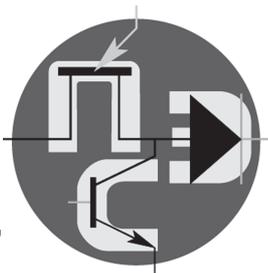


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 1 (61)/2016

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

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

Редакционный совет

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, директор факультета фундаментальной подготовки СПб ГУТ

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, начальник самостоятельного электротехнического отдела ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.03.2016. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154**

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

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

Содержание

Ю. Н. Либенко

Осторожно: терМИНЫ (продолжение)..... 2

А. М. Афанасьев, Ю. М. Голембиовский

Метод оптимизации режимов работы преобразователя комбинированной структуры по энергетическим и массогабаритным показателям 7

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, С. М. Ким, А. Ю. Петроченко, З. Х. Ягубов, В. В. Маракулин

Исследование влияния разброса параметров элементов различных типов сглаживающих фильтров на устойчивость работы параллельно включенных модулей импульсных преобразователей напряжения 17

Г. А. Белов

Анализ режимов преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором при прерывистом токе в контуре 29

С. Б. Резников, А. В. Лавринович, И. А. Харченко

Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 4. Модульная архитектура многофункциональных импульсных преобразователей частоты и регуляторов параметров переменного-постоянного напряжения 39

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

Индикация последовательной аварийной дуги в авиационных системах постоянного тока с использованием вольтамперных характеристик нагрузок 47

С. Л. Затулов, С. А. Амелин, М. А. Амелина

Моделирование переходных режимов работы ограничителя выбросов напряжения, работающего в режиме ограничения мощности 52

Компьютерная верстка: **В. В. Крючков**

Ю. Н. Либенко

ОСТОРОЖНО: терМИНЫ!*(Продолжение. Начало – см. “Практическая силовая электроника” № 4 (60), 2015 г.)*

U. N. Libenko

Beware: terMINES! (continuing)

В статье рассмотрена ситуация, существующая в научно-технической и нормативно-технической литературе в части терминологии, применяемой в направлении техники “Силовая электроника” и других смежных с ним направлениях.

Ключевые слова: источник электропитания РЭА, преобразователь электроэнергии, адаптер электропитания, кондуктивная электромагнитная помеха, преднамеренные силовые электромагнитные воздействия, непреднамеренные силовые электромагнитные воздействия, интеллектуальное техническое средство.

The paper considers the situation, existing in scientific and technical as well as normative and technical literature with regard to terminology used within the trend of “Power electronics” and other trends adjacent to it.

Key words: communications electronics equipment power supply, electric power converter, conducted EMI, deliberate power impacts, accidental electromagnetic impact, smart technical tool.

Прежде, чем перейти к “оригинальным” определениям ряда терминов в других направлениях техники, в той или иной степени связанных с силовой электроникой, дополнительно к первой части данной статьи [1] рассмотрим определение термина “источник электропитания РЭА”, появившегося в [2], который в 2008 г. заменил стандарт – “долгожитель” [3]. Главным достижением нового нормативно-технического документа (НТД), как это уже было отмечено в [1], было повсеместное исключение необъяснимого термина “источник вторичного электропитания” с заменой его на вышеприведенный. И тут же в определении нового термина читаем: “*устройство силовой электроники, входящее в состав радиоэлектронной аппаратуры и преобразующее входную электроэнергию для согласования ее параметров с входными параметрами составных частей радиоэлектронной аппаратуры*”.

Во-первых, в большинстве случаев, согласованию подлежат не сами параметры, а их характеристики и значения.

Во-вторых, в определении, скорее всего, имеется в виду входная электроэнергия РЭА, поступающая от источника электроэнергии (ИЭЭ). В этом случае определение охватывает только те источники электропитания, которые входами непосредственно подключены к входу (порту) электропитания РЭА, а выходами – к входам электропитания ее функциональных узлов. Другие источники питания той же РЭА, которые подключены каскадно между выходами первых и входами электропитания ее функциональных узлов для ступенчатого преобразования входной электроэнергии, под такое определение не попадают.

