжения СЭС ниже 8 В, вплоть до его полного пропадания на время до 80 мс.

Таким образом, создание нормализаторов напряжения, позволяющих обеспечить нормальную работу МЭП во всех режимах работы СЭС, является актуальной задачей для разработчиков систем и устройств электропитания бортовой РЭА, функционирующих совместно с СЭС постоянного тока.

Цель представленной статьи состоит в разработке технических решений для создания нормализатора, обеспечивающего возможность применения серийных унифицированных МЭП в РЭА, питаемой от бортовых СЭС постоянного тока с номинальным выходным напряжением 27 В по ГОСТ Р 54073-2017.

Общие сведения о нормализаторах напряжения

Одной из основных характеристик качества электроэнергии является отклонение напряжения электропитания на шинах потребителя от номинального значения. От этого отклонения зависит как возможность нормальной работы, так и надежность питаемой РЭА.

Вместе с тем от значений возможных отклонений напряжения бортовой СЭС зависит и возможность применения серийных унифицированных МЭП.

Учитывая широкий диапазон изменения напряжения бортовой СЭС постоянного тока по ГОСТ Р 54073-2017, в большинстве случаев применение серийных МЭП затруднено, а поэтому требуется разработка специализированных МЭП на широкий диапазон входных напряжений. Однако, как показывает анализ, проведенный в [10], при таком подходе МЭП имеют пониженные удельные характеристики, коэффициент полезного действия (КПД) и более высокую стоимость. Это объясняется необходимостью увеличения допустимого напряжения на конденсаторах входного фильтра, силовых ключах и диодах таких МЭП.

В табл. 1 приведены значения входного напряжения, на которое рассчитаны выпускаемые в настоящее время отечественные МЭП, предназначенные для работы совместно с бортовыми СЭС постоянного тока по ГОСТ Р 54073-2017.

Анализ приведенных в табл. 1 данных показывает, что наиболее часто МЭП рассчитаны на диапазон входных напряжений 18...36 В (как и наиболее популярные зарубежные МЭП компаний “Vicor”, “Traco Power”, “Interpoint”), реже на диапазон 9 ... 36 В. Также

выпускается весьма ограниченная номенклатура МЭП с расширенным диапазоном входных напряжений до 8 ... 80 В. Однако эти МЭП имеют заметно худшие массогабаритные показатели, чем МЭП со стандартным диапазоном входных напряжений.

На практике при электропитании от бортовых СЭС постоянного тока совместно с “традиционными” МЭП на диапазон входных напряжений 18 ... 36 В применяют нормализаторы.

Основная функция нормализатора – преобразование входного напряжения диапазона 8 ... 80 В в выходное напряжение диапазона 18 ... 36 В без высокочастотных помех, выбросов и провалов. Кроме того, для электропитания ряда потребителей необходимо обеспечить также защиту от провалов напряжения бортовой СЭС до нуля на время до 80 мс.

При такой структуре тракта электропитания нормализатор устанавливают на входе один на весь комплект МЭП. В этом случае тракт имеет более высокие удельные характеристики и КПД [10].

На современном отечественном рынке нормализаторы отсутствуют. Частично их функции выполняют модули ограничения входного напряжения (ОВН). Например, такие модули выпускаются предприятиями АО “ГК “Электронинвест” (фильтры-ограничители серии ФПО), “ЭлТом” (фильтры-ограничители серии ФО), АО “СКТБ РТ” (модули активных фильтров серии МФА), ООО “ММП-Ирбис” (нормализаторы напряжения серий НВЕ, НВТ, НЕТ), ООО “АЕИЭП” (модули защиты и фильтрации серий МРМ), ООО “АЕДон” (фильтры-ограничители серии МРМ).

Как предложенные в [4], так и более простые технические решения позволяют создать нормализатор напряжения, обеспечивающий диапазон выходных напряжений 18 ... 36 В при электропитании от бортовой СЭС с диапазоном напряжений 8 ... 80 В с учетом защиты от импульсных помех.

Однако обеспечение работы потребителя электроэнергии при полном пропадании напряжения бортовой СЭС на время до 80 мс с помощью таких технических решений не представляется возможным.

Нормализатор напряжения с накоплением электроэнергии

Традиционно для обеспечения работы потребителей во время перерывов электропитания используются аккумуляторы. Однако это решение обладает целым рядом недостатков, такими как малый срок службы аккумуляторов, ограниченный диапазон рабочих температур, необходимость периодического обслуживания, саморазряд аккумуляторных батарей, взрывоопасность.

В то же время, для обеспечения электропитания в течение десятков и сотен миллисекунд при относительно небольшой мощности потребителя могут быть использованы накопительные электролитические конденсаторы. Такие конденсаторы свободны от перечисленных выше недостатков аккумуляторных

Таблица 1. Характеристики модулей электропитания

Наименование модуля, производитель	Входное напряжение
ВИП ММР, ВИП СМР, “Миландр”	16–40 В
МДД, “АЭИЭП”	18–36 В
МДМ, МДМ-П, “АЭИЭП”	17–36 В/17–80 В
МДМ-ЕП, “АЭИЭП”	9–36 В/8–80 В
МДМ-Н, “АЕДон”	18–36 В
МДМ-А, “АЕДон”	22–33 В
МДМ-Р, “АЕДон”	18–75 В
МДМ-П, МДМ-В, «АЕДон»	9–36 В / 17–36 В
СПН, СПНИ, СПНМ, СПНС, “Электронинвест”	7–36 В
СМР, “ММП-Ирбис”	10–36 В
МР, МПР, “ММП-Ирбис”	9–36 В
МПВ, СМВ, СМПВ, “ММП-Ирбис”	18–36 В
ИВЭП73, “СКТБ РТ”	22–31 В
ИВЭП74, “СКТБ РТ”	17–36 В
ИВЭП27, ИВЭП37, “СКТБ РТ”	18–36 В

батарей, но обладают намного меньшей удельной емкостью.

Для обеспечения работы потребителей во время перерывов электропитания накопительный конденсатор может быть включен несколькими способами. От способа включения конденсатора будет зависеть степень использования запасенной в нем энергии и соответственно его необходимая емкость.

Рассматривать способы включения накопительного конденсатора будем с учетом наличия нормализатора напряжения (НН) повышающе-понижающего типа, обеспечивающего выходное напряжение номиналом 27 В с незначительным отклонением при диапазоне входных напряжений 8 ... 80 В.

Предварительно, однако, отметим, что включение накопительного конденсатора параллельно входу НН не имеет смысла, так как при перерыве электропитания накопитель будет разряжаться через других потребителей, подключенных к данной бортовой СЭС.

Итак, *первым* способом подключения накопителя является его включение параллельно выходу НН. Функциональная схема соответствующего тракта электропитания приведена на рис. 1. $C_{нз}$ и $U_{пит}$ на рисунке – емкость накопителя и напряжение на выходе МЭП соответственно.

На рис. 2 приведена осциллограмма напряжения на входе МЭП, поясняющая принцип работы рассматриваемого тракта электропитания при пропадании напряжения на выходе СЭС.

Оценим необходимую емкость накопителя и степень использования запасенной в нем электроэнергии.

Примем мощность, потребляемую МЭП, постоянной и равной $P_{МЭП} = 75$ Вт. Напряжение на накопителе в начале перерыва электропитания $U_0 = 27$ В. Напряжение на накопителе в конце разряда будет равно минимальному входному напряжению МЭП: $U_1 = 18$ В. Время перерыва электропитания составляет $t = 80$ мс.

Определим минимальное значение емкости накопителя из выражения:

$$\frac{C_{нз} (U_0^2 - U_1^2)}{2} = tP_{МЭП}, \tag{1}$$

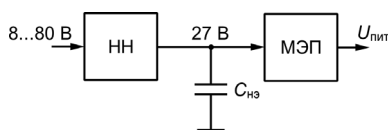


Рис. 1. Функциональная схема тракта электропитания (первый способ)

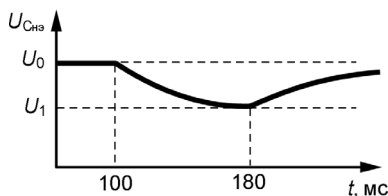


Рис. 2. Напряжение на выходе нормализатора

тогда

$$C_{нз} = \frac{2P_{МЭП}t}{U_0^2 - U_1^2}. \tag{2}$$

Необходимое значение емкости накопителя в этом случае составит $C_{нз} = 29650$ мкФ. В качестве такого накопителя могут быть использованы два конденсатора типа К50-99 (50 В, 15000 мкФ) с общей массой 712 г. Очевидно, необходимая емкость накопителя будет прямо пропорционально увеличиваться при повышении потребляемой МЭП мощности.

Степень использования запасенной в накопителе электроэнергии определим, как:

$$K_e = \frac{U_0^2 - U_1^2}{U_0^2}. \tag{3}$$

В рассмотренном случае коэффициент использования электроэнергии составит $K_e = 55\%$.

Второй способ подключения накопителя проиллюстрирован на рис. 3.

При штатной работе СЭС накопитель $C_{нз}$ заряжается от НН через резистор R_3 . В случае пропадания напряжения СЭС схема управления (СУ) подключает накопитель на вход НН с помощью коммутатора К.

При этом напряжение, до которого может разряжаться накопитель, составляет уже не 18 В, как в ранее рассмотренной схеме (см. рис. 1), а 8 В.

В соответствии с (2) необходимое значение емкости накопителя в этом случае составит 18000 мкФ.

Для такого накопителя может быть использован один конденсатор типа К50-99 (50 В, 22000 мкФ) массой 428 г.

Коэффициент использования энергии в этом случае составит $K_e = 91\%$.

Следует заметить, если НН построен по схеме, близкой к приведенной в [11] и его алгоритм работы предусматривает отключение понижающего преобразователя до момента снижения входного напряжения до величины порядка 18 В, то эффективность работы накопителя, включенного по приведенным выше схемам (см. рис. 1 и рис. 3), будет резко снижаться, так как к моменту начала провала напряжения накопитель может быть заряжен до значительно меньшего напряжения, чем 27 В.

Третий способ построения НН с накопителем проиллюстрирован на рис. 4. Здесь отдельный маломощный регулятор напряжения (РН) повышающего

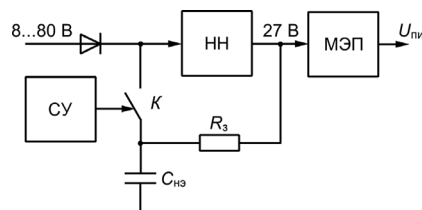


Рис. 3. Функциональная схема тракта электропитания (второй способ)

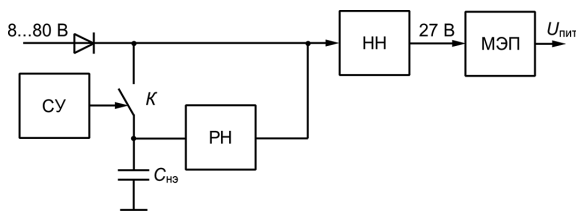


Рис. 4. Функциональная схема тракта электропитания (третий способ)

типа осуществляет заряд накопителя до напряжения, близкого к максимальному входному напряжению НН, равного 80 В.

Известно, что электролитические конденсаторы, рассчитанные на большие рабочие напряжения, при прочих равных условиях обычно имеют большую удельную емкость. В связи с этим более выгодно запасать электроэнергию в более высоковольтных конденсаторах.

В случае снижения напряжения бортовой СЭС ниже 8 В СУ с помощью коммутатора К подключает накопитель к входу НН, что позволяет осуществить разряд накопителя вплоть до напряжения 8 В.

Необходимое значение емкости накопителя в этом случае составит 1875 мкФ.

Для такого накопителя может быть использован один конденсатор типа К50-99 (100 В, 2200 мкФ) массой 284 г.

Коэффициент использования энергии в этом случае составит $K_e = 99\%$.

Таким образом, последний рассмотренный способ позволяет получить наилучшие массогабаритные показатели накопителя в тракте электропитания.

Кроме того, использование данного способа позволяет работать без снижения эффективности накопителя в схемах с отключением преобразователя в диапазоне напряжений 18...36 В [11], так как заряд накопителя осуществляется до максимального напряжения вне зависимости от величины напряжения бортовой СЭС в момент времени, предшествующий провалу напряжения.

В качестве накопителя электроэнергии вместо электролитических конденсаторов могут выступать и ионисторы (суперконденсаторы, ультраконденсаторы). Они обладают всеми преимуществами электролитических конденсаторов, при этом их емкость может достигать единиц фарад. Однако ионисторы, как правило, имеют ограниченное количество циклов заряд-разряд, исчисляющееся сотнями тысяч.

Кроме того, рабочий температурный диапазон ионисторов часто достаточно мал, и только небольшая номенклатура ионисторов работоспособна при температурах до минус 60°C.

Однако ионисторы могут эффективно комбинироваться и с электролитическими конденсаторами, обеспечивая повышенную емкость и удельную

мощность (особенно при высоких отрицательных температурах).

В настоящее время несколько моделей ионисторов выпускаются отечественной фирмой “Гириконд”. Также на рынке доступны суперконденсаторные модули фирм “Ультраконденсаторы Феникс” и “ТЭЭМП”.

Таким образом, учитывая высокую удельную емкость ионисторов, НН с накопителем на их основе может обеспечивать работу потребителей при провале напряжения на время до единиц или десятков секунд при сохранении удовлетворительных массогабаритных показателей НН.

Заключение

Резюмируя полученные результаты, отметим следующее.

1. В настоящее время при разработке систем электропитания бортовой РЭА, получающих электроэнергию от СЭС постоянного тока по ГОСТ Р 54073-2017, целесообразно применение нормализаторов напряжения совместно с серийными унифицированными МЭП.

2. Для обеспечения бесперебойной работы РЭА во время перерывов электропитания, допускаемых ГОСТ Р 54073-2017, целесообразно в состав нормализаторов включать накопители на электролитических конденсаторах и/или ионисторах.

3. Наиболее выгодной с точки зрения достижения наилучших удельных массогабаритных показателей систем электропитания является схема нормализатора с емкостным накопителем, заряжаемым посредством повышающего регулятора напряжения. При этом обеспечивается большой срок службы и не требуется периодическое обслуживание как при использовании аккумуляторов.

Литература

- ГОСТ Р 54073-2017. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. — М.: Стандартинформ, 2018. — 36 с.
- Системы электроснабжения летательных аппаратов / Под ред. С.П. Халютина. — М.: Изд-во ВУНЦ ВВС “ВВА им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина”, 2010. — 427 с.
- Миронов А. А. Ограничитель напряжения. Патент РФ № 46594. Оpubл. 10.07.2005
- Миронов А. А. Нормализатор сети постоянного напряжения. Патент РФ № 78016. Оpubл. 10.11.2008.
- Миронов А. А., Затулов С. Л. Расширение функциональных возможностей ограничителей выбросов напряжения для бортовых сетей. — Электропитание. — 2015, № 2. С. 54–58.
- Затулов С. Л., Амелин С. А., Амелина М. А. Моделирование переходных режимов работы ограничителя выбросов напряжения, работающего в режиме ограничения мощности. — Практическая силовая электроника. — 2016, № 1 (61). С. 52–56.
- Миронов А. А., Затулов С. Л. Ограничитель напряжения. Патент РФ № 153770. Оpubл. 27.07.2015.

8. Комиссаров П. В., Рейсман А. А., Шлома В. Д. Активный ограничитель напряжения. Патент РФ № 172448. Опубл. 10.07.2017.
9. Хусаинова Г. К. Нормализатор напряжения // Сборник докладов Всероссийской молодежной научно-технической конференции “Автоматика и электронное приборостроение”, 2017, С. 50–56.
10. Миронов А. А. Нормализатор напряжения бортовой сети как средство повышения эффективности РЭА. – Практическая силовая электроника, 2017, № 4 (68), С. 34–36.
11. Миронов А. А. Ограничитель напряжения с ограничением мощности. Патент РФ № 190341. Опубл. 27.06.2019.
12. Миронов А. А. Система электропитания бортовой авиационной аппаратуры на основе нормализатора напряжения. – Силовая электроника. 2018, № 74, С. 65–67.
13. Миронов А.А. Выбор оптимальной структуры авиационной системы электропитания постоянного тока. – Компоненты и технологии. 2019, № 11, С. 38–41.

Кушнерев Николай Александрович, к. т. н., начальник лаборатории АО “Концерн “Вега”; тел.: (499)753-40-04 доб.9305; e-mail: kushnerev@inbox.ru;

Родин Михаил Валерьевич, к. т. н., старший научный сотрудник – заведующий аспирантурой АО “Концерн “Вега”, доцент кафедры “Радиоэлектронные системы и устройства” МГТУ им. Н. Э. Баумана; тел.: (499)753-40-04 доб.1217; e-mail: mvrodin@bmstu.ru.

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

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

Для публикации статьи необходимо предоставить

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

Статья должна содержать

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

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

Документы в бумажном виде должны быть отправлены по адресу: 111033, г. Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “ММП-Ирбис”.

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_д, L_{м1} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (С – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончания обозначения параметров (I₁, L₃, U_{уп1} 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.**

П. О. Бономорский, Д. А. Овчинников, К. В. Черкалина

МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ КОРРЕКТОРАМИ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

P. O. Bonomorskiy, D. A. Ovchinnikov,
K. V. Cherkalina

Power Factor Correctors Control Techniques

Рассмотрены наиболее популярных методов управления однофазными корректорами коэффициента мощности (ККМ) на базе повышающего преобразователя постоянного напряжения (ИРН2). Выбран наиболее оптимальный способ управления – управление по среднему току дросселя и показаны его преимущества. Предложен алгоритм реализации цифрового управления ККМ по среднему току. Проведен сравнительный анализ ряда отечественных процессоров и выбран наиболее подходящий для решения задачи управления ККМ. Практически реализована система управления ККМ мощностью 1500 Вт с входным напряжением сети 220 В (50 Гц).

Ключевые слова: однофазный корректор коэффициента мощности, методы управления ККМ, цифровое управление.

The article considers the most popular techniques for the single-phase power factor correctors (PFC) control based on the boost DC-DC voltage converter (SMPC2). The best optimal control technique, i.e. control by average inductor current was selected and its merits are demonstrated. The algorithm for the PFC digital control by average inductor current implementation is presented. A comparative analysis of several domestic processors was performed, and the best one for the PFC control task performing was selected. A control system for the PFC of 1500 W and input mains voltage of 220 V (50 Hz) was realized in practice.

Key words: single-phase power factor corrector, PFC control technique, digital control.

По мере развития цифровых вычислительных технологий, возрастает количество потребителей электроэнергии таких как средства цифровой обработки, вычислительных средств. Увеличение количества таких потребителей, зачастую имеющих нелинейный характер потребления, приводит к ухудшению качества электроэнергии, доставляемой к потребителям.

С целью уменьшения влияния на первичную сеть нелинейных и реактивных потребителей, что предусмотрено требованиями современных стандартов, в составе преобразователей переменного тока в постоянный должна присутствовать коррекция коэффициента мощности (ККМ).

В случае синусоидального напряжения преобразователь должен потреблять ток соответствующий по форме и фазе этому напряжению.

Методы управления ККМ

Самой популярной топологией ККМ, безусловно, является топология повышающего импульсного регулятора напряжения второго рода (ИРН2), силовая часть которого показана на рис. 1.

Такая топология достаточно проста и позволяет получить почти единичный коэффициент мощности реализуя различные методы управления.

Основными недостатки этой топологии:

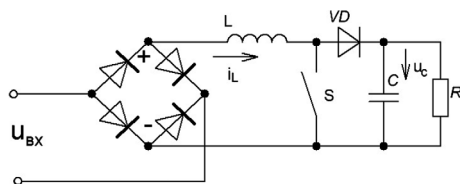


Рис. 1. Схема силовой части повышающего ККМ

- 1) пусковые перегрузки по току обусловленные зарядом выходного конденсатора большой емкости;
- 2) выходное напряжение всегда больше пикового входного напряжения;
- 3) трудно реализуемую функцию отключения от входной сети.

Далее рассматриваются и сравниваются наиболее популярные методы управления ИРН2, чтобы выделить преимущества и недостатки каждого из них.

Метод управления по пиковому значению тока

Функциональная схема реализации метода и форма кривой тока приведена на рис. 2 и 3.

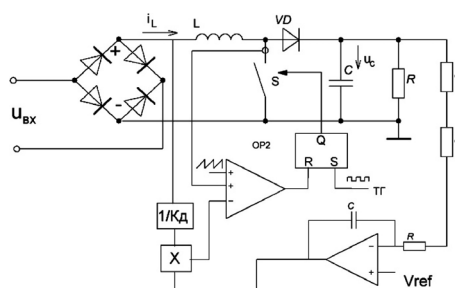


Рис. 1. Схема силовой части повышающего ККМ

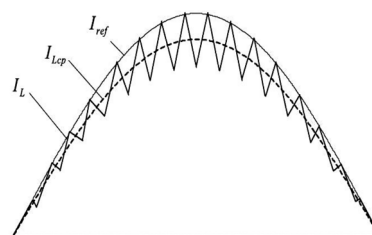


Рис. 3. Диаграммы токов при управлении по пиковому значению тока

Коммутация силового ключа осуществляется по сигналу от тактового генератора (ТГ). Таким образом, частота коммутации постоянная. Ключ размыкается сигналом, полученным путем перемножения мгновенного значения эталонного входного напряжения, снимаемого с выпрямителя, и напряжения усилителя ошибки выходного напряжения (УОН). Этот сигнал сравнивается компаратором К с суммой сигналов с датчика тока дросселя и с источника пилообразного напряжения (ПГ) той же частоты и фазы, что и у тактового генератора.

Преимущества метода:

- 1) постоянная частота переключения;
- 2) необходимость измерения только тока через ключ;
- 3) работа в режиме непрерывного тока дросселя, что позволяет применять малогабаритный входной фильтр.

Недостатки метода:

- 1) искажения входного тока увеличиваются при уменьшении нагрузки и увеличении входного напряжения;
- 2) чувствительность к коммутационным помехам.

Метод управления по среднему значению тока

Функциональная схема реализации метода и форма кривой тока приведены на рис. 4 и 5 соответственно.

Управляющий сигнал формируется усилителем ошибки по току (УОТ), где сравнивается сигнал с датчика тока и произведение мгновенных значений эталонного напряжения U_{ref} и напряжения усилителя ошибки выходного напряжения (УОН). Сигнал управления подается на ШИМ-модулятор, который представляет собой компаратор К, где этот сигнал

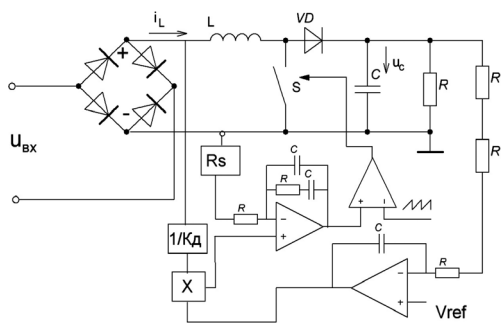


Рис. 4. Схема управления по среднему значению тока

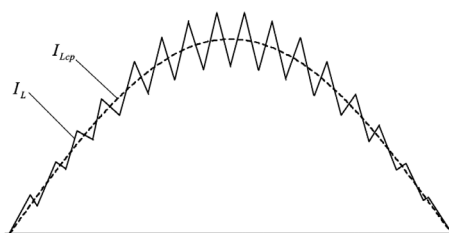


Рис. 5. Диаграммы тока при управлении по среднему значению тока

сравнивается с сигналом, поступающим с генератора пилообразного напряжения (ПГ).

Преимущества метода:

- 1) постоянная частота переключения;
- 2) управление менее чувствительно к коммутационным помехам;
- 3) работа в режиме непрерывного тока дросселя, что позволяет применять малогабаритный входной фильтр.

Недостаток метода состоит в необходимости включения датчика тока в цепь дросселя.

Метод “граничного” управления

Метод реализует управление на границе между режимами безразрывных и разрывных токов. Функциональная схема реализации метода и форма кривой тока приведена на рис. 6 и 7.

Цикл работы такой схемы выполняется следующим образом. В начальный момент времени ток в дросселе равен нулю. Детектор нулевого значения тока (*zero current detector* – ZCD) устанавливает в единичное состояние триггер, при этом замыкается ключа S. Дроссель L начинает накапливать электрическую энергию, что сопровождается линейным ростом его тока I_L . Когда напряжение с датчика тока, пропорциональное току дросселя, становится равным напряжению U_{ref} , происходит размыкание ключа S. Энергия, запасенная в дросселе, передается через открытый диод VD в нагрузку R. Ток в дросселе падает, напряжение с дополнительной вторичной обмотки дросселя L используется датчиком нулевого тока для определения момента снижения тока дросселя до нуля. При этом происходит замыкание ключа S, что соответствует началу нового цикла.

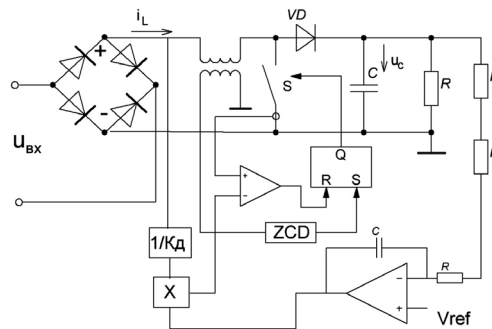


Рис. 6. Схема метода “граничного” управления

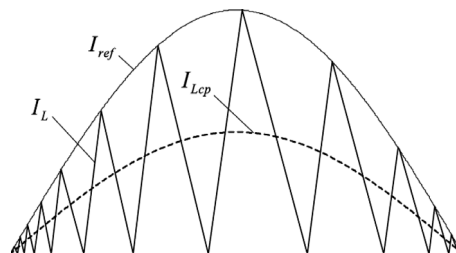


Рис. 7. Диаграммы токов “граничного” управления

Преимущество метода заключается в простоте организации управления, а недостатки – в переменной частоте переключений и увеличенные массогабаритных показателей фильтра.

Метод разрывных токов с использованием ШИМ

Функциональная схема реализации метода и форма кривой тока приведена на рис. 8 и 9.

К преимуществам метода следует отнести постоянную частоту переключений и простоту ШИМ-управления.

Недостатки метода:

- 1) повышенные напряжения и токи устройства по сравнению с “граничным” управлением, а также
- 2) режим разрывных токов ведет к увеличению массогабаритных показателей фильтра.

Два последних метода позволяют обеспечить единичный коэффициент мощности, но, при этом, предъявляются более высокие требования к входному фильтру.

Наиболее оптимальным методом управления для ККМ с силовой частью на основе ИРН2, является управление по среднему току.

В настоящее время все чаще аналоговой элементной базе систем управления, используемой в течение предшествующих десятилетий, предпочитают высокопроизводительную цифровую технику. Современные микроконтроллеры (МК) и процессоры работают на частотах до 500 МГц, что позволяет легко справляться с задачей управлением ККМ с рабочей частотой до 200 кГц. Поэтому в предлагаемой статье задача управления ККМ решается с помощью цифрового микроконтроллера.

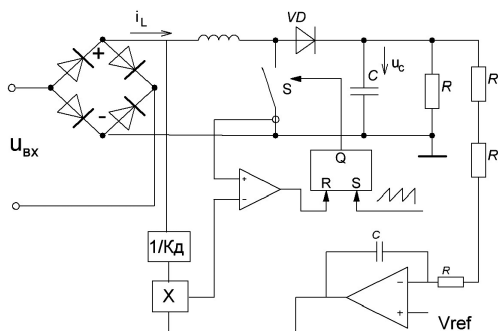


Рис. 8. Схема реализации метода разрывных токов

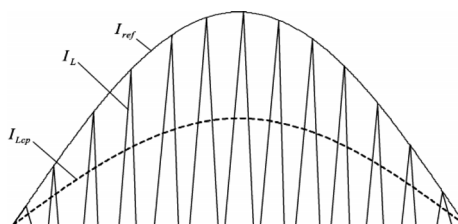


Рис. 9. Диаграммы токов при реализации метода разрывных токов

Цифровое управление ККМ

При разработке структуры цифрового управления ККМ максимально использованы возможности МК. Внешними аналоговыми цепями схемы управления остаются только цепи сопряжения с сигналами, к которым относятся цепи формирования мгновенных защит, измерительные цепи и цепи формирования управляющих сигналов. Для обеспечения приемлемого коэффициента мощности выбран принцип управления по среднему току сети, который заключается в умножении сигнала ошибки по напряжению на квадрат обратного значения действующего напряжения сети.

В перемножителе используются также сигналы, один из которых в цифровой форме отображает входное напряжение, а другой задает синусоидальную форму входного тока за полупериод сети. На рис. 10 показана структурная схема ККМ с цифровым управлением. В контроллере применены два звена коррекции – в “медленном” контуре по напряжению и в “быстром” контуре, в котором формируются форма и фаза тока дросселя повышающего импульсного регулятора.

На схеме показаны также блоки контроллера, реализующие функции защиты и управления. Трансформатор Тг является датчиком входного тока ККМ, сигнал с него поступает на АЦП, а также обрабатывается компаратором мгновенной защиты. Терморезистор (ТС) с отрицательным температурным сопротивлением как правило применяется при запуске, что необходимо для снижения броска тока через диоды входного выпрямителя при заряде конденсаторов на выходе ККМ. Сигнал, управляющий обмоткой реле, поступает от контроллера после заряда конденсаторов, что приводит к шунтированию контактами реле терморезистора, ограничивающего ток.

Для рассматриваемого ККМ предусмотрены следующие виды защит.

1. Защита по максимальному значению напряжения сети. В отличие от аналоговых схем управления здесь срабатывание защиты происходит по мгновенному напряжению сети, а ее быстрдействие ограничивается только внешними фильтрами. При срабатывании этой защиты ККМ полностью выключается, а его включение происходит по результату измерения контроллером действующего значения напряжения сети.

2. Защита по минимальному значению сети, которая реализуется по действующему значению напряжения сети.

3. Аппаратная защита по мгновенному значению входного тока. Сигнал формируется внешним компаратором. При срабатывании компаратора с помощью узла запрета ШИМ-сигналов осуществляется блокировка управляющих импульсов.

Выбор технических средств

Основные критерии при выборе процессора:

· Скорость вычислений, поскольку расчет фильтров ККМ должен гарантированно осуществляться за вре-

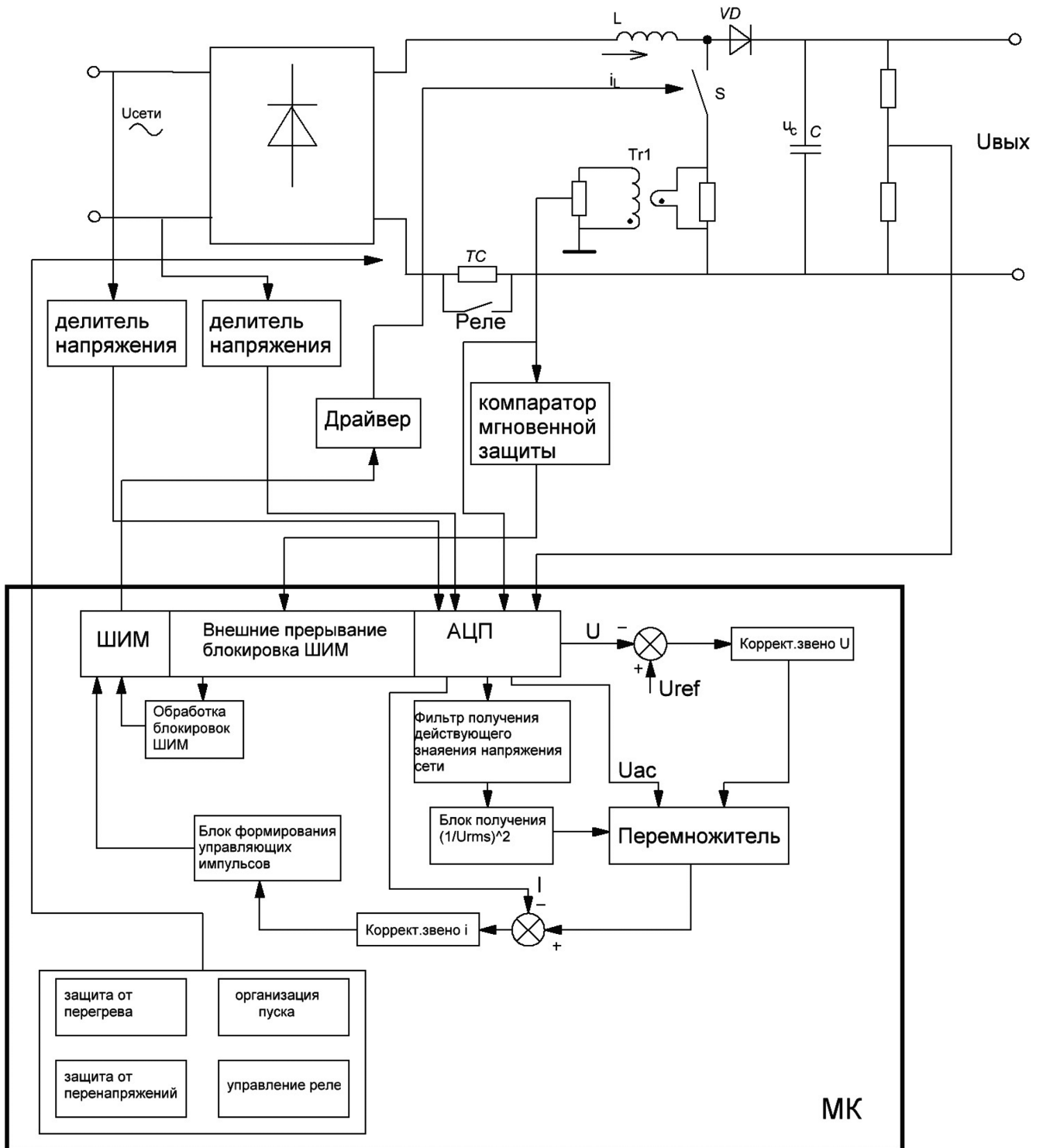


Рис 10. Функциональная схема ККМ с цифровым управлением

мя, близкое к периоду. При этом, должно оставаться время на выполнения медленных процессов.