Исходя из этого предлагается еще раз (см. первую часть статьи) сосредоточиться здесь на главном процессе – *обеспечении сопряжения (адаптации) характеристик и значений электрических пара-*

метров ИЭЭ с аналогичными атрибутами входов электропитания функциональных узлов РЭА. Так же, еще раз, предлагается исключить термин “источник электропитания РЭА”, заменив его на давно и повсеместно применяемые в мировой практике термины “преобразователь электроэнергии” или “адаптер электропитания”, в наибольшей степени отражающие суть выполняемого ими реального процесса.

Далее рассмотрим ситуацию с некоторыми популярными терминами, давно применяемыми в таком неотъемлемом от средств силовой электроники направлении, как “Электромагнитная совместимость” (ЭМС).

В нем термин “электромагнитная помеха” является одним из наиболее важных и часто применяемых. Начиная с еще одного стандарта – “долгожителя” [4], термин “кондуктивная электромагнитная помеха в системе электроснабжения” определен как “электромагнитная помеха, распространяющаяся по элементам электрической сети”.

В заменившем его в 2013 г. [5], и в ныне действующем [6], в свою очередь, с 2014 г. заменившем [5], этот же термин имеет несколько другое определение: “электромагнитная помеха, распространяющаяся по проводникам электрической сети. В некоторых случаях электромагнитная помеха распространяется через обмотки трансформаторов и может действовать в электрических сетях с разными значениями напряжения. Кондуктивные электромагнитные помехи могут ухудшить качество функционирования устройств, электроустановок, или вызвать их повреждение”.

В плане рассматриваемого термина все три стандарта едины в одном – электромагнитное возмущение, независимо от причины его появления в распределительной электрической сети (РЭС) и степени его воздействия на оборудование по-

требителей электроэнергии (ПЭЭ), априорно позиционируется как “помеха”. Примерно то же можно встретить в [7], где “электромагнитная помеха” определена как “электромагнитное явление, процесс, которые ухудшают или могут ухудшить качество функционирования технических средств (устройств)”.

Однако, существуют и иные точки зрения. Например, в проекте Федерального Закона об ЭМС приведено следующее: “помеха электромагнитная – ухудшение рабочих показателей технических средств, вызванное электромагнитным возмущением. Возмущение и помеха представляют собой, соответственно, причину и ее следствие”.

В зарубежной технической литературе [8] под термином “возмущение” обычно понимают сигнал источника электромагнитного явления. Если же речь идет о сигнале в точке приема (рецепторе), то для его обозначения используется термин “помеха”. Для сравнения отметим, что в отечественной технической литературе в обоих случаях чаще всего применяется один и тот же термин – “помеха”.

А теперь заглянем в любой известный толковый словарь и увидим (с незначительными вариациями): “помеха – это то, что мешает чему-нибудь; то, что нарушает нормальную работу чего-нибудь”. Последнее окончательно склоняет чашу весов к принятию “причинно-следственной” природы рассматриваемого вопроса и придает уверенность в правильности следующих выводов, которые, в совокупности, вполне могут быть **подитоном 4**:

1. Электромагнитным возмущением (сигналом источника электромагнитного явления), следует считать отклонение текущего значения рассматриваемого параметра качества электроэнергии от установленного в НТД на ИЭЭ номинального или другого фиксированного значения. Так, в [6] в качестве таких фиксированных значений используются следующие понятия: для напряжения – “напряжение электропитания”, “согласованное напряжение электропитания” и “опорное напряжение”, а для частоты – “частота напряжения электропитания”.

2. Как правило, технические условия и руководства по эксплуатации оборудования ПЭЭ содержат требования к значениям параметров электропитания, предполагающие их нормальное функционирование при значениях параметров качества электроэнергии ИЭЭ в РЭС в диапазонах, установленных в соответствующих НТД. Исходя из этого, следует относить к *кондуктивным электромагнитным помехам силовые электромагнитные воздействия (СЭМВ) со сверхнормативными значениями параметров электроэнергии по отношению к установленным в НТД предельным значениям параметров ее качества, являющиеся следствием электромагнитных возмущений в РЭС и распространяющиеся по ее проводникам, которые отрицательно влияют на*

устойчивое функционирование оборудования ПЭЭ или приводят к его отказу (повреждению).

3. Наступление данных событий носит случайный (вероятностный) характер, т. е. зависит от наличия и сочетания ряда факторов (условий среды, окружающей оборудование ПЭЭ; режима работы, индивидуального порога устойчивости оборудования ПЭЭ и т. п.). Поэтому одно и то же электромагнитное возмущение со сверхнормативными значениями параметров электроэнергии и порождаемое им СЭМВ на оборудование ПЭЭ в одних ситуациях будет являться помехой, в виде сбоя или отказа, а в других – нет.

Вышеперечисленные аспекты являются важными для всех видов СЭМВ случайного и, особенно, преднамеренного происхождения из-за необходимости априорного выявления уязвимости защищаемого оборудования ПЭЭ и оценки для них реальных угроз. Возможное влияние неправильного определения термина “кондуктивная электромагнитная помеха” на принятие организационных и технических решений по снижению вероятности ее проявления в работе оборудования ПЭЭ будет рассмотрено ниже. А пока обратим внимание на две широко используемые категории СЭМВ, традиционно позиционируемые как “помехи”: “случайные” и “преднамеренные”.

В упомянутых выше [4–6] таких терминов нет, и это понятно, так как данные НТД устанавливают нормы качества электроэнергии. Какие уж тут помехи, если речь идет о качестве! На эту тему надо заглянуть в другие НТД, а именно, в относящиеся к направлению “Защита информации”. Эта отдельная, сложная и разноплановая проблема, связанная с наличием множества факторов, влияющих на информационную безопасность [9]. Среди них, несмотря на относительно небольшой удельный вес, есть и факторы в виде преднамеренных СЭМВ (ПСЭМВ), создаваемых потенциальными злоумышленниками, как направленным электромагнитным излучением, так и путем формирования и передачи энергии воздействия кондуктивным способом по информационным цепям и (или) цепям электропитания РЭА. В отличие от привычных всем непреднамеренных силовых электромагнитных воздействий (НСЭМВ) в рамках решения задач ЭМС, описанных в МЭКовских и гармонизированных с ними отечественных НТД, ПСЭМВ являются значительно более целенаправленными, непредсказуемыми и ухищренными, имеющими гораздо большее значение деструктивной энергии. При этом первые традиционно называют “случайными”.

Да, в большинстве случаев, их происхождение носит случайный характер, особенно в аварийных ситуациях в РЭС и в оборудовании ПЭЭ, а также при сверхмощных атмосферных электромагнитных явлениях. Но в отдельных ситуациях, связанных

с эксплуатацией энергоемкого промышленного оборудования, в пределах одного предприятия подключенного к той же РЭС, что и “нежные” вычислительные устройства различных информационно-управляющих систем (ИУС), долю случайности можно понизить, априорно определив характеристики и время появления таких СЭМВ. С другой стороны, и ПСЭМВ для пользователя различных ИУС являются случайными, как бы службы безопасности не ограждали эти системы всевозможной сложной и дорогой защитной техникой. В этом и заключается противоборство нападения и защиты, основанное на постоянном изменении видов, времени, уровней и направления ПСЭМВ. В этом же заключается и отличие в принятии защитных мер от “стандартных” НСЭМВ в рамках требований НТД по ЭМС.

Следует отметить, что в последнем утверждении скрыта определенная потенциальная опасность, основанная на широко распространенном мнении о достаточности этих мер при реализации их в полном объеме требований НТД. Вероятность превышения НСЭМВ установленных норм в реальных условиях может быть и невысокой, но, даже эти редкие случаи способны привести к печальным последствиям для РЭА и защищаемой информации (процессов).

Существует такое понятие, как “преднамеренное прерывание напряжения электрической сети”. Для многих видов оборудования ПЭЭ без принятия заранее специальных мер такое явление может обернуться серьезной (или очень серьезной) проблемой. Исходя из характеристики “преднамеренное”, оно сразу представляется, как ПСЭМВ. Весь фокус заключается в том, что это понятие регламентировано в действующем НТД, устанавливающим нормы качества электроэнергии: “Прерывания напряжения относят к преднамеренным, если пользователь электрической сети информирован о предстоящем прерывании напряжения, как правило, обусловлены проведением запланированных работ в электрических сетях”. Понятно, что имел ввиду разработчик данного НТД, но “по сторонам” все же следует смотреть! Остается лишь пошутить на эту тему, в том числе и пожелать ПЭЭ также своевременно получать аналогичную информацию и от настоящих злоумышленников!