2. Наличие ШИМ высокого разрешения, для обеспечения максимальной точности регулирования.

В табл. 1 представлен сравнительный анализ нескольких отечественных микроконтроллеров.

Таблица 1

Контроллер	K1921BK01	1986BE01	1986BE91
ШИМ высокого разрешения	6 модулей высокого разрешения	нет	нет
Тактовая частота	100МГц	144МГц	80МГц
Кол-во АЦП	двенадцать двухканальных 12-разрядных АЦП	12-разрядный АЦП (до 8 каналов)	два 12-разрядных АЦП (до 16 каналов)
Скорость умножение	Умножение двух 32 битных числа за 1 такта	Умножение двух 32 битных чисел за 3 такта	Умножение за один цикл, аппаратная реализация деления.
Количество UART	4	1	2

Согласно данным из табл. 1 для создания системы управления ККМ наиболее подходит микроконтроллер K1921BK01.

На основании структуры рис. 10 разработан макет корректора коэффициента мощности с силовой частью по структуре ИРН2, на мощность 1500 Вт и с цифровым управлением на базе микроконтроллера K1921BK01. Разработанная система позволила обеспечить коэффициент мощности 97,4%. Осциллограмма потребляемого от сети тока показана на рис. 11.

Литература

1. В. И. Мелешин, Д. А. Овчинников. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011.
2. A. Inba Rexy, R. Seyezhai. Investigation of Current Control Techniques of AC-DC Interleaved Boost PFC Converter. Circuits and Systems, 2016, 7, pp. 307-326.

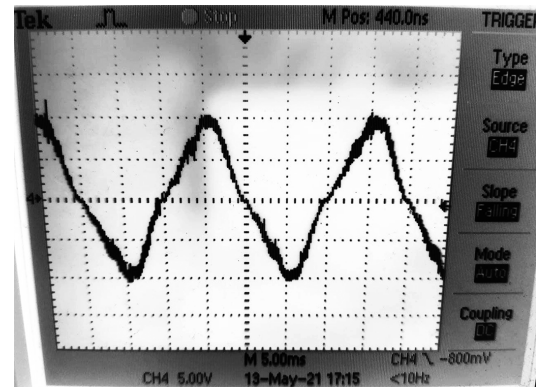


Рис. 11. осциллограмма потребляемого синусоидального тока

3. Zhengyu Lu, Z. Qian, Yong Zeng, W. Yao, G. Chen, Yousheng Wang. Reduction of digital PWM limit ring with novel control algorithm, APEC 2001.
4. Полицарнов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
5. Erickson R. W. Fundamentals of Power Electronics. University of Colorado, Accompanying material for instructors, 1997.
6. Fu Minghua, Chen Qing. A DSP Based Controller for Power Factor Correction (PFC) in a Rectifier Circuit. IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2001.
7. Maksimovic' D. and Erickson R. A. New Low-Stress Buck-Boost Converter for Universal-Input PFC Applications. IEEE Applied Power Electronics Conference APEC 2001.

Бономорский Павел Олегович, технический директор – главный конструктор АО «ГК «Электронинвест»;

Овчинников Денис Александрович, кандидат технических наук, заместитель главного конструктора по системам электропитания АО «ГК» «Электронинвест»;

Черкалина Ксения Васильевна, учебное заведение НИУ «МЭИ», инженер-электроник в компании АО «ГК» «Электронинвест», тел.: +7(915)1387751, e-mail: raccoon-1@yandex.ru.

А. А. Малышев

ПРОБЛЕМЫ ЗАЩИТЫ ЭЛЕМЕНТОВ ФИЛЬТРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ ПРИ ВЫСОКОМ УРОВНЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ БОЛЬШОЙ ЭНЕРГИИ

А. А. Malyshev

Problems of EMI filter components protection at high level of high-energy surges

В статье рассмотрены способы построения входного фильтра электромагнитных помех (ЭМП) сетевых импульсных источников питания (ИИП), подключаемым к электрическим сетям со сложной электромагнитной обстановкой. Представлены результаты схемотехнического моделирования. Проведено сравнение двух вариантов схемы входных цепей по ресурсу использованных в них варисторов.

Ключевые слова: фильтр ЭМП, увеличение срока службы варисторов, устойчивость к импульсным помехам, грозозащита импульсных источников питания.

The article discusses the input EMI filter designing for switched mode utility power supplies (SMPS), being connected to power grids with a complex electromagnetic environment. It presents the results of circuit simulation. The two options of the input protection circuits were compared by the varistors (MOV) lifetime.

Key words: EMI filter, metal oxide varistor (MOV) lifetime increasing, surge immunity, SMPS lightning protection.

В ряде областей народного хозяйства (промышленные предприятия с мощными электроустановками, железнодорожный транспорт, сельская местность, наружное освещение, оборудование с питанием от воздушных линий электропередач) импульсные источники питания (ИИП) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и осветительной техники функционируют в сложной электромагнитной обстановке и питаются от электрических сетей с низким качеством электроэнергии, характеризующимся в том числе высоким уровнем наносекундных и микросекундных импульсных помех большой энергии. Причем повышенными являются как амплитуда и энергия выбросов напряжения, так и частота их возникновения за время работы электронного устройства. Описанная электромагнитная обстановка, как правило, соответствует классу 4 и выше по ГОСТ ИЕС 61000-4-5, причем в ряде случаев (например, класс 5) в технических требованиях к РЭА могут быть установлены особые уровни испытательного напряжения (например, 4 кВ по цепи “провод–провод” и 6 кВ по цепи “провод–земля”).

При уровнях помех выше 4-го по ГОСТ ИЕС 61000-4-5 (класс 5) возникает проблема защиты элементов сетевого фильтра. В этом случае возможны два варианта построения входных цепей:

- 1) применение конденсаторов с более высоким классом Х1 по ГОСТ ИЕС 61000-4-5 и дросселей с усиленной межвитковой и межобмоточной изоляцией.
- 2) построение фильтра ЭМП на стандартной элементной базе с дополнительным ограничением напряжения, поступающего на него.

Преимущества первого варианта состоят в том, что фильтр имеет более простую схему, а его импеданс ограничивает импульсный ток через цепи защиты преобразователя в момент поступления на вход высо-

ковольтной импульсной помехи. Недостаток – требуются более дорогие и габаритные элементы, часто требуется применение нестандартных дросселей, имеющих более сложную конструкцию. При воздействии симметричной импульсной помехи пиковые напряжения на обмотках равны амплитуде импульса помехи для дросселя фильтра дифференциальной составляющей и половине амплитуды импульса помехи для каждой из обмоток тококомпенсированного дросселя. При воздействии несимметричной импульсной помехи к обмоткам тококомпенсированного дросселя в течение очень короткого времени прикладывается полная амплитуда импульса помехи. Межобмоточная изоляция тококомпенсированного дросселя должна выдерживать импульсное напряжение

$$u_{\text{СМ.и}} = \sqrt{2} \cdot U_{L=N.\text{действ}} + U_{\text{ИП.пик}}$$

Если принять амплитуду импульса помехи по цепи “провод–провод” для класса “5” по ГОСТ ИЕС 61000-4-5 равной 4 кВ, то межобмоточная изоляция должна выдерживать импульсное напряжение амплитудой до 4352 В при напряжении сети ~250 В.

Недостаток второго варианта – необходим дополнительный ограничитель напряжения, стоящий перед фильтром и подключенный непосредственно к сети. Этот ограничитель работает в наиболее тяжелом режиме, так как токи, вызванные импульсными помехами, ограничены только импедансом сети и соединительных проводов. Это снижает ресурс ограничителя.

Защита ИИП при стандартных уровнях импульсных помех подробно рассмотрена автором в [1]. Схема входных цепей такого ИИП (класс 4 по ГОСТ ИЕС 61000-4-5) показана на рис. 1.

Конденсаторы С1, С4 и дифференциальная индуктивность L2 образуют фильтр симметричной по-

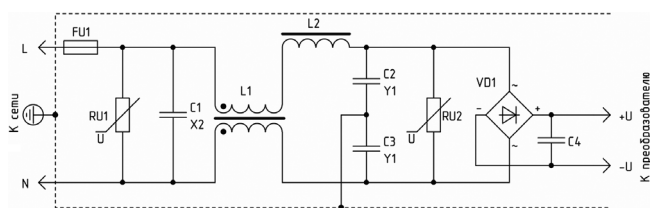


Рис. 1. Типовая схема входных цепей и ЭМИ-фильтра ИИП

мехи (*differential mode noise, DM*), а индуктивность $L1$ тококомпенсированного дросселя и конденсаторы $C2, C3$ образуют фильтр несимметричной помехи (*common mode noise, CM*). При этом конструктивно индуктивности $L1$ и $L2$ могут быть выполнены в виде одного радиоэлемента, представляющего собой двухобмоточный тококомпенсированный дроссель с повышенной индуктивностью рассеяния, которая выполняет функции $L2$.

Варистор $RU1$ защищает элементы фильтра ЭМП – $C1$ и $L1, L2$, а варистор $RU2$ – диодный мост и импульсный преобразователь. Теоретически эта схема может использоваться и при более высоком уровне помех, например, 4 кВ “провод–провод”, однако в качестве ограничителя $RU1$ придется использовать варистор максимально возможной мощности и его срок службы в таких условиях резко сократится, несмотря на то, что все остальные элементы фильтра и преобразователя будут надежно защищены.

Увеличение срока службы варисторов

Срок службы металл-оксидных варисторов, которые обычно используют в качестве ограничителя напряжения, зависит от энергии, количества поглощенных импульсов и тока в момент срабатывания. Влияние этих параметров на срок службы подробно исследовано в различных работах [2–4], [12].

В качестве примера, на рис. 2 приведены графики зависимости максимально допустимого повторяющегося импульсного тока прямоугольной формы через варистор от длительности этого импульса для различного количества импульсов, взятые из технической

документации [5]. Согласно [6], для повторяющейся (за весь срок службы варистора) импульсной нагрузки максимально допустимая энергия каждого импульса должна быть уменьшена в соответствии с этими данными (рис. 2).

Например, варисторы серии S20Kxxx (диаметром 20 мм с классификационным напряжением ~350 ... ~460 В) способны выдержать сто прямоугольных импульсов тока амплитудой 1200А и длительностью 20 мкс, что соответствует пропущенному через них заряду 24 мА·с. Если считать напряжение ограничения варистора мало зависящим от тока, то при уменьшении тока в десять раз до 120 А варисторы способны выдержать почти тысячу импульсов такой же энергии (длительностью 200 мкс), т. е. их ресурс увеличится почти в десять раз.

В то же время при пропуске через эти варисторы большого заряда, например, 100 мА·с этот эффект не наблюдается и варистор выдержит два импульса тока 5 кА/20 мкс или 500 А/200 мкс. А у менее мощных варисторов может даже наблюдаться сокращение ресурса для более длительных импульсов той же энергии. Например, этот эффект заметен у варисторов S10K350 680 при пропуске заряда 30 мА·с и более.

Энергию импульса тока помехи разработчик устройства не может существенно снизить (небольшое уменьшение этой энергии происходит при увеличении активного сопротивления цепей между варистором и сетью). Поэтому практическими способами повышения надежности ИИП являются правильный выбор варистора по напряжению ограничения и максимально допустимой поглощаемой энергии, а также растягивание переходного процесса, вызванного помехой, с помощью индуктивных элементов. Причем последнее эффективно только при значительном запасе по поглощаемой энергии. При небольшом запасе (верхние графики на рис. 2) растягивание переходного процесса может даже снизить срок службы варистора.

Таким образом, для длительной работы варисторов необходимо:

- 1) иметь достаточный запас по максимальной энергии прикладываемых импульсов относительно

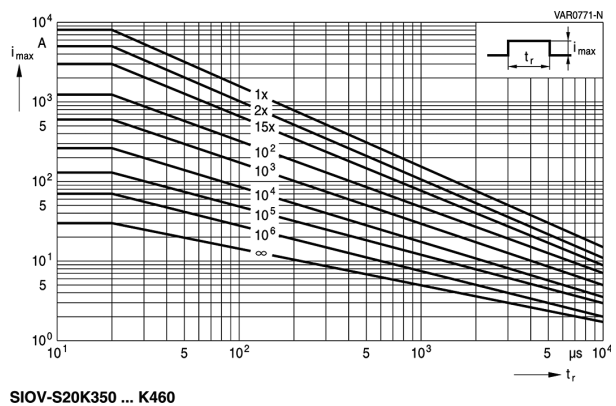
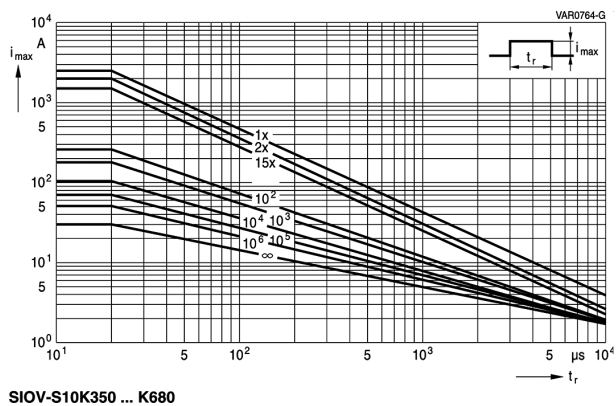


Рис. 2. Максимально допустимый повторяющийся импульсный ток в зависимости от длительности импульса и их количества для варисторов серии B722 диаметром 10 мм (а) и 20 мм (б) фирмы TDK

максимально допустимой поглощаемой энергии варистора (выбирать рабочую точку на более пологой кривой на рис. 2);

2) снижать амплитуду импульсов тока через варистор за счет увеличения их длительности (при условии выполнения п.1).

Для определения по этим графикам ресурса варистора в конкретном разрабатываемом изделии, функционирующем в заданной электромагнитной обстановке, удобно пользоваться методикой, предложенной в [7]. В соответствии с этой методикой для сравнения полученных экспериментальных данных с информацией, приводимой в документации на варисторы (рис. 2) необходимо рассчитать эквивалентную длительность прямоугольного импульса $t_{и}^*$ такой же амплитуды, как реальный импульс:

$$t_{и}^* = \frac{\int |i(t)| dt}{I_m}, \tag{1}$$

где $i(t)$ – функция изменения тока через варистор, вызванного импульсной помехой, I_m – амплитуда этого импульса.

В реальности часто импульс тока имеет треугольную форму с крутым фронтом и спадом, близким к экспоненциальному. В этом случае выражение (1) может быть упрощено:

$$t_{и}^* \approx 1,43 \cdot T_{и1/2}, \tag{2}$$

где $T_{и1/2}$ – длительность реального импульса тока, измеренная по уровню 0,5 от амплитуды.

Энергия, поглощенная варистором, вычисляется по формуле:

$$W = \int u(t) \cdot i(t) dt. \tag{3}$$

Для уменьшения амплитуды импульсов тока через варисторы предлагается использовать индуктивно-резистивное сопротивление дросселей, включенных в разрыв сетевых проводов перед варистором. Таким образом, защищенный фильтр ЭМП должен начинаться с дросселей. К сожалению, такая схема фильтра имеет

высокий входной импеданс, что может вызвать паразитные колебания в фильтре и нестабильную работу преобразователя [8]. Воспользовавшись предложенным в [9] решением получим новую схему фильтра, показанную на рис. 3. Элементы фильтра ЭМП могут быть рассчитаны с использованием методики, приведенной, например, в [10].

В режиме фильтрации радиопомех конденсаторы $C1, C2, C5$, дроссели $L1, L2$ и дифференциальная индуктивность $L4$ образуют двухзвенный фильтр симметричной помехи. Конденсаторы $C3, C4$, тококомпенсированный дроссель $L3$, а также дроссели $L1, L2$ образуют фильтр несимметричной помехи.

Цепочка $C2, R1$ – демпфирующая. Элементы выбирают исходя из следующих условий [9, 10]:

$$C_2 = (3...4)C_1;$$

$$R_1 = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_1}} - r_{эпс\ C2},$$

где $r_{эпс\ C2}$ – эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора $C2$.

Мощность, выделяемая на $R1$ в рабочем режиме вычисляется по формуле:

$$P_{R1} = 4(\pi f_{вх} C_2)^2 R_1,$$

где $U_{вх}$ – действующее значение напряжения сети, $f_{вх}$ – его частота.

Рассмотрим эквивалентную схему фильтра ЭМП по рис. 3 при воздействии импульсной помехи положительной полярности по схеме “провод–провод” (рис. 4).

На вход фильтра подается сумма сигналов напряжения сети и импульсной помехи, причем полное выходное сопротивление импульсного генератора помех согласно ГОСТ IEC 61000-4-5 равно 2 Ом. Дроссели $L1$ и $L2$ для помех “провод–провод” соединены последовательно и их индуктивности и активные сопротивления складываются. Индуктивность $L3$ для симметричных сигналов равна нулю, а сопротивление ее обмоток участвует в ограничении тока $RU4$ наряду с индуктивностью $L4$.