Существуют и другие подобные казусы, но и вышеприведенного вполне достаточно для **подитога 5:**

1. Современный подход к обеспечению безопасности информации, аппаратуры и человеческих жизней при преднамеренных электромагнитных атаках злоумышленников всех мастей (от непростых хулиганов до маститых террористов и диверсантов) по различным каналам на жизненно важные объекты заключается в:

- 1) априорной экспертной оценке специалистами:
 - а) возможных последствий от нанесения объ-

ектам ущерба различной степени со стороны злоумышленников;

б) теоретических и практических возможностей (организационных, материальных, технических, идеологических и др.) злоумышленников по осуществлению выявленных угроз по отношению к этим объектам;

в) существующих защитных характеристик объекта и степени их достаточности для оказания противодействия предполагаемым ПСЭМВ;

г) необходимости применения дополнительных мер защиты для объекта или полного его переоснащения, адекватных выявленным угрозам, их перспективности и возможности оперативной переориентации на другие задачи;

д) результата сопоставления потерь от нанесения возможного ущерба объекту и предполагаемых затрат на эффективное противодействие злоумышленникам;

2) принятии решения по результатам экспертной оценки возможной ситуации;

3) разработке политики безопасности организации и конкретных мероприятий на ее основе, реализации мероприятий и повторной оценке их достаточности в пределах намеченного периода времени.

2. Сложная и дорогостоящая технология реализации принятой политики безопасности для организации требует четкого понимания всех явлений, процессов и событий, происходящих в рассматриваемом направлении. В этой связи как недооценка, так и переоценка намерений и возможностей злоумышленников приведет к снижению эффективности защитных мер и (или) возрастанию стоимости их реализации. Если вероятность реализации угроз различного рода в виде ПСЭМВ для функционирования объекта мала даже без проведения дополнительных защитных мероприятий, то это позволит сэкономить немалые средства. С другой стороны, игнорирование или неправильная оценка серьезности намерений и возможности злоумышленников из-за путаницы в основных понятиях (терминах и определениях) данной проблемы может нанести непоправимый урон важным и дорогостоящим объектам.

3. Результат существенно менее вероятного сверхнормативного воздействия НСЭМВ на оборудование ПЭЭ, вполне может быть сопоставимым с последствиями от ПСЭМВ.

Следующий объект нашего рассмотрения – “интеллектуальные” компоненты, устройства, сооружения и проч. Устойчивое появление данного понятия, относящегося к средствам силовой электроники, было связано с созданием за рубежом высокотехнологичных силовых модулей *IGBT*, представляющих собой, в основном, высокотехнологичные интегрированные силовые ключи. Очередные трудности перевода, неоднократно

упомянутые в первой части данной статьи, привели к прочному закреплению за этими ключами термина “интеллектуальные”, без каких-либо попыток разобраться, в чем именно проявляются такие замечательные свойства. Синонимом являлся второй вариант: “умные” модули, также ничего не добавивший к разъяснению.

Многолетняя практика использования этих модулей различными отечественными специалистами не выявила характеристик, дополнительных к прописанным в их спецификациях и имеющих что-либо общее с “интеллектом”, в его общепринятом понимании. По ранее высказанному на этот счет мнению автора [10] к интеллектуальным техническим средствам (ТС) возможно относить такие из них, которые без участия человека не только выполняют определенный набор функций и обеспечивают требуемые параметры в соответствии с заданным алгоритмом, но и обладают при этом способностью адаптироваться к изменениям внешних и внутренних факторов. Таковыми могут быть значения внешних электрических и климатических параметров, внутреннего теплового режима (перегрева) и другие. В зависимости от изменений различных условий функционирования ТС могут самостоятельно подстраивать в определенных пределах функции, параметры, режимы и алгоритмы работы, адаптируясь к новым условиям, при этом оперативно выбирая оптимальный вариант.

Необходимой базой для создания интеллектуальных ТС является наличие в них высокой степени автоматизации протекающих процессов, основанной на широком применении цифровых способов обработки информации, средств и элементов вычислительной техники, магистралей передачи данных, специального программного обеспечения (СПО), аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, преобразователей электрических и неэлектрических величин. В свою очередь, СПО должно создаваться на основе соответствующих алгоритмов работы ТС, предусматривающих возможность их адаптации к изменениям вышеперечисленных внешних и внутренних факторов.