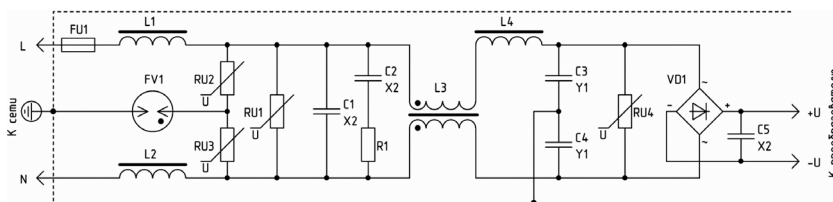


Рис. 3. фильтр ЭМП с защитой от импульсных помех большой энергии

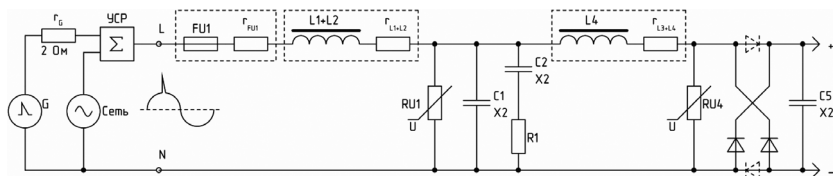


Рис. 4. Эквивалентная схема фильтра ЭМП для помех, приложенных по схеме “провод–провод”

Компьютерное моделирование различных схем фильтра

Для проверки различных схемотехнических решений по защите фильтра ЭМП было проведено компьютерное моделирование с использованием программы *Multisim*.

На рис. 5 показана модель простой защиты фильтра ЭМП по рис. 1, используемого в источнике питания для светодиодов мощностью 60Вт. На рис. 6 – результаты моделирования ее работы при воздействии на вход импульсной помехи по цепи “провод–провод” амплитудой 4 кВ при фазовом угле сетевого напряжения 90°.

Модель комбинированного импульсного генератора и устройства связи-развязки (УСР) составлена в соответствии с ГОСТ ИЕС 61000-4-5. Для моделирования использовались *SPICE*-модели варисторов фирмы

TDK, загруженные с официального сайта [11].

Из рис. 6 видно, что первый варистор RU1 ограничивает напряжение помехи на уровне 1,313 кВ, а второй (RU4) – на уровне 885 В. При этом максимальные пиковые токи через первый и второй варистор равны 1,46 кА/10 мкс и 61 А/25 мкс соответственно. Основным ограничителем тока в данном случае является полное сопротивление питающей сети (или при испытаниях – полное выходное сопротивление комбинированного генератора импульсов, которое согласно ГОСТ ИЕС 61000-4-5 должно составлять 2 Ом).

Для удобства дальнейших расчетов в процессе моделирования вычисляется заряд $q = \int i(t) dt$, прошедший через варисторы. Используя выражение (1) определим эквивалентные длительности прямоугольного импульса

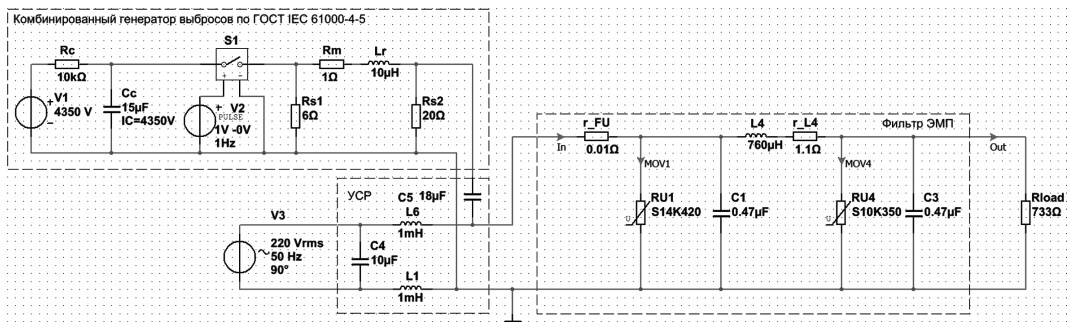


Рис. 5. Модель простой защиты фильтра ЭМП

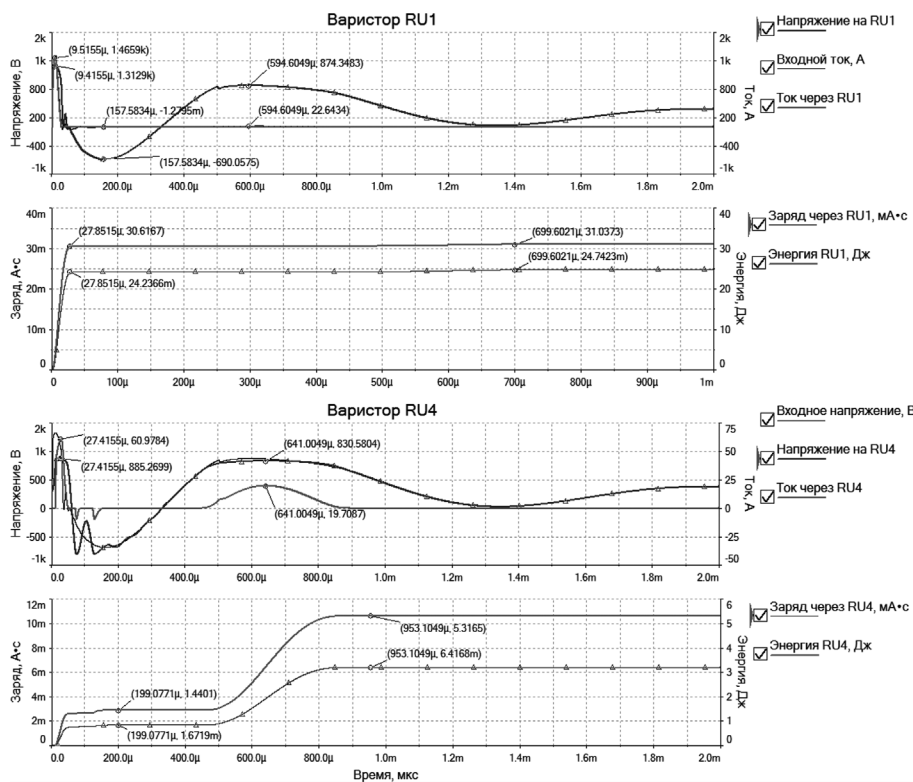


Рис. 6. Результаты моделирования работы схемы простой защиты фильтра ЭМП

$$t_{RU1}^* = 31,04 \text{ мА} \cdot \text{с} / 1466 \text{ А} = 21,17 \text{ мкс};$$

$$t_{RU4}^* = 6,42 \text{ мА} \cdot \text{с} / 60,98 \text{ А} = 105,28 \text{ мкс}.$$

Из технической документации на варисторы (см. рис. 2) видно, что первый варистор выдержит более пятнадцати, но менее ста таких импульсов, в то время как ресурс второго варистора (диаметром 10 мм) составляет почти 1000 импульсов.

Энергия, поглощенная варисторами RU1 и RU4, составила 31,04 Дж и 5,31 Дж соответственно, что значительно меньше максимально допустимых значений для выбранных типов варисторов (175 и 45 Дж соответственно).

Моделирование схемы защиты фильтра с ограничительными индуктивностями

На рис. 7 показана модель защиты фильтра ЭМП по схеме рис. 4 для светодиодного драйвера мощностью 60 Вт, а на рис. 8 – результаты моделирования ее работы.

Из рис. 8 видно, что первый варистор RU1 ограничивает напряжение помехи на уровне 1,143 кВ, что на 170В ниже, чем в схеме рис. 5. Второй варистор (RU4) ограничивает напряжение на уровне 888 В. При этом максимальные пиковые токи через первый и второй варистор

равны 450 А / 36 мкс и 64 А / 50 мкс соответственно. Таким образом, по сравнению с предыдущей схемой пиковый ток первого варистора уменьшился в 3,2 раза.

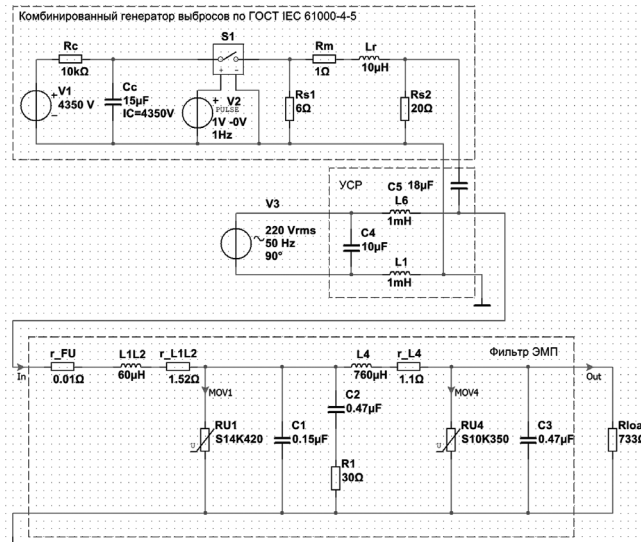


Рис. 7. Модель схемы защиты фильтра ЭМП с ограничительными индуктивностями

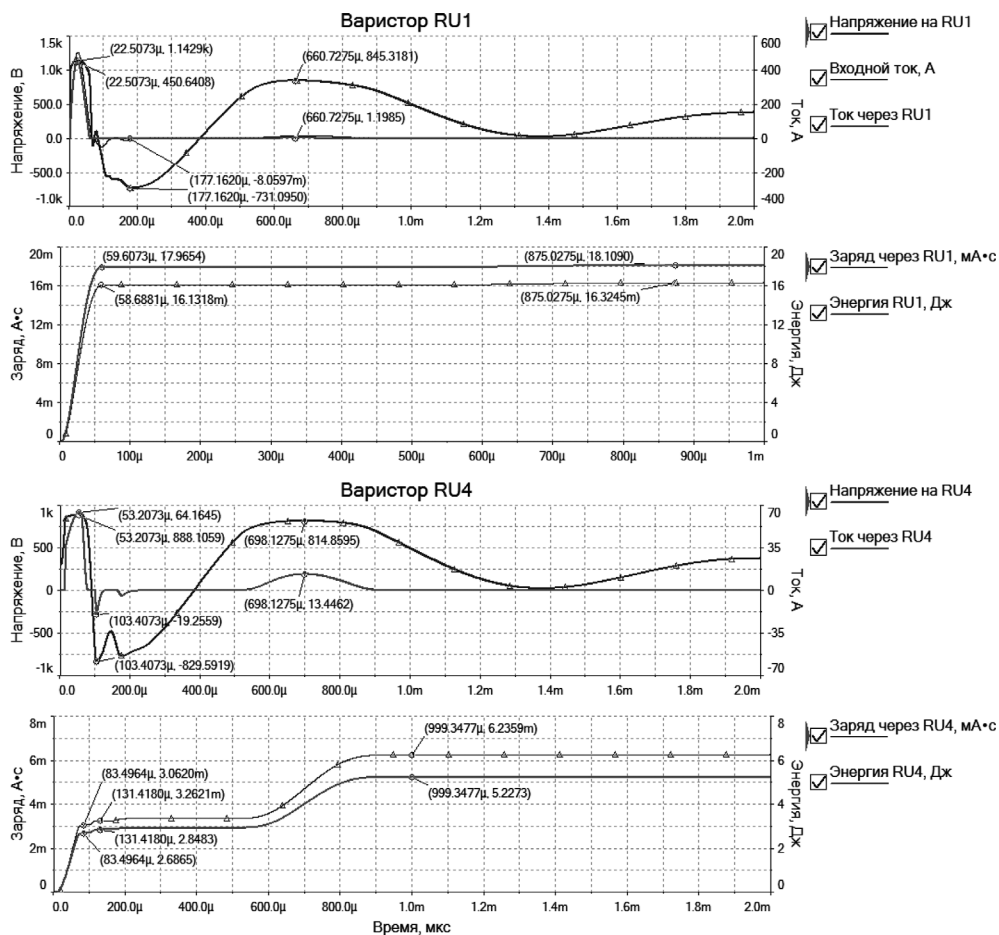


Рис. 8. Результаты моделирования работы схемы защиты с ограничительными индуктивностями

Используя выражение (1) определим длительности эквивалентного прямоугольного импульса:

$$t_{RU1}^* = 16,32 \text{ мА} \cdot \text{с} / 450,64 \text{ А} = 36,2 \text{ мкс};$$

$$t_{RU4}^* = 6,236 \text{ мА} \cdot \text{с} / 64,16 \text{ А} = 97,2 \text{ мкс}.$$

Из технической документации на варисторы (см. рис. 2) видно, что первый варистор выдержит более 100, но менее 1000 таких импульсов. При этом рассеиваемая им энергия уменьшилась по сравнению со схемой по рис. 5, так как добавились дополнительные потери на активном сопротивлении обмоток дросселей L1 и L2). Для более корректного сравнения влияния амплитуды импульса на срок службы можно исключить из модели дополнительное активное сопротивление обмоток дросселей L1 и L2 и рассчитать эквивалентную длительность для импульса точно такой же энергии, что в схеме по рис. 5, но меньшей амплитуды:

$$t_{RU1}^* = 31,04 \text{ мА} \cdot \text{с} / 450,64 \text{ А} = 68,88 \text{ мкс}.$$

В этом случае только за счет уменьшения амплитуды импульса тока и растягивании его во времени ресурс варистора RU1 увеличится до ста импульсов.

Ресурс второго варистора RU4 имеет такой же порядок, как и RU1 – варистор способен выдерживать почти 1000 импульсов.

Энергия, поглощенная варисторами RU1 и RU4 составила 18,11 Дж и 5,23 Дж соответственно, что значительно меньше максимально допустимых значений для выбранных типов варисторов (175 и 45 Дж соответственно).

Из проведенного моделирования следует, что увеличив индуктивность дросселей L1 и L2 можно еще больше увеличить ресурс защищаемого варистора. На практике следует учитывать, что обмотки дросселей должны без пробоя выдерживать прикладываемое импульсное напряжение, иначе при выходе из строя дросселей резко ускорится износ варистора и через некоторое время он также выйдет из строя. Кроме того, большая индуктивность увеличивает добротность колебательного контура, образованного элементами L1, L2, C1 и ведет к худшему переходному процессу при скачкообразном изменении входного напряжения.

В качестве индуктивностей L1, L2 целесообразно использовать дроссели на гантелеобразном ферритовом магнитопроводе типа DR. Такие дроссели просты в изготовлении и обладают низкой стоимостью. Поскольку токи импульсных помех имеют значения порядка десятков – тысяч ампер, сердечники дросселей насыщаются. Поэтому в момент воздействия

помехи дроссели необходимо рассматривать как многослойные катушки индуктивности без магнитопровода. Для дросселей на сердечниках типа DR при насыщении индуктивность обычно падает в 5–11 раз. В рабочем режиме сердечник дросселей не насыщен и они образуют дополнительное звено фильтра ЭМП с номинальной индуктивностью и улучшают общую электромагнитную совместимость источника питания.

Литература

1. *Малышев А.* Разработка источников питания для светодиодов с учетом требований по устойчивости к высоковольтным импульсным помехам. – Полупроводниковая светотехника, 2020, № 1, С.21–29.
2. *Young Sun Kim.* Failure Prediction of Metal Oxide Varistor Using Nonlinear Surge Look-up Table Based on Experimental Data. Transactions on Electrical and Electronic Materials Vol. 16, No. 6, December 2015, pp. 317-322.
3. Metal Oxide Varistor Degradation. - Systems and Equipment Kenneth Brown, March/April 2004, <https://iaeimagazine.org/2004/march2004/metal-oxide-varistor-degradation/>
4. *Eric S. Lagergren, Francois D. Martzloff, Mark E. Parker, Susannah B. Schiller.* The effect of repetitive swells on metal-oxide varistors. - National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg MD. Reprinted from Proceedings, PQA'92, Atlanta GA, 1992.
5. SIOV metal oxide varistors. Leaded varistors, StandarD series B722*. March 2018. EPCOS AG 2018, https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/70/db/var/SIOV_Leaded_StandarD.pdf.
6. SIOV metal oxide varistors. General technical information. January 2018. EPCOS AG 2018.
7. SIOV metal oxide varistors. Selection procedure. January 2018. EPCOS AG 2018.
8. *Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В.* Устойчивость систем электропитания. – International Power Conversion and Drive Conference (IPCDC). Санкт-Петербург, 8–9 июня 2011.
9. Input EMI Filter Design for Offline Phase-Dimmable LED Power Supplies. SLUP299. Texas Instruments Power Supply Design Seminar, 2012.
10. Input Filter Design for Switching Power Supplies. SNVA538. Texas Instruments.
11. Model libraries for monolithic and multilayer varistors. – <https://www.tdk-electronics.tdk.com/en/180486/design-support/design-tools/varistors/model-libraries-for-monolithic-and-multilayer-varistors>.
12. *Qibin Zhou, Xin Huang, Bengang Wei, Linlong Ye.* Impulse Life Evaluation Method of MOV Based on Weibull Distribution. DOI 10.1109/ACCESS.2021.3062454, IEEE Access.

Малышев Алексей Александрович, главный инженер отдела разработки и проектирования, ООО «ММП-Ирбис», тел.: +7 (985) 338-93-63, e-mail: aleksey_m@mmp-irbis.ru.

А. А. Прутулкин

О СВОЙСТВАХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО АВАРИЙНОГО ДУГОВОГО РАЗРЯДА В СЕТЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А. А. Pritulkin

В статье рассмотрены некоторые из возможных схем реализации генераторов хаотического шума, выявлены их достоинства и недостатки. Выбрана оптимальное схемотехническое решение для реализации математической модели генератора хаоса с точки зрения минимизации затрат вычислительных ресурсов на моделирование хаоса и освобождения мощностей для решения основной задачи: моделирования работы блоков распознавания и регистрации дуги для АЗК с функцией гашения дуги.

Ключевые слова: дуговой разряд, генератор хаоса, имитационная компьютерная модель дуги, автомат защиты сети переменного тока с функцией гашения дуги.

Согласно проведенным экспериментам по зажиганию и горению последовательного дугового разряда в авиационных сетях переменного тока, возникновение дугового разряда или наличие в цепях условий для его возникновения (незатянутые болтовые соединения) сопровождается возникновением в синусоидальном токе широкополосного шума, отличительной особенностью которого является хаотическое изменение его амплитуды, частоты и фазы. Таким образом, применение в составе автомата защиты цепи с функцией гашения дуги блоков распознавания и регистрации хаотического сигнала позволяет отключить защищаемую сеть при наличии условий для зажигания дуги.

Реализация блоков распознавания и регистрации хаоса (следовательно, и дугового разряда) требует разработки основных методов распознавания и проведения длительной отладки с целью минимизации количества ложных срабатываний. На начальном этапе проектирования блоков распознавания и регистрации дуги создание специализированного стенда по зажиганию дугового разряда в строго определенный момент времени со 100% вероятностью нецелесообразно. Таким образом, синтезирование методов распознавания хаоса, их отладка и проработка основных схемотехнических решений по их реализации требует создание математической модели дугового разряда, которая будет имитировать ключевые особенности возникновения и горения дуги, особенно наличие широкополосного шума с хаотичным изменением его амплитуды, частоты и фазы.

Структурные схемы и схемотехнические решения по реализации генераторов широкополосного хаотического шума

Существует большое количество различных схемотехнических решений по реализации генераторов хаоса. Рассмотрим некоторые из них и выделим основ-

On Emergency Series Arc-Fault Properties in AC Mains

The article analyses some of the possible circuits for chaotic noise generators implementation, and identifies their advantages and disadvantages. The optimal circuit design solution for chaos mathematical model realization from the viewpoint of minimal computational costs for the chaos simulation and freeing computational capabilities for solving the basic problem of operation simulation of arc-fault recognition and registration blocks for the AC circuit breaking and switching unit with (CBSU) the AFCI (arc-fault circuit interrupter) function.

Key words: arc-fault, chaos generator, computer model of the arc-fault, AC circuit breaking-and-switching unit AFCI function.

ные достоинства и недостатки. Первый тип генератора хаоса построен на основе нескольких D -триггеров, соединенных последовательно (рис. 1). Выходной сигнал с каждого триггера влияет на работу всех последующих триггеров, при этом если просуммировать все выходные сигналы и отфильтровать полученный результат с помощью конденсатора, то на выходе сформируется широкополосный хаотический сигнал (рис. 2).

Среди достоинств данной схемы следует отметить её простоту и использование в подавляющем количестве простых логических элементов. К недостаткам данной схемы можно отнести отсутствие возможности регулировать спектр выходного сигнала, расход существенных вычислительных ресурсов при компьютерном моделировании её работы.

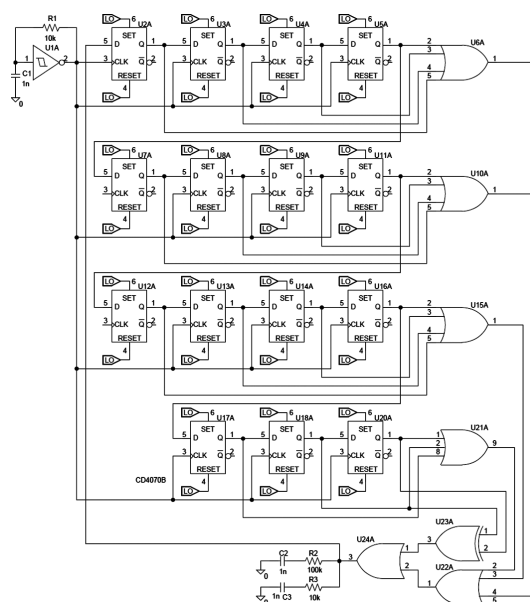


Рис. 1. Модель цифрового генератора хаоса на основе D -триггера

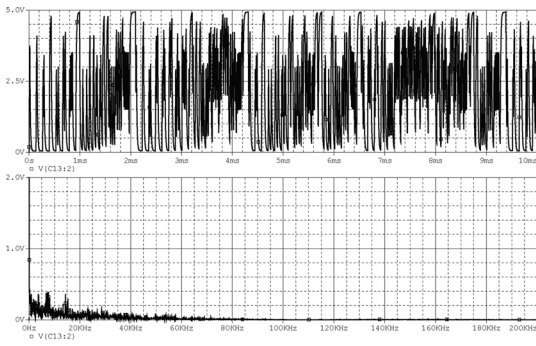


Рис. 2. Выходной сигнал генератора хаоса на D-триггерах (вверху) и его спектр (внизу)

Следующий тип генератора хаоса построен с использованием двух мультивибраторов, между которыми выполнена перекрестная связь. Математическая модель генератора представлена на рис. 3. Мультивибраторы построены на основе компаратора, каждый из которых настроен на определенную частоту. Благодаря введению перекрестной связи между ними, мультивибраторы начинают оказывать влияние на рабочую частоту друг друга. Таким образом, на выходе схемы (например, на конденсаторе C110) будет генерироваться пилообразный сигнал, у которого хаотически будут меняться амплитуда, частота и фаза (рис. 4). К достоинствам схемы следует отнести значительное сокращение количества элементов, по сравнению с первой схемой, простота реализации, широкий спектр шума. Среди недостатков следует отметить повышенные затраты вычислительных ресурсов для моделирования работы схемы, узкий диапазон регулирования спектра выходного сигнала.

Третий тип генератора хаоса создан с применением генераторов, управляемых напряжением (ГУН), построенных по классической схеме на основе двух

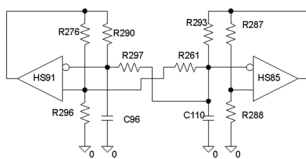


Рис. 3. Модель генератора хаоса на основе двух мультивибраторов с перекрестной связью

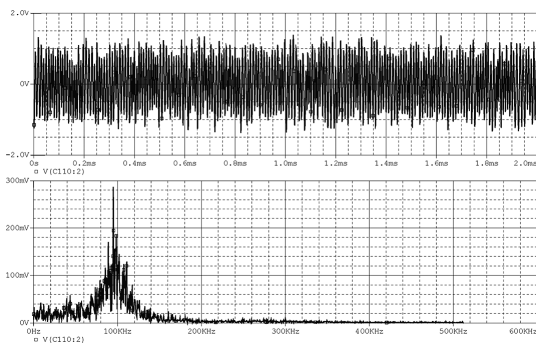


Рис. 4. Выходной сигнал генератора хаоса на двух мультивибраторах (вверху) и его спектр (внизу)

операционных усилителей, соединенных последовательно. Каждый генератор имеет собственную настраиваемую постоянную времени. Если в схеме генератора хаоса взять несколько ГУНов, каждый из которых настроен на свою частоту, и замкнуть их определенным образом (для двух ГУНов – замкнуть перекрестной связью (рис. 5), для трех и более ГУНов – в кольцо (рис. 6)), то на выходе можно получить сигнал с хаотическим изменением амплитуды, частоты и фазы (рис. 7). Генератор хаоса, построенный на трех и более ГУНах, более универсален, чем генератор хаоса на двух ГУНах, поскольку позволяет регулировать частоту и спектр выходного сигнала в более широком диапазоне.

Генератор хаоса на ГУНах позволяет на выходе получить широкополосный шум в широком спектре,

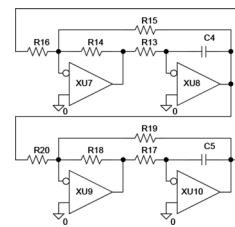


Рис. 5. Модель генератора хаоса на основе двух ГУНов с перекрестной связью

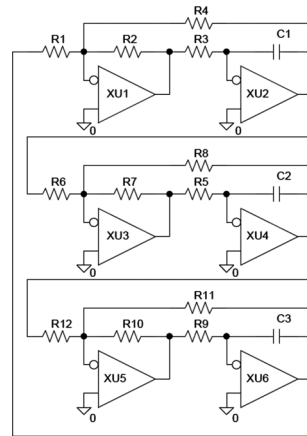


Рис. 6. Модель генератора хаоса на основе трех ГУНов соединенных в кольцо (более универсальный генератор хаоса)

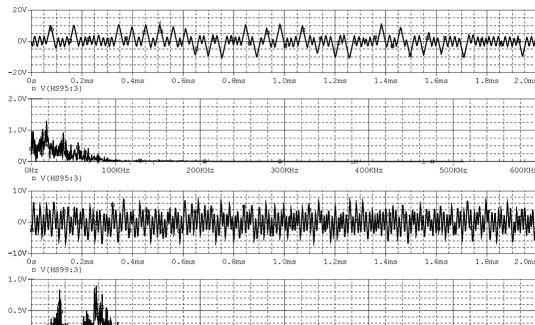


Рис. 7. Выходной сигнал и спектр сигнала генератора хаоса на двух ГУНах (график 1, 2), выходной сигнал и спектр сигнала генератора хаоса на трех ГУНах (график 3, 4)

с несколькими основными несущими частотами. Однако математическая модель данного генератора требует значительных вычислительных ресурсов для моделирования работы.

Четвертый тип генератора хаоса построен на классических генераторах на базе моста Вина. На выходе моста Вина формируется синусоидальный сигнал с определенной частотой, изменяемой резисторами R351, R353 и конденсаторами C160 и C163. Благодаря введению в генератор нелинейности на базе компараторов HS98 и HS99, на выходе с генератора Вина формируется синусоидальный сигнал с хаотическим изменением частоты, амплитуды и фазы сигнала. На рис. 8 показаны математические модели генератора хаоса на основе Г-образного (а) и Т-образного (б) моста Вина. Результаты моделирования генератора хаоса на основе Г-образного моста Вина показаны на рис. 9.

Изменение сопротивления резисторов R368, R366, R365 позволяет регулировать спектр выходного сигнала. Достоинством генератора хаоса состоит в его нечув-

ствительности к разбросам параметров элементов, по сравнению с классическими схемами и возможности изменять спектральный состав в широком диапазоне.

Рассмотренные генераторы хаоса требуют для моделирования их работы существенных вычислительных ресурсов, что замедляет процесс имитационного компьютерного моделирования блоков распознавания и регистрации дуги и АЗК в целом. Этого недостатка лишен генератор хаоса на основе математического блока формирования хаотического сигнала (рис. 10).

Для формирования хаотического сигнала в математическом блоке применяется нелинейный косинусный элемент. Управление спектральным составом выходного сигнала осуществляется коэффициентами k1 и k2. Среди достоинств математического генератора хаоса можно выделить следующие:

- требование минимального количества вычислительных ресурсов;
- легкость перенастраивается;
- формирование выходного сигнала в широком диапазоне.

К недостаткам схемы можно отнести сложность ее реализации на реальных компонентах. Однако в рамках работ по математическому моделированию хаотического сигнала данный недостаток несущественен.

Результаты моделирования генератора хаоса на основе математического блока представлены на рис. 11.

Имитационная модель последовательного дугового разряда

Поскольку расчет математической модели транзисторного автомата защиты и коммутации с функцией гашения дуги требует значительных вычислительных ресурсов, то в дальнейших исследованиях для имитации хаотического шума, характерного для дугового разряда, будет применяться генератор хаоса на основе косинусного нелинейного элемента. Математическая

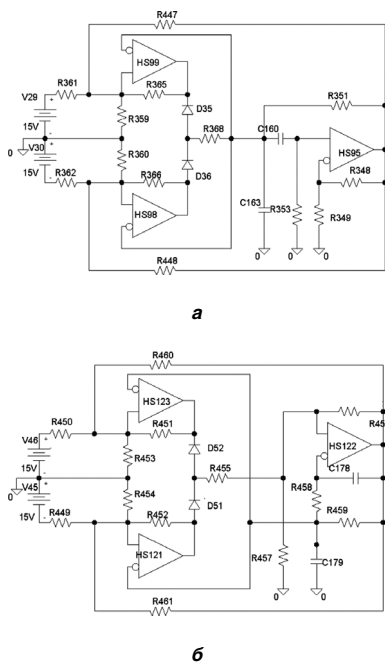


Рис. 8. Математическая модель генератора хаоса на базе моста Вина: а – Г-образного моста Вина, б – Т-образного моста Вина

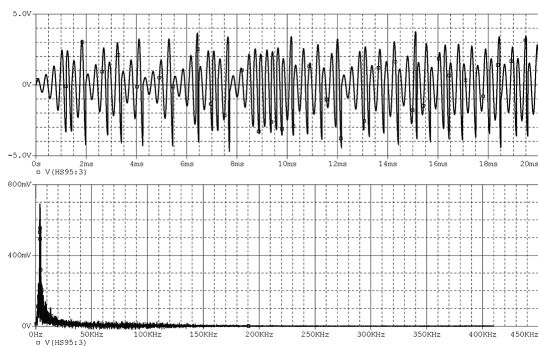


Рис. 9. Выходной сигнал (вверху) генератора хаоса на базе Г-образного моста Вина и его спектр (внизу)

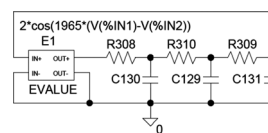


Рис. 10. Математическая модель генератора хаоса на базе математического блока

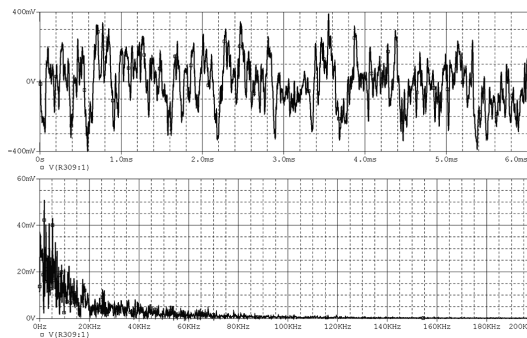


Рис. 11. Результаты моделирования генератора хаоса на базе математического блока

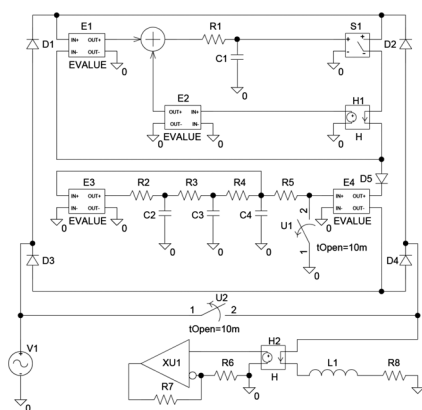


Рис. 12. Математическая модель цепи, имитирующая зажигание и горение дугового разряда

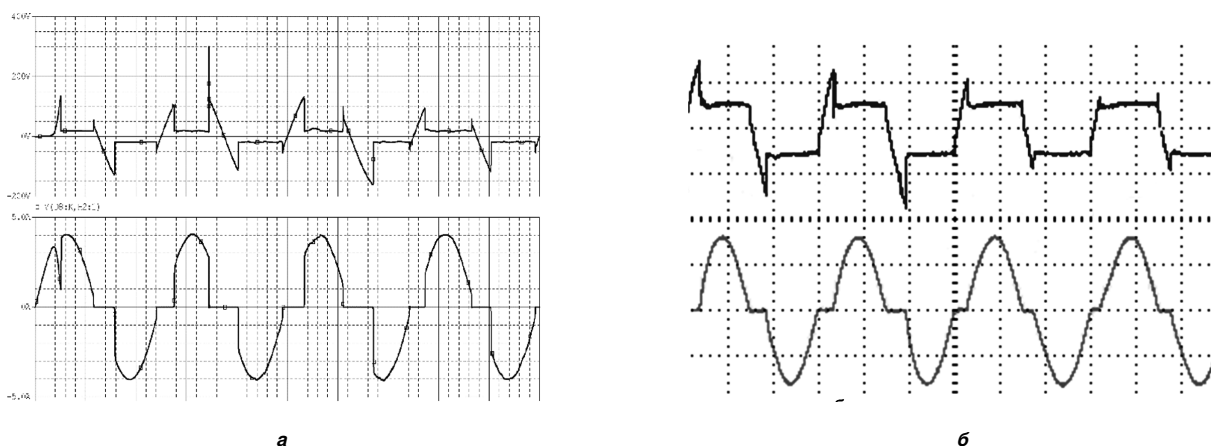


Рис. 13. Диаграммы токов и напряжений при зажигании и горении дугового разряда: а – результаты компьютерного моделирования; б – результаты исследования дуги на лабораторном стенде

модель, имитирующая зажигание и горение последовательного дугового разряда в цепи питания представлена на рис. 12.

При размыкании ключа U2 по таймеру в цепи между источником напряжения V1 и нагрузкой L1, R8 возникает последовательный дуговой разряд. Математические блоки E1, E2 моделируют напряжения зажигания и гашения дуги. Математический блок E3 – генератор хаоса, который включается по размыканию ключа U1. Диаграммы токов и напряжений математической модели дуги и диаграммы токов и напряжений, характерные для реальной дуги представлены на рис. 13.