Интеллектуальные ТС адаптируются к различным изменяющимся условиям за счет априорно заложенной в них избыточности структуры, функций или значений параметров. Во многих случаях это реализуется за счет избыточных возможностей СПО, реже — за счет избыточных возможностей аппаратных узлов. Согласитесь теперь, что вышеупомянутые высокотехнологичные модули *IGBT*, являющиеся всего лишь электронными компонентами нулевого уровня разукрупнения, сильно не “дотягивают” до звания “интеллектуальные”.

Другое дело, возможности конечной продукции, созданной их основе. Учитывая, что основной функцией преобразователя электроэнергии (ПЭ) является обеспечение потребителей электроэнер-

гией с регламентированными количественными и качественными характеристиками, интеллектуальные свойства ПЭ должны поддерживать выполнение именно этой функции путем автоматической адаптации его технических ресурсов к изменяющимся внешним и внутренним условиям работы [10]. В данном примере другие функции и значения параметров ПЭ не изменяются, а используются программная (режимы и алгоритмы работы) и аппаратная (реструктуризация, резервирование) избыточности.

Аналогичные приведенному примеру с модулями *IGBT* “неточности” и “трудности перевода” можно без особого труда найти и в других вышеупомянутых ТС и сооружениях, что не позволяет сделать ограниченный объем данной статьи.

И, в заключение, перейдем к другому направлению — “Надежность”, также неотъемлемом от средств силовой электроники. Правда, речь здесь пойдет уже не только о самих терминах, но и о стандарте, их содержащем и чуть было не перевернувшем большинство наших прежних представлений о предмете (надежность), долго усваиваемом и трудно применяемом.

Сначала отметим наличие чехарды с НТД в этом направлении, схожей с вышеприведенными НТД по нормам качества электроэнергии. Был, да долго жил (аксакалы помнят!), межгосударственный стандарт на основные понятия, термины и определения по надежности [11]. В 2011 г. его применение на территории РФ было прекращено в связи с выходом национального стандарта [12] на ту же тему. Национальным он был определен, скорее всего, только по присвоенному ему соответствующему статусу и отличительной литере “Р” в обозначении. Предположительно, он представлял собой неадаптированный перевод какого-то зарубежного НТД по данному вопросу, но читался с интересом, отличаясь от [11] своими формой и содержанием, как день от ночи. В нем было много необычных, не очень понятных, но, возможно, полезных терминов и их определений (как мы столько лет, еще и со времен СССР, без всего этого обходились?). Общее впечатление — оригинал стандарта служил специальным подспорьем для юридических разборок между зарубежными изготовителями и потребителями любой промышленной продукции. Сравним определения лишь одного термина — “*неработоспособное состояние*” в каждом из обоих стандартов.

В [11] (без учета примечания): “*состояние объекта, при котором значение хотя бы одного параметра, характеризующего способность выполнять заданные функции, не соответствует требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации*”.

В [12]: “*состояние изделия, по которой оно не способно выполнить требуемую функцию по любой причине*”.

Для любопытных тут же имеются два поясняющих термина и их определения:

1. “*Неработоспособное состояние по внутренней причине – неработоспособное состояние изделия, по которой оно неспособно выполнить требуемую функцию из-за внутренней неисправности или профилактического технического обслуживания*”. Первая часть определения понятна, вторая – нет. Если изделие находится на профилактическом обслуживании, то, во-первых, оно заранее планируется (это не аварийное восстановление или ремонт!), а, во-вторых, при профилактическом техническом обслуживании эксплуатация изделия не проводится, т. е. никто и не ждет от него выполнения какой-либо требуемой функции.

2. “*Неработоспособное состояние по внешней причине*” – “*неработоспособное состояние изделия, по которой оно неспособно выполнить требуемую функцию из-за отсутствия или нехватки внешних ресурсов*”. А это – совсем интересно! Получается, если в системе электроснабжения пропало напряжение, то изготовитель ПЭ должен за это отвечать. Другое дело, если по техническим условиям на этот ПЭ предусмотрена гарантированная или бесперебойная подача преобразованной (или входной) электроэнергии потребителю (в течение установленного интервала, или постоянно), только тогда и спрос уместен.

И тут же, данную ситуацию окончательно запутывает определение другого термина из этой же “обоймы” – “*работоспособное состояние – состояние изделия, при котором оно способно выполнить требуемую функцию при условии, что предоставлены необходимые внешние ресурсы*”.