На рис. 13 отчетливо видно, что математическая модель горения дугового разряда имитирует все характерные особенности поведения тока и напряжения при горении реальной дуги, что позволяет разработать схемотехнические решения и провести отладку алгоритмов срабатывания для блоков распознавания и регистрации дуги с помощью имитационного компьютерного моделирования.

Литература

1. Конев Ю. И., Ермошин В. М. Системы электрооборудования ЛА. Учебное пособие. – М.: Изд-во МАИ, 1997. – 96с.
2. Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Г. М. Ульященко. Устройства защиты авиационных электросетей от аварийных дуговых разрядов – М.: Изд-во МАИ, 2016. – 160 с.
3. Грузков С. А., Останин С. Ю., Сугробов А. М., Токарев А. Б., Тыричев П. А. Электрооборудование летательных аппаратов, учебник для ВУЗов. Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов – М.: Изд-во МЭИ, – 2005. – 568с.
4. Крючков В. В., Следков Ю. Г. Моделирование электронных устройств Учеб. пособие. –М: МАИ, 2007. – 81 с.

Питулкин Алексей Андреевич, аспирант кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), инженер-конструктор второй категории ОКБ “Сухого”, e-mail: shaulung@yandex.ru/

С. Г. Свиридов

АНАЛИЗ ЧАСТОТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОДВИЖЕНИЯ СУДНА

S. G. Sviridov

Frequency Electric Drive Analysis of a Vessel Electric Propulsion

Рассмотрены системы электродвижения судов. Представлены требования, предъявляемые к ним. Приведены факторы, обуславливающие развитие электродвижения судов. Выявлена проблема управления скоростью двигателя. Разработана система частотного электропривода на базе “преобразователь частоты – асинхронный двигатель” с активным фильтром для подавления гармоник. Описана структура активного фильтра. Проведен сравнительный анализ системы с фильтром и без него. Представлен гармонический анализ тока и напряжения с использованием активного фильтра и без него. Проведенный анализ позволил заключить о необходимости применения активного фильтра, позволяющего уменьшить показатель THD (total harmonic distortion, общее гармоническое искажение).

Ключевые слова: электродвигатель, преобразователь частоты, фильтр, частотное регулирование, высшие гармоники.

The article considered the vessels' electric propulsion systems. It presents the requirements placed on them, as well as adduces factors stipulating vessels' electric propulsion. The problem of the motor speed control was revealed. The system of frequency motor drive was developed based on “frequency converter–induction motor” with active filter for higher harmonics suppressing. The active filter structure is described. Comparative analysis of the systems both with active filter and without it was performed. The article presents harmonic analysis of current and voltage using the active filter and without it. The performed analysis allowed drawing an inference on the necessity of the active filter application, which leads to the total harmonic distortion factor (THD) reduction.

Key words: electric motor, frequency converter, filter, frequency regulation, higher harmonic.

В последнее десятилетие интенсивно развивается отечественное судостроение [1–3], в особенно в части электродвижения судов [4]. Подобное развитие объясняется тем, что системы электродвижения судов (СЭД) имеют целый ряд преимуществ, в числе которых:

- отсутствие жесткой механической связи гребного винта с первичным двигателем с целью повышения качества компоновки оборудования за счет уменьшения длин ряда элементов судна;
- высокая надежность в сравнении с системами механических передач;
- повышение уровня автоматизации системы управления;
- увеличение диапазона регулирования конструктивных элементов (например, гребного винта) за счет частотного регулирования скорости вращения.

Последний фактор связан с развитием полупроводниковой техники, входящей в составе инвертора – устройства, которое является составной частью преобразователя частоты и позволяет реализовать частотное регулирование электродвигателя, как элемента системы электродвижения судов [5].

В настоящее время основным электродвигателем является асинхронный электродвигатель, поэтому актуально провести анализ его частотного регулирования, а также проанализировать величину получаемых гармоник, как параметров, отражающих оптимальность работы системы “преобразователь частоты – асинхронный двигатель”.

Цель представленной работы состоит в анализе частотного регулирования электропривода системы электродвижения судов.

Добиться выполнения поставленной в работе цели позволит решение следующих задач:

- рассмотрение принципа работы и способа частотного управления асинхронным двигателем;
- исследование структуры частотного электропривода;
- проведение анализа высших гармоник, формируемых в системе ПЧ–АД.

В программе *MATLAB Simulink* создана модель системы ПЧ–АД с активным фильтром, представленная на рис. 1. Модель построена на основе положений, изложенных в [6].

Подобные фильтры, используемые в системах ПЧ–АД, эксплуатируются по стандартному принципу:

- силовая часть – двухуровневый АИН, нагруженный на собственный накопительный конденсатор;
- управление – это система на основе токового управления и ШИМ второго порядка.

Реализация системы управления осуществляется за счет сравнения сигнала помехи и сигнала сетевого тока (рис. 2).

Активный фильтр подключается параллельно нагрузке, что позволяет снижать уровень гармоник тока, образованных наличием нелинейных устройств, которые входят в состав нагрузки [7].

На рис. 3 представлены диаграммы фазных токов системы ПЧ–АД без фильтра (а) и при включении в схему активного фильтра (б).

По аналогии с токами были получены временные диаграммы фазных напряжений. С помощью блока Powergui проведен гармонический анализ токов и напряжений (рис. 4).

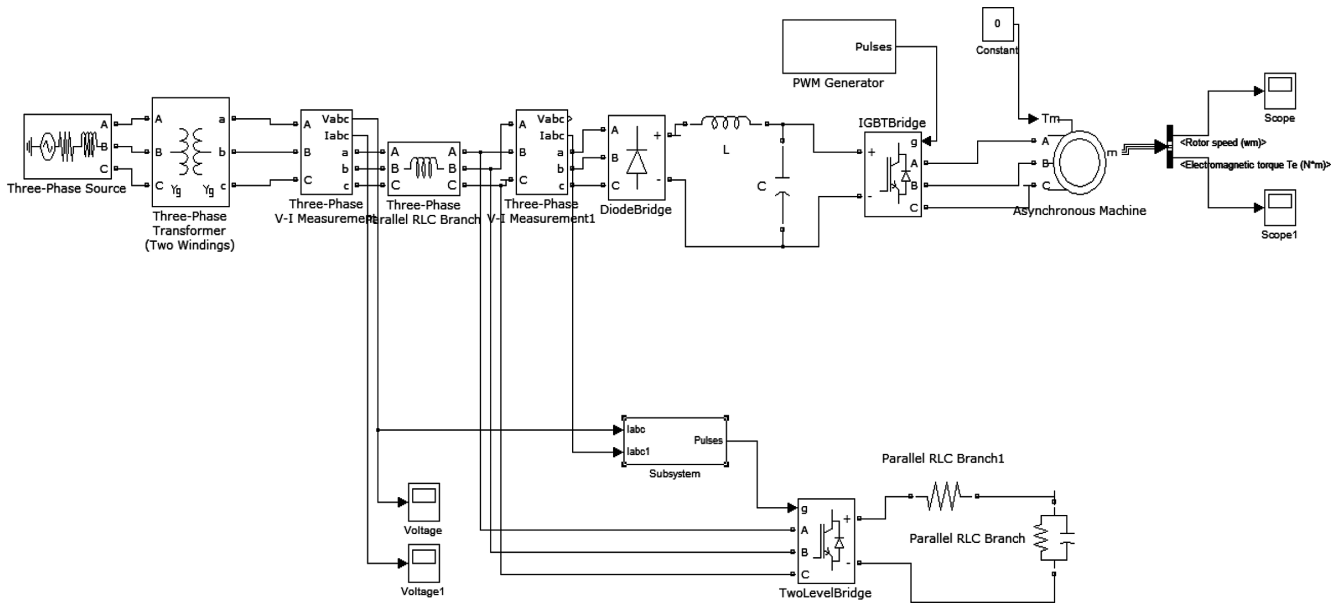


Рис. 1. Модель ПЧ-АД с активным фильтром

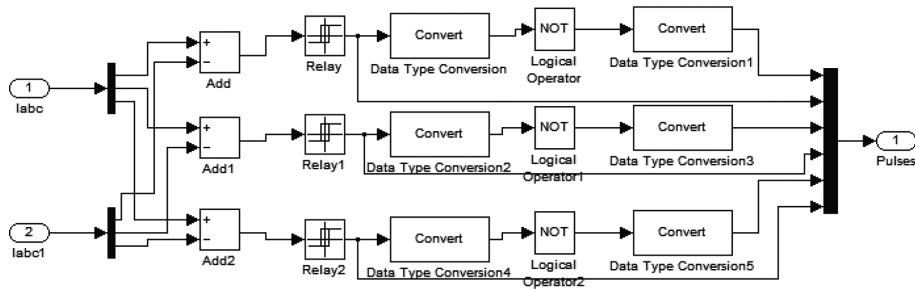
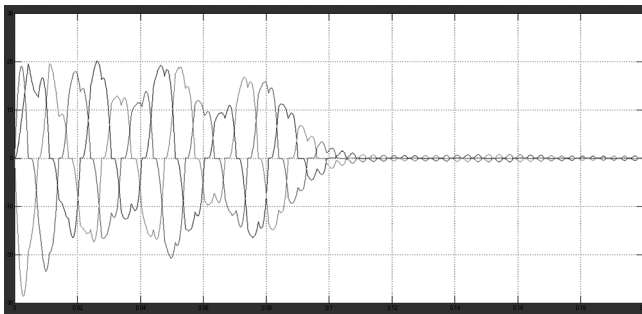
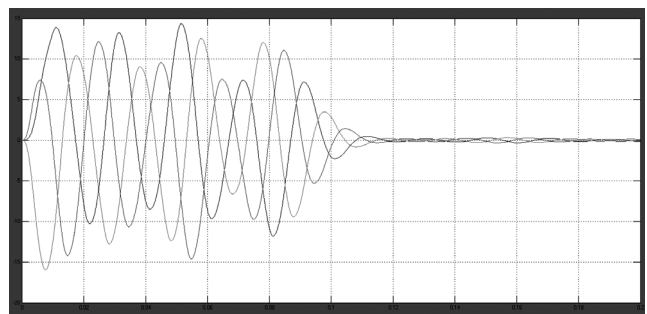


Рис. 2. Реализация системы управления активного фильтра

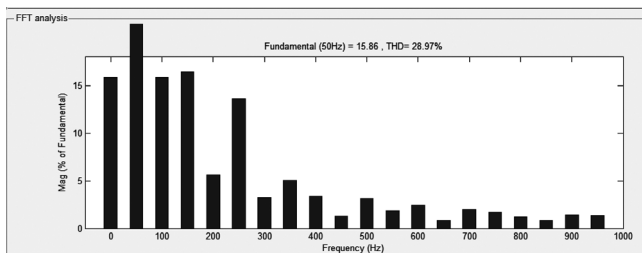


а

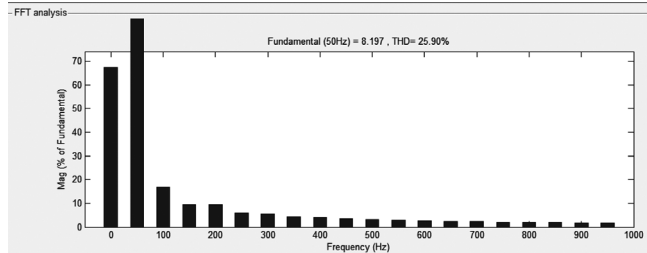


б

Рис. 3. Фазные токи системы ПЧ-АД без активного фильтра (а) и при включении в схему активного фильтра (б)



а



б

Рис. 4. Амплитуда гармоник тока без активного фильтра (а) и при включении в схему активного фильтра (б)

Известно, что при наличии несинусоидальных элементов в сети наиболее ярко проявляют себя нечетные гармоники с третьей по тринадцатую, исключая девятую [8, 9].

Из рис. 4 следует, что величина THD для токов без использования активного фильтра составляет 28,97%, при его включении в схему уменьшается почти на 3% и составляет 25,90 %. Параметр THD – есть коэффициент гармонических искажений. Если использовать активный фильтр, величины гармоник изменяются незначительно, но при работе в сети 380 В потери повышаются на 14%. Стоит также отметить достаточно высокую цену представленного фильтра.

Вторая часть анализа включает в себя сравнение гармонических составляющих тока с предельно допустимым уровнем гармоник, представленным в ГОСТ 30804.3.12 – 2013 (табл. 1).

Таблица 1. Спектральный состав тока

Параметр	Номер гармоники					
	3	5	7	9	11	13
Значение гармонической составляющей согласно ГОСТ 30804.3.12 – 2013, %	24	13	8	5	4	3
Значение гармонической составляющей в системе ПЧ-АД без фильтра, %	16	13	5	2,4	3,3	2,2
Значение гармонической составляющей в системе ПЧ-АД с фильтром, %	10	8	4	2,1	1,8	1,6

Проведем аналогичное сравнение для гармонических составляющих напряжения (рис. 5).

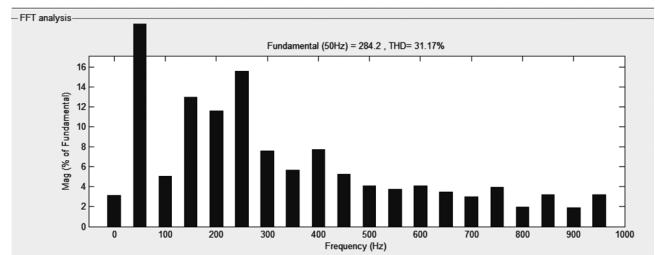
Параметр THD для напряжения определяется по формуле:

$$THD_U = \frac{\sqrt{U_{(2)}^2 + U_{(3)}^2 + \dots + U_{(40)}^2}}{U_{(1)}} \cdot 100\%,$$

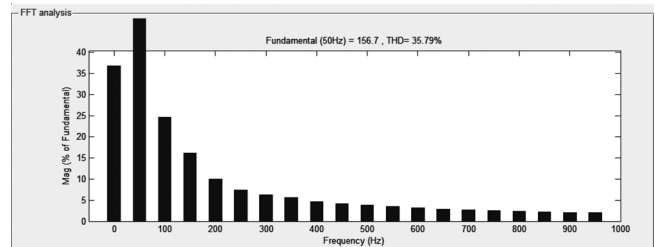
где $U_{(1)}$ – действующее значение междуфазного (фазного) напряжения первойой гармоники (основной частоты);

$U_{(2)}, U_{(3)} \dots U_{(40)}$ – действующие значения междуфазного (фазного) напряжения высших гармоник, кратных по частоте основной гармонике (при определении коэффициента искажения синусоидальности THD_U стандарт предписывает учитывать гармоники только от 2-ой до 40-й и не учитывать гармоники, уровень которых менее 0,1%).

Из рисунков следует, что применение активного фильтра приводит к отрицательным изменениям формы синусоидальности кривой напряжения, что, в свою очередь, приводит к росту параметра THD на 4,5 %. Причиной увеличения является использование IGB-транзисторов в силовой части активного фильтра.



а



б

Рис. 5. Амплитуды гармоник напряжения без активного фильтра (а) и при включении в схему активного фильтра (б)

Согласно рис. 5 применение активного фильтра приводит к нормальному распределению нечетных гармоник [10]. Учтено, что величина основной гармоники при эксплуатации активного фильтра составляет почти 50%. Без использования активного фильтра ее величина составляет 20%.

Кроме того, проведен сравнительный анализ гармонических составляющих напряжения с предельно допустимым уровнем гармоник напряжения, представленным в ГОСТ 13109-97 (табл. 2).

Таблица 1. Спектральный состав напряжения

Параметр	Номер гармоники					
	3	5	7	9	11	13
Значение гармонической составляющей согласно ГОСТ 13109-97	10	6	5	4	3,5	3
Значение гармонической составляющей в системе ПЧ-АД без фильтра	13	15	6	5,8	4,1	3,8
Значение гармонической составляющей в системе ПЧ-АД с фильтром	15	7,8	5,7	4,9	3,7	2,8

Из табл. 2 следует, что без использования активного фильтра ни одна из шести анализируемых гармонических составляющих не соответствует установленным в ГОСТ нормам. Применение активного фильтра приводит к тому, что две из шести гармоник (11 и 13) соответствует норме. Особо стоит отметить влияние на рост общей несинусоидальности пятой гармоники, которая при отсутствии фильтра почти в 2,5 раза превышает установленную норму.

Таким образом, окупаемость активного фильтра может быть достигнута в электродвигателях большой мощности, что приведет также к существенному уменьшению параметра несинусоидальности.