Очевидно, что более “необходимого внешнего ресурса” для работоспособного ПЭ, чем качественная электроэнергия в системе электроснабжения, и не сыскать. Так при ее отсутствии согласно [12] этот ПЭ в каком состоянии находится? А кому как выгодно!

Для публикации результатов разбирательства по всем терминам и определениям, приведенным в [12], пожалуй, не хватит и объема годового выпуска данного журнала. Ну, и не надо, поскольку в связи с обращениями различных организаций и МО РФ в Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии действие [12] на территории РФ с конца 2012 г. было приостановлено с восстановлением применения [11] на территории РФ в качестве национального стандарта.

Причину появления [12] его создатели, скорее всего, могли бы объяснить все той же “трудностью перевода”.

Подитог 6: Его пример – другим наука!

Общий итог: Название данной статьи, как и известное многим выражение: “Зри в корень!”, имеет непреходящее значение.

Литература

1. Ю. Н. Либенко. ОСТОРОЖНО: терМИНЫ! – Практическая силовая электроника, № 4 (60), 2015 г., С.
2. ГОСТ Р 52907-2008 Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Термины и определения.
3. ГОСТ 23413 -79 Средства вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Термины и определения.
4. ГОСТ 13109-97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
5. ГОСТ Р 54149-2010 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
6. ГОСТ 32144-2013 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
7. СО 34.35.311-2004 РАО “ЕЭС России” Стандарт организации, Москва 2004 г.
8. Воронин А. Я., Черкасова Е. В. Непреднамеренные электромагнитные возмущения мониторов персональных компьютеров // Технологии ЭМС, 2002, № 3.
9. ГОСТ Р 51275 -2006 Защита информации. Объект информатизации. Факторы, воздействующие на информацию. Общие положения.
10. Ю. Н. Либенко Эволюция интеллектуализации средств вторичного электропитания. – Практическая силовая электроника, № 2 (46), 2012 г., С.
11. ГОСТ 27.002-89 Надежность в технике. Основные понятия. Термины и определения
12. ГОСТ Р 53480 - 2009 Надежность в технике. Термины и определения.

Либенко Юрий Николаевич, главный специалист НИИВК им. М. А. Карцева, доктор электротехники АЭН РФ, ученый секретарь секции “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”.

А. М. Афанасьев, Ю. М. Голембиовский

МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ КОМБИНИРОВАННОЙ СТРУКТУРЫ ПО ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ И МАССОГАБАРИТНЫМ ПОКАЗАТЕЛЯМ

А. М. Afanasyev,
Y. M. Golembiovsky

A method of optimization of a combined structure converter operating modes by energy and mass-and-size characteristics

Проведен анализ перспективных схемных решений и алгоритмов управления высокочастотных полупроводниковых преобразователей для установок индукционного нагрева. Решается задача оптимизации режимов работы преобразователя комбинированной структуры по энергетическим и массогабаритным показателям. Применение стратегии математического моделирования, основанной на задании режимов работы преобразователя безразмерными коэффициентами, позволило выполнить оптимизацию по двум произвольным параметрам. По результатам математического моделирования определена область безопасной работы силовых приборов при изменении частоты коммутации и мощности нагрузки для заданных режимов работы преобразователя. Проведена оценка эффективности использования различных IGBT и MOSFET модулей в схеме преобразователя комбинированной структуры.

Ключевые слова: индукционный нагрев, преобразователь комбинированной структуры, импульсный преобразователь, режим коммутации, режим протекания тока накопительной индуктивности, энергетические характеристики, IGBT, MOSFET, область безопасной работы.

Analysis of perspective circuit designs and control algorithms for high frequency semiconductor converters implemented for induction heating was carried out. The paper solves the optimization problem of the combined structure converter operating modes by its energy and mass-and-size characteristics. Application of mathematical modeling strategy based on specifying converter operating modes by dimensionless coefficients allowed performing optimization by two arbitrary parameters. In accordance with the results of mathematical modeling safe operating area of power devices was determined for switching frequency and load power variation for the specified converter operating modes. Performance evaluation of IGBT and MOSFET modules implementation in converter structure was carried out.

Key words: induction heating, combined structure converter, switched mode converter, switching mode, storage inductor current flow mode, energy characteristics, IGBT, MOSFET, safe operating area.

В современных условиях жесткой конкуренции общей тенденцией развития промышленности является повышение эффективности производства. При этом, с точки зрения энергосбережения и гибкости внедрения в технологический процесс, большие перспективы имеют индукционные технологии. Большинство предприятий, использующих термические производства, оснащены устаревшими морально и физически тиристорными и ламповыми генераторами, что усложняет повышение их эффективности и конкурентоспособности. Эти проблемы в значительной степени решаются при проектировании полупроводниковых преобразователей за счет более полного использования свойств современной элементной базы силовой электроники — IGBT и MOSFET модулей и информационной электроники.

В научных исследованиях по данному направлению большое внимание уделяется повышению коэффициента использования вентилей по мощности и снижению мощности потерь основных элементов преобразователей электрической энергии, для чего решаются задачи выбора и совершенствования, как схемотехнических решений, так и способов их управления. Например, при необходимости плавного регулирования выходной мощности,

применяют импульсный преобразователь (ИП) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) на входе инвертора в сочетании с оптимальным режимом “мягкой” коммутации его ключей, что обеспечивает минимальную мощность потерь инвертора [1]. Если допускается ступенчатое регулирование выходной мощности, применяют резонансные инверторы с согласованным управлением на основе плотно-но-импульсной модуляции (ПИМ) [2, 3]. Такое решение обеспечивает сохранение режима “мягкой” коммутации ключевых элементов инвертора, позволяет исключить применение ИП на входе и, соответственно, повысить коэффициент установленной мощности и КПД устройства.

Также известны решения, позволяющие увеличить выходную мощность или выходную частоту с применением модульной преобразовательной системы, состоящей из нескольких инверторов на базе IGBT модулей с гибридным управлением на основе ШИМ и ПИМ модуляции [4] или циклического метода управления [5–7].

Определенную перспективу в развитии методов “мягкой” коммутации имеет новая концепция построения полупроводниковых преобразователей комбинированной структуры (ПКС), которая основана на применении ИП как функциональных

элементов инверторных структур с параллельной емкостной компенсацией индуктивности нагрузки для реализации в преобразователях объединенной ZVZCS “мягкой” коммутации силовых ключей. Такое решение позволяет уменьшить установленную мощность преобразователя за счет исключения дополнительного ИП на входе инвертора. Плавное регулирование выходных параметров осуществляется с помощью ИП, входящих в инверторную структуру. Для поддержания ZVZCS режима “мягкой” коммутации используется адаптивный алгоритм управления с синхронизацией по выходному напряжению [8–10].

Для решения оптимизационных задач, которые формируются на этапах проектирования преобразователей, необходимо проведение комплексного анализа всех составляющих потерь энергии, изменения массы и объема основных элементов схемы, в зависимости от предъявляемых требований и возможных режимов работы преобразователя.

Целью работы является оптимизация режимов работы ПКС по энергетическим и массогабаритным показателям с использованием математической модели преобразователя и методик анализа энергетических процессов, позволяющих задавать режимы работы при изменении выходной мощности и частоты.

Преобразователь комбинированной структуры

Согласно новой концепции построения преобразователей, для уменьшения количества силовых элементов схемы и обеспечения режима “мягкой” коммутации, ПКС реализован в виде моста с двумя силовыми стойками, состоящими из последовательно включенных импульсных преобразователей ИП1,2 и ключей K1,2, в диагональ моста подключен индуктор с параллельно подключенной компенсирующей емкостью C_k (рис. 1).

Для согласованного управления применен принцип самовозбуждения с синхронизацией по выходному напряжению и автоматической подстройкой фазы управляющих импульсов, обеспечивающих “мягкую” коммутацию ключей K1 и K2, выполненных на IGBT. Регулировка выходных параметров осуществляется путем изменения коэффициента заполнения D_p импульсных преобразователей ИП1 и ИП2 по принципу время-импульсной модуляции с синхронизацией выходным напряжением инвертора.

Представленные в работе [11] результаты моделирования указывают на возможность снизить суммарные потери энергии при переводе преобразователя в граничный режим (РГ) или режим прерывистых токов (РПТ) накопительной индуктивности за счет включения транзистора при нулевом токе, в ZCS-режиме.