Литература

1. *Вершинин В. И., Махонин С. В., Паршиков В. А., Хомяк В. А.* Судовые энергетические установки и электроэнергетика. – Труды Крыловского государственного научного центра. 2019, Т. 1, № 387. С. 107–121.
2. *Глазева О., Бушнер М., Власов В.*, Modern lines of development of ship electromotive systems. – Электротехнические и компьютерные системы. Т. 1, № 19 (95). 2015. С. 46–49.
3. Патент РФ Ru 54004 U1 Номер заявки: 2005137827/22 Дата регистрации: 05.12.2005 Дата публикации: 10.06.2006 Башаев В. В. Судовая система электродвижения атомного судна.
4. *Лазаревский Н. А., Хомяк В. А., Гельвер Ф. А., Самосейко В. Ф.* Структурные схемы гребных установок, анализ и перспективы развития. – Судовые энергетические установки. № 3 (802). 2012. С. 44–47.
5. *Лицин К. В.* Анализ технико-экономических параметров системы высоковольтного электропривода переменного тока с промежуточными трансформаторами. – Вестник Чувашского университета. – 2019. № 3. С. 142–149.
6. *Черных И. В.* Моделирование электротехнических устройств в Matlab, Sim Power Systems и Simulink. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 288 с.
7. *В. П. Климов, А. Д. Москалев.* Способы подавления гармоник в системах электропитания – Практическая силовая электроника. 2003. № 6. С. 18–22.
8. *Фокеев А. Е.* Исследование силовых трансформаторов при несинусоидальных режимах: дис.канд.техн.наук.: 05.09.03. – Ижевск, 2012. – 147 с.
9. *Ковальчук Т. В., Гусев А. А., Лицин К. В.* Исследование электропривода системы подачи шлакообразующей смеси в кристаллизатор машины непрерывного литья заготовок. – Известия Высших Учебных Заведений. Электромеханика. 2018. Т.61, № 5. С. 38–43.
10. *Лицин К. В., Ковальчук Т. В.* Разработка методики бездатчикового определения углового положения ротора синхронного двигателя на основании дополнительного сигнала высокой частоты. – Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”, 2019, Т. 19, № 3. С. 108–114. DOI: 10.14529/power190312.

Свиридов Сергей Георгиевич, главный инженер филиала “ЦНИИ СЭТ” ФГУП «КГНЦ», e-mail: sviridovser@inbox.ru.

К. Я. Шабо, С. В. Ляпушкин

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ МЕХАНИЗМОВ С ЭФФЕКТОМ ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЯ И УСТОЙЧИВОСТИ ДИНАМИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Shabo K. Ya.,
Lyapushkin S. V.

Статья посвящена рассмотрению особенностей систем управления промышленных механизмов с эффектом энергосбережения и устойчивости динамики электропривода. Выбор системы управления электроприводом оказывают разного рода дестабилизирующие факторы, обусловленные нелинейными характеристиками управляемых преобразователей и электрических машин, ограниченной точностью изготовления и конечной жесткостью элементов кинематических цепей, сложной природой технологических процессов, а также неполнотой априорной информации о параметрах и свойствах объекта управления. В этой связи в большинстве случаев нельзя добиться желаемых результатов, используя для построения систем управления сложными техническими объектами классические методы синтеза. В процессе исследования установлено, что в каждом конкретном случае требуется специальный подход, позволяющий избежать детального анализа целого спектра действующих на систему дестабилизирующих факторов, все многообразие которых можно условно разделить на параметрические (внутренние) и координатные (внешние) возмущения. К параметрическим относятся любые возмущения, результатом действия которых является изменение параметров или структуры объекта управления, причем, темп изменения этих параметров зависит от природы возмущающих фактором. Координатными возмущениями, в первую очередь, являются силы сопротивления, преодолеваемые электроприводом, а также помехи, содержащиеся в сигналах задания и обратных связей.

Ключевые слова: энергоснабжение, промышленные механизмы, управление, кинематические цепи, возмущения, сопротивление, помехи, обратные связи.

Industrial Machinery Control System with Energy Saving Effect and Electric Motor Drive Dynamics Stability

The article considers specifics of industrial machinery control system with energy saving effect and electric motor drive dynamics stability. The electric motor drive control system selection incurs various kinds of destabilizing factors stipulated by non-linear characteristics of controlled converters and electric motors; limited accuracy of manufacturing and finite rigidity of kinematic schemes; complex nature of technological processes, as well as incomplete a priori information on the controlled object parameters and properties. In this regard, it is impossible in most cases to achieve the desired results employing classical methods of synthesis to develop control systems for complex technical objects. It was established in the course of the study that in each specific case a special approach was required to avoid a detailed analysis of the whole spectrum of destabilizing factors affecting the system, which entire variety may be conditionally split into parametric (internal) and coordinate (external) disturbances. Parametric disturbances include any disturbances resulting in changing the object parameters or structure, with the rate of these parameters changing depends upon the nature of the disturbing factors. Coordinate disturbances, in the first place, are the resisting forces overcome by the electric motor drive, as well as interference contained in both reference and feedback signals.

Key words: energy supply, industrial mechanisms, control, kinematic schemes, disturbances, resistance, interference, feedback.

Наиболее сложными электромеханическими системами является многодвигательные технологически взаимосвязанные электроприводы. Такие системы применяются на предприятиях ряда отраслей промышленности (металлургической, горнодобывающей, строительной, полиграфической и др.) в виде транспортных установок, в которых электродвигатели механически связаны между собой через обрабатываемое изделие (станы холодной прокатки), или передачи за счет сил трения движущих моментов общему упругому тяговому органу (конвейерные линии, многоприводные подъемные установки со шкивами трения, подвесные канатные дороги). В первом случае к системе управления предъявляется требование обеспечения регулируемого натяжения ленты, во втором — приводы должны поддерживать оптимальные соотношения между набегающими и

сбегающими ветвями тягового органа. Регулирование натяжения производится через эквивалентные параметры “вращающий момент”, “ток” и “ЭДС” двигателя.

Контроль над оптимальным распределением нагрузки между электроприводами можно осуществлять с помощью специальных устройств формирования заданных величин нагрузок по положению ведущих и ведомых масс или по токам двигателей.

Разработка реализуемых при помощи алгоритмов синтеза системы комбинированного управления многодвигательным электроприводом с общей ЗМ и блоками оптимального распределения нагрузки между отдельными двигателями, позволяющей доступными техническими средствами обеспечить требуемые режимы работы при минимальном потреблении электроэнергии.

Составляющие элементы системы управления многодвигательным электроприводом

Система управления многодвигательным электроприводом является многосвязной, в которой воспроизведение заданных величин управляемых переменных реализуется как с помощью замкнутых контуров регулирования, так и использованием прямых каналов комбинированного управления. Так как в зависимости от технологических требований количество прямых каналов может быть различным, целесообразно на базе микроконтроллеров построить заданную модель (ЗМ) с выходными сигналами, изменяющимися пропорционально желаемым диаграммам управляемых переменных (скорости, тока, момента). Кроме того, применение ЗМ позволяет оптимизировать систему по динамическим нагрузкам (рис. 1).

Такие системы управления имеют установленную мощность привода на 20–30% превышающую мощность привода статически уравновешенных систем подъема, но расход электроэнергии уменьшается на 7–10% и включают в себя алгоритмы построения систем оптимального распределения нагрузки в многодвигательных электроприводах и расчета параметров ЗМ и используются при модернизации электроприводов в мощных конвейерных установках, экскаваторов и отвалообразователей (рис. 2).

Регулируемыми координатами являются перемещение рабочего органа S_d и скорость V_d . Применение задающей модели, формирующей оптимальные управляющие воздействия, оптимизирует систему по режиму управления. Если РЭП обеспечивает обработку

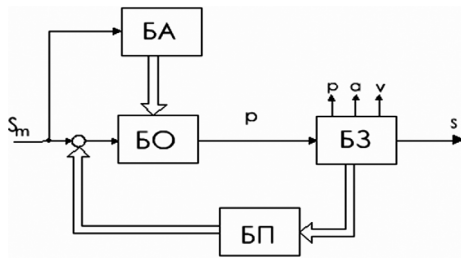


Рис. 1. Структурная схема задающей модели: БА – блок адаптации, БО – блок ограничения, БЗ – блок формирования задающих воздействий, БП – блок переключения, p – рывок, a – ускорение, v – скорость, s – перемещение

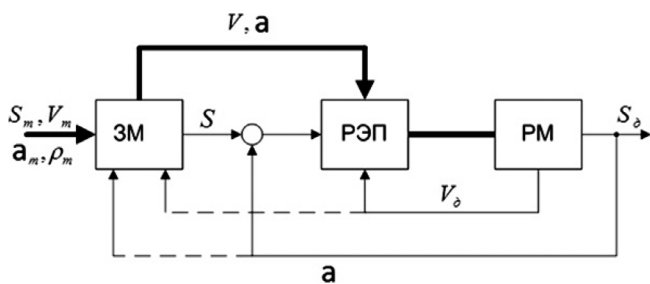


Рис. 2. Схема комбинированного управления: ЗМ – задающая модель, РЭП – регулируемый электропривод, РМ – рабочая машина, V – скорость, a – ускорение, S – перемещение, p – рывок

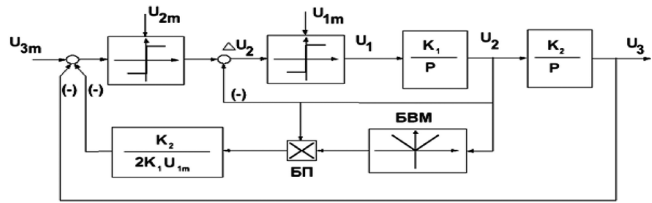


Рис. 3. Многоканальная задающая модель второго порядка (ЗМ-2) с двумя интегрирующими звеньями

управляющих воздействий с минимальными погрешностями ($S_d \approx S, V_d \approx V$), то система управления будет оптимальной и по переходным процессам.

Если в системе не ограничивается рывок p , то, полагая в приведенных выше зависимостях $p_m = \infty$, получим задающую модель второго порядка (ЗМ-2) с двумя интегрирующими звеньями (рис. 3), которая может использоваться как в позиционных электроприводах, так и при управлении скоростью. В первом случае: $U_1 = U_a; U_2 = U_c; U_3 = U_{П1}; U_{1m} = U_{a,m}; U_{2m} = U_{c,m}; U_{3m} = U_{П1,m}$; во втором: $U_1 = U_p; U_2 = U_a; U_3 = U_c; U_{1m} = U_{p,m}; U_{2m} = U_{a,m}; U_{3m} = U_{c,m}$.

Моделирование системы управления многодвигательным электроприводом

Для определения переменных S, V, a по схеме рис. 2 удобно пользоваться численно-аналитическим моделированием, при котором в пределах каждого шага интегрирования T вычисление ведется по формулам:

$$\begin{cases} a = a_0 + pT; \\ V = V_0 + aT + \frac{pT^2}{2}; \\ S = S_0 + VT + \frac{aT^2}{2} + \frac{pT^3}{6}, \end{cases} \quad (1)$$

где a_0, V_0, S_0 – начальные значения a, V, S , равные конечным значениям этих переменных на предыдущем шаге.

Требуемое распределение нагрузки преимущественно выполняется путем регулирования вращающихся моментов. В системе подчиненного регулирования выход регулятора скорости соответствует заданному значению момента, делением которого на величину, пропорциональную магнитному потоку, дает заданную величину тока.

При переменных значениях момента M (тока двигателя I) каждый двигатель должен выбираться в соответствии с его эквивалентной нагрузкой. Таким образом, общая расчетная мощность привода составит:

$$P_{об} = \sum_{k=1}^n \omega_H \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m M_{k_i}^2 t_i}{\sum_{i=1}^m t_i}}, \quad (2)$$

где ω_n – номинальная скорость двигателя; t – время; 1, 2, ..., n – индексы соответствующие нумерации двигателей; $i = 1, m$ – индексы нумерации нагрузок.

Так как при совместной работе двигателей в установившихся режимах минимально затрачиваемая мощность эквивалентна мощности однодвигательного привода, приравнявая мощности многодвигательного уравнение (2) и однодвигательного уравнение (3) приводов

$$P_{\text{одн}} = \omega_n \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m M_{k_i}^2 t_i}{\sum_{i=1}^m t_i}} \quad (3)$$

находим

$$\sum_{k=1}^n \sqrt{\sum_{i=1}^m M_{k_i}^2 t_i} = \sqrt{\sum_{i=1}^m M_{k_i}^2 t_i}. \quad (4)$$

Это условие может быть выполнено лишь в том случае, когда режимы нагружения каждого из двигателей будут соответствовать общему характеру изменения нагрузок. При этом двигатели могут иметь различные мощности.

Если нагрузки одиночных двигателей пропорциональны нагрузкам однодвигательного привода, то равенство (4) может быть представлено в виде:

$$\sum_{j=1}^n \alpha_j \sqrt{\sum_{i=1}^m M_i^2 t_i} = \sqrt{\sum_{i=1}^m M_i^2 t_i}, \quad (5)$$

где α_j – коэффициент кратности нагрузок j -го двигателя.

При работе двигателей на общий механический вал синхронность скоростей обеспечивается за счет механических связей.

Следовательно, мощности одиночных двигателей должны быть кратны мощности однодвигательного привода. Согласно данному условию и равенству (5) общая сумма коэффициентов α_j равна единице.

В случае установки двигателей одинаковой мощности ($P_{\text{од}}$) $\alpha_j = \alpha = 1/n$ и, следовательно, $P_{\text{од}} \geq P_{\text{одн}}/n$.

Рассмотрим возможность сохранения пропорциональности распределения нагрузок между двигателями в условиях изменения момента сил сопротивления.

При линейных формах механических характеристик нагрузка между двигателями при работе на статической характеристике будет распределяться следующим образом:

$$M_{ij} = \beta_i (\omega_{0j} - \omega_i) = M_{c_{ij}}, \quad (6)$$

где α_j , ω_{0j} – жесткость механической характеристики и соответственно скорость холостого хода двигателя; ω_i – угловая скорость двигателя при действии i -ой нагрузки; $M_{c_{ij}}$ – момент внешних сил.

Момент, развиваемый электроприводом

$$M_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n \beta_j (\omega_{0j} - \omega_i) = M_{c_i}. \quad (7)$$

Ввиду равенства угловых скоростей ω_i отдельных двигателей имеем

$$\omega_i = \frac{\sum_{j=1}^n \beta_j \omega_{0j} - M_{c_i}}{\sum_{j=1}^n \beta_j} = \omega_{0\Sigma} - \frac{M_{c_i}}{\beta_{\Sigma}}, \quad (8)$$

где $\beta_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n \beta_j$; $\omega_{0\Sigma}$ – скорость холостого хода привода.

Решая совместно (7) и (8), находим

$$M_{\Sigma} = \beta_{\Sigma} (\omega_{0\Sigma} - \omega_i). \quad (9)$$

Из (6) и (9) следует, если согласованы скорости идеального холостого хода двигателей и привода $\omega_{01} = \omega_{02} = \dots = \omega_{0\Sigma}$, тогда распределение нагрузок не зависит от характера их изменения и пропорционально жесткостям механических характеристик:

$$\frac{M_j}{M_{\Sigma}} = \frac{\beta_j}{\beta_{\Sigma}}.$$

Чтобы обеспечить распределение моментов между двигателями пропорционально номинальным мощностям, нужно привести их жесткости в соответствие с номинальными параметрами.

Согласование только жесткостей без выравнивания скоростей холостого хода не приводит к пропорциональному распределению нагрузок. Согласно:

$$\frac{M_j}{M_{\Sigma}} = \frac{P_{Hj} (\omega_{0j} - \omega_i)}{P_{H\Sigma} (\omega_{0\Sigma} - \omega_i)}.$$

С изменением угловой скорости привода ω , изменяется пропорциональность распределения моментов.

Относительное изменение нагрузки на двигатель составит:

$$\delta M = \left[\frac{(\omega_{0j} - \omega_i) \beta_j}{\alpha_i M_c} - 1 \right] \cdot 100\%.$$

Значение α_1 принято равным α_2 .

На рис. 4. представлены диаграммы нагрузок, при согласованных механических характеристиках, т. е. имеющих равные скорости холостого хода и жесткости. В этом случае обеспечивается равномерное

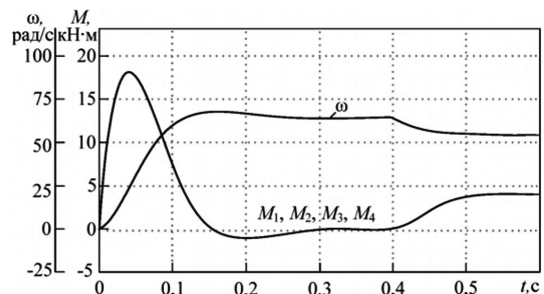


Рис. 4. Распределение моментов между двигателями при равных скоростях холостого хода и жесткостях механических характеристик

распределение моментов независимо от характера их изменения.

Выводы

Причиной изменения магнитного потока может стать различие температур нагрева двигателей, оказывающих значительное влияние на магнитную проницаемость среды. Следует заметить, что даже при равномерном распределении нагрузок условия охлаждения двигателей могут отличаться вследствие неравенства воздушных зазоров, различия вентиляции, коэффициентов полезного действия и т. п.

На распределение нагрузки между двигателями оказывают влияние, как жесткость механической характеристики, так и скорость холостого хода двигателя. Чем выше жесткость механической характеристики и скорость холостого хода, тем большую нагрузку несет двигатель с более высокой жесткостью механической характеристики. При одинаковых жесткостях характеристик нагрузка на двигатель тем больше, чем выше скорость ω_0 . В генераторном режиме распределение нагрузок противоположно. В общем случае распределение нагрузок в генераторном режиме зависит от конкретных условий.

Литература

1. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода. – М.: Энергоиздат, 1981. – 576 с.