Применение LCD-снабберов позволяет дополнительно минимизировать динамические потери мощности в транзисторах ИП путем формирова-

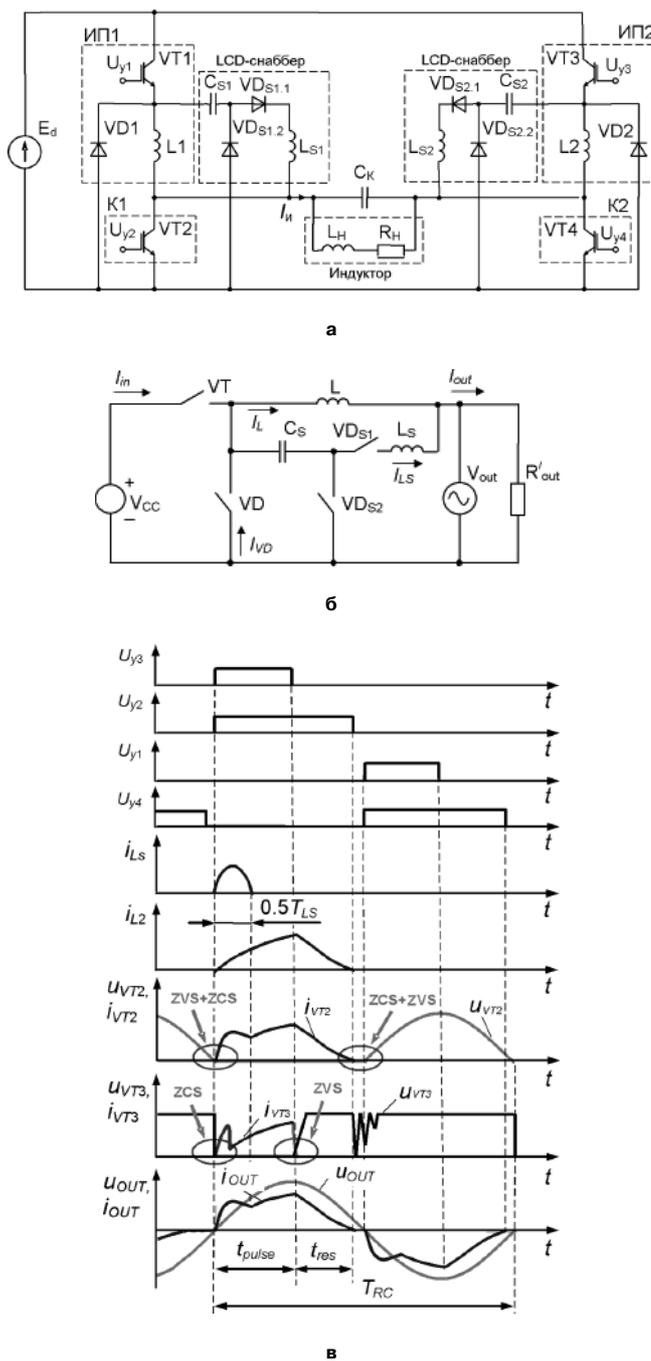


Рис. 1. Полупроводниковый преобразователь комбинированной структуры: а – принципиальная схема; б – схема замещения; в – временные диаграммы

ния траектории их выключения за счет ограничения скорости нарастания напряжения емкостью снабберного конденсатора C_s . При этом энергия, накопленная в конденсаторе C_s , регенерируется в нагрузку, что необходимо учитывать как при расчете параметров схемы, так и при выборе полупроводниковых приборов [12, 13]. Что касается потерь проводимости, то они зависят от формы тока протекающего через силовой ключ. Форма тока может изменяться от треугольной к синусоидальной, в зависимости от изменения соотношения двух состав-

ляющих тока силового ключа: тока накопительной индуктивности и тока снабберной цепи.

Так как процессы, протекающие при работе каждой диагонали моста ПКС идентичны, схему его замещения можно рассматривать на интервале половины периода колебательного контура, при этом процесс передачи энергии от входного источника ЭДС в нагрузку определяется режимами работы ИП и снабберной цепи. При значениях добротности $Q = 6 \dots 20$ колебательного контура, образованного индуктором и параллельно включенным конденсатором, нагрузку можно представить в виде параллельного соединения приведенного сопротивления нагрузки R'_{out} и источника ЭДС переменного тока, напряжение которого зависит от баланса передаваемой и потребляемой энергии (рис. 1).

Относительное время D_p накопления энергии в индуктивности L при замкнутом состоянии ключа VT определяет первую составляющую входного