2. Бычков В. П. Электропривод и автоматизация металлургического производства. – М.: Высшая школа 1977. – 391 с.
3. Никитенко Г. В. Электропривод производственных механизмов. [Электронный ресурс] – Электрон. дан. – СПб.: Лань, 2013. – 208с.
4. Рекус Г. Г. Электрооборудование производств: Справочное пособие: учебное пособие. – М.: Директ-Медиа, 2014. – 710 с.
5. Вульфсон И. И., Шарпин И. А., Преображенская М. В. Расчет колебаний привода машины: учеб. пособие для втузов. 2-е изд., испр. и доп. – СПб.: ФГБОУ ВПО “СПГУТД”, 2013. – 180 с.
6. Шабо К. Я. Система оптимального управления позиционным тиристорным электроприводом с многоканальной задающей моделью: учебно-методическое пособие. – изд. ТИ (Ф) ФГАОУ ВО СВФУ г. Нерюнгри, 2015. – 55 с.
7. Чермалых В. М., Аанасьев Ю. А., Чермалых Т. В. Построение адаптивных систем позиционного управления электроприводами машин и установок. – Известия вузов. Горный журнал. 1992. № 10. С.73–77.

Шабо Камил Якуб, кандидат технических наук, доцент ТИ (Ф) северо-восточного федерального университета им. Аммосова М.К., kamilshabo@rambler.ru;

Ляпушкин Сергей Викторович, кандидат технических наук, доцент, Инженерная школа энергетики. (Томский политехнический институт), lsw777@mail.ru.

Р. Х. Тукшаитов, О. Д. Семенова

О КОЭФФИЦИЕНТАХ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ДЛЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ УРОВНЯ ВЫСШИХ ГАРМОНИК ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ, И УНИФИКАЦИИ ИХ НАИМЕНОВАНИЙ. ЧАСТЬ 1

R. Kh. Tukshaitov,
O. D. Semenova

На основе ретроспективного анализа научно-технической литературы описан характер изменения во времени наименования показателя уровня высших гармоник напряжения электросети, применяемого в нормативных документах и публикациях. Установлено, что в энергетике наряду с применяемым в последнем варианте ГОСТ 32144-2013 наименованием, используется большое количество других выражений условно относимых к его "синонимам". Такое положение ведет к разночтению, неопределенности и даже к ошибочным результатам его вычисления.

Ключевые слова: коэффициент нелинейной нагрузки, разночтение, инверсия термина, унификация, высшая гармоника, ошибочная интерпретация.

On the Coefficients Applied for the Current and Voltage Higher Harmonics Level Characterization and Unification of Their Designation. Part 1

Based on retrospective analysis of scientific and technical literature the article describes the variation with time of designation of higher harmonics level indicator of mains voltage, applied in regulatory documents and publications. It was established that along with the designation applied in the latest State Standard 322144-2013 option a vast number of other designations related conditionally to its "synonyms" is being employed. This situation leads to the discrepancy, uncertainty and even to erroneous results of its computation.

Key words: nonlinear load factor, discrepancy, term inversion, unification, higher harmonic, erroneous interpretation.

Уровни высших гармоник напряжения и тока электрической сети входят в число важных показателей, используемых для характеристики качества электрической энергии. Применение разных и созвучных наименований данных показателей, к тому же обновляемых со временем в энергетике от стандарта к стандарту, ведет к разночтению, неопределенности и даже подмене понятий. Для выяснения сложившегося положения следует провести ретроспективный анализ научной литературы за истекшие 50–60 лет.

Начиная с середины двадцатого века, для характеристики нелинейных искажений синусоидального сигнала в радиоэлектронике начали применять два базовых термина – первоначально это коэффициент гармонических искажений K_T , а затем коэффициент нелинейных искажений K_H . Причем первый коэффициент определяется как отношение среднеквадратического значения суммы гармоник действующего напряжения (тока) к действующему значению входного напряжения (тока) [1–3], а второй – как отношение среднеквадратического значения действующего напряжения (тока) к действующему значению его основной гармоники [4–6].

Коэффициент K_T электронных усилителей ранее был всего на уровне 1–2%, а нелинейных элементов не превышал 10–15%. В этих небольших пределах значения K_T и K_H с достаточно высокой точностью совпадают, что в определенной степени позволяло на раннем этапе воспринимать их в качестве синонимов [4]. В электротехнике, в отличие от радиоэлектроники,

находит применение другой показатель, также именуемый коэффициентом гармонических искажений, но изменяющейся в противоположном направлении. Это, бесспорно, является дополнительным источником разночтения результатов измерений.

Основной причиной появления большого количества терминов в энергетике явилось то, что в каждом последующем актуализированном нормативном документе, начиная с ГОСТ 13109-67 [7], наименование коэффициента K_H постоянно "дорабатывается". Это, по нашему мнению, обусловлено желанием разработчиков нормативных документов добиться более адекватной передачи смысла выражения "*Total Harmonic Distortion*" (THD) на русский язык. Однако цель их по существу не только не достигнута, а происходит все большее удаление от содержания выражения "коэффициент гармонических искажений". Другой причиной применения более двух десятков "синонимов" является одновременное их заимствование из разных областей знаний – радиоэлектроники, электротехники и энергетики.

Для облегчения понимания сложившегося положения представим формулы, приведенные в ГОСТах [7–9] для вычисления двух важных показателей, применяемых для характеристики качества уровня искажения напряжения электросети (ЭС) и входного тока нелинейной нагрузки, и их условные обозначения. В соответствии с первоначально принятой терминологией один из показателей именуется коэффициентом гармонических искажений ($K_{ги}$) и определяется в [1, 2, 8] по следующей формуле:

$$K_{\Gamma} = K_{\Gammaи} = THD_r = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots + A_n^2}}{A} \cdot 100\%, \quad (1)$$

где A_i – действующее значение тока i -ой гармоники по напряжению или по току;

A – действующее значение основной гармоники соответствующего параметра.

Что касается второго показателя, именуемого коэффициентом нелинейных искажений ($K_{ни}$), сокращенно коэффициентом искажения, то он в литературе вычисляется по двум разным формулам, обеспечивающим разные и, к тому же, противоположные результаты. Во многих учебниках по электротехнике [10, 11] его вычисление осуществляется по формуле:

$$K_{н} = \frac{A_1}{A}. \quad (2)$$

При этом, получаемый результат – приближенный, поскольку $K_{н}$ вычисляется лишь по первой гармонике спектра напряжения ЭС или входного тока нагрузки.

В отличие от ГОСТ 13109-67, в ГОСТ 13109-87 для вычисления $K_{н}$ предложено в качестве основной формулы начать использовать выражение (1), и только в ГОСТ 13109-97 разработчики заново вернулись к следующей формуле:

$$K_{н} = K_{ни} = THD_f = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots + A_n^2}}{A_1} \cdot 100\%, \quad (3)$$

Формулу (3) продолжают применять как в электротехнике, так и энергетике [9, 12, 13]. Следует отметить, что для ЭС осуществляется вычисление $K_{н}$ по напряжению, а по току он вычисляется для оценки уровня вносимых искажений нелинейными нагрузками. При этом, значения $K_{н}$, представленные по входному току нелинейных нагрузок, всегда больше, а, нередко, и значительно больше значения $K_{н}$ по напряжению, вычисленному для разных локальных участков ЭС.

На практике постоянно присутствует неопределенность в интерпретации результатов вычисления по той причине, что большинство авторов не отмечают в публикациях по какой формуле из двух действительно вычислено значение $K_{н}$. Поскольку в формуле (1) значение числителя делится на полное значение входного тока нагрузки, то предельным значением $K_{н}$ является 100%. При небольших значениях уровня искажения синусоиды (менее 20–30%) $K_{н}$ практически равен K_{Γ} . Однако по мере повышения искажения синусоидальности тока, и, особенно, при значительном уменьшении длительности импульса входного тока нагрузки в каждый полупериод напряжения ЭС, значение $K_{н}$ возрастает до нескольких сотен процентов и, таким образом, начинает значительно превышать K_{Γ} . Поэтому терминологическая подмена его наименования в статьях, а также в описаниях технических характеристик анализаторов качества электричества (АКЭ) просто недопустима [14–16]. Последнее обусловлено тем, что перевод технического описания приборов на

русский язык, осуществляется разными и недостаточно осведомленными людьми в области энергетики.

Следует обратить внимание на то, что если по мере повышения уровня искажения коэффициент $K_{н}$, вычисленный по (2), стремится к нулю, то по (3) он теоретически стремится к бесконечности. Несмотря на это несоответствие, выражение (2), без сравнительного анализа, продолжает приводиться в учебных пособиях как по электротехнике, так и электроники на протяжении более 70-и лет [3, 17].

Для вычисления значения $K_{н}$ на основе данных о K_{Γ} используется известное выражение в двух формах записи [18, 19]:

$$K_{н} = K_{ни} = \frac{K_{\Gamma}}{\sqrt{1 - K_{\Gamma}^2}}, \quad (4)$$

или

$$K_{н} = THD_f = \frac{THD_r}{\sqrt{1 - THD_r^2}}, \quad (5)$$

Для наглядного представления взаимосвязи обоих показателей предложена номограмма [20], позволяющая оперативно и с достаточной точностью осуществлять пересчет одного показателя в другой, а при необходимости, и наоборот.

В ГОСТ 32144-2013 использование (1) в качестве рекомендации допустимо, но лишь при небольшом верхнем его пределе (не более 20–30%), что следовало бы заведомо обговорить в нормативном документе. Разнотение обоих показателей возникло и по той причине, что в более раннем ГОСТ 13109-87 порядок вычисления описывался противоположным. Вычисление требовалось проводить по (1), а расчет по (3) считался лишь допустимым. Рекомендация о возможности применения (1) вместо (3), приводимая в [8], была допустима на раннем этапе и по той причине, что нормативные документы [7–9] предназначались для контроля только качества напряжения.

В рассмотренных нормативных документах [21] рассматриваются вопросы измерения только качества напряжения. Приборы же выпускаемые для оценки качества электрической энергии позволяют определять, как $K_{н}$ по напряжению, так и по току. При больших его значениях погрешность определения $K_{н}$ по току начинает превышать 10%, достигая в пределе 200–300%. Применение формулы (1) становится особенно недопустимым при определении $K_{н}$ устройств с импульсным характером входного тока.

Что касается показателя K_{Γ} – коэффициента гармонических искажений, определяемого по формуле (1), то он в настоящее время в радиоэлектронике применяется все реже, а в энергетике лишь в качестве запасного выражения и без обоснования его необходимости. На самых первых этапах становления вопроса контроля уровня нелинейных искажений в радиотехнике применение формулы (3) представлялось бессмысленным, так как K_{Γ} электронных усилителей и различных при-

емных устройств в то время не превышал нескольких процентов.

Несмотря на то, что ГОСТы [7–9] предназначались для контроля K_H только по напряжению, выпускаемые приборы АКЭ предназначались для контроля не только качества напряжения в точке подключения потребителей к ЭС, но и тока разных нелинейных нагрузок в локальных ЭС. Коэффициенты K_H напряжения и тока в точке присоединения энергетических систем действительно соизмеримы и во многих случаях не превышают 10 %, что по существу соответствует нормативному требованию ГОСТ 32144–2013 для низковольтных сетей (8%). В то же время ряд типов нелинейных нагрузок, только с импульсным характером входного тока, имеет значения K_H по току, превышающие 100–150% (персональные компьютеры, преобразователи напряжения, светодиодные лампы и т. п.) [22, 23].

Сравнительно невысокий уровень K_H в точках подключения суммарной нагрузки происходит по той причине, что высшие гармоники входного тока нелинейных нагрузок относительно небольшой мощности существенно нивелируются в электросетях за счет преобладания более сильных токов активных и активно-реактивных практически линейных нагрузок (электродвигатели, индукционные электропечи, обогреватели и т. п.). При превышении тока линейных нагрузок над токами нелинейных нагрузок в 5–7 раз значение коэффициента мощности общей нагрузки существенно возрастает, достигая 0,97–0,98 [24].

Следует отметить, что верхний предел шкалы выпускаемых АКЭ, предназначенных для измерения K_H , ограничены 30, 50% и не более 100% [14, 15]. Только в последний год один из производителей начал выпускать приборы с верхним пределом шкалы, равным 1000% [16] Такой предел косвенно свидетельствует о том, что в первых моделях анализаторов K_H все-таки вычисляется относительно суммарного входного тока, а во вновь разработанном – относительно первой гармоники.

Необходимость перехода к измерению K_H более 100–150 % возникает лишь при определении K_H нелинейных нагрузок по току, а не по напряжению ЭС. В действительности, верхний предел показаний по напряжению в последней модели АКЭ выбран с очень большим запасом, ибо значения K_H близкие к 1000% могут быть достигнуты лишь по току и при значениях коэффициентов мощности нагрузок, близких к 0,1, как правило, не достигаемых на практике [23].

Таким образом, проведенный анализ литературы показывает, что сложившееся положение в вопросе выбора наименования уровня высших гармоник и формулы для его вычисления, требует продолжения работы по унификации применяемых терминов, результаты которой будут представлены во второй части предложенной статьи.

Литература

1. Сорокин И. М. Основы радиотехнических измерений. – М.: Энергия, 1976. – 312 с.
2. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системе электроснабжения промпредприятий. – М.: Энергоатомиздат, 1978. – 374 с.
3. Горохов П. К. Толковый словарь по радиоэлектронике. Основные термины. – М.: Русский язык, 1993. – 246 с.
4. Справочник по радиоэлектронным устройствам. В 2-х томах. Т. 1. Под ред. П. К. Линде. – М.: Энергия, 1978. – 438 с.
5. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. – М.: Мир. 1991. – 446 с.
6. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. М., 2004. – 439 с.
7. ГОСТ 13109-67. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: ИПК Издательство стандартов, 1967. – 23 с.
8. ГОСТ 13109-87. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: ИПК Издательство стандартов, 1989. – 23 с.
9. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2006. – 32 с.
10. Нетушил А. В., Страхов С. В. Цепи с сосредоточенными и распределенными параметрами. – М.: Госэнергоиздат, 1955. – 215 с.
11. Евдокимов Ф. Л. Теоретические основы электротехники. Изд. 3-е. учебник для энергетических техникумов. – М.: Высшая школа, 1971. – 444 с.
12. Попов В. П. Основы теории цепей: Учебник для вузов спец. “Радиотехника”. – М.: Высшая школа, 1985. – 496 с.
13. Клаассен К. Основы измерений. Датчики и электронные приборы: Учебное пособие. 3-е изд. – Долгопрудный: Изд. дом “Интеллект”, 2008. – 352 с.
14. Анализатор качества электричества ПКА-А.
15. Анализатор сети Fluke 435.
16. Анализатор качества электричества Fluke 1740.
17. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование. – Киев, 2007. – 288 с.
18. Стабилизатор.рф/reference/tech-articles/231thd/special.
19. Коэффициент нелинейных искажений (КНИ, КН THDf), коэффициент гармонических искажений (КГИ, КГ, THDg) – различные подходы к определению. 380 v.ru/referenc/tech-fticles/231-thd-special.
20. Семенова О. Д., Тукшаитов Р. Х. К характеристике соотношения между коэффициентами нелинейных и гармонических искажений и устранению их разночтения. В сборнике: Материалы докладов Международной молодежной научной конференции “Тинчуринские чтения – 2021 “Энергетика и цифровая трансформация”. В 3 т. Т. 1. Электроэнергетика и электроника: матер. конф. (Казань, 28–30 апреля 2021 г.). Под общ. ред. ректора КГЭУ Э. Ю. Абдуллазянова. – Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2021. – 636 с.
21. ГОСТ 32144–2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества элект-

- трической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Введ. 2014-07-01. – М.: Стандартиформ, 2015. – 41 с.
22. *Тукшаитов Р. Х., Абдуллазянов Э. Ю., Нигматуллин Р. М., Айхай-ти Исыхакэфу.* О коэффициенте мощности светодиодных ламп (в связи с требованиями ГОСТ Р 55705-2013). – Светотехника. 2018. № 1. С. 49–51.
23. *Тукшаитов Р. Х., Шириев Р. Р.* Определение уровня нелинейных искажений входного тока разных типов нагрузок на основе измерения коэффициента мощности и его сомножителя $\cos\varphi$. – Практическая силовая электроника. 2018. № 72. С. 30–36.
24. *Тукшаитов Р. Х., Семенова О. Д.* Об одном способе подключения “нелинейных” нагрузок для снижения уровня их влияния на качество напряжения электросети. – В сборнике: Проблемы и перспективы развития электроэнергетики и электротехники:

матер. III Всерос. науч.-практ. конф. (Казань, 17–18 марта 2021 г.): Редкол.: Э.Ю. Абдуллазянов (гл. редактор) и др. – Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2021. С. 247–251.

Тукшаитов Рафаил Хасьянович, д. б. н., профессор, профессор кафедры “Электрооборудование и электрохозяйства предприятий, организаций и учреждений” Казанского государственного энергетического университета, академик РАЕ, тел.: +7 (987) 184-03-15, e-mail: trh_08@mail.ru;

Семенова Ольга Дмитриевна, инженер кафедры “Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений” Казанского государственного энергетического университета, тел.: +7-(953)-498-05-24; e-mail: ollivka5001@gmail.com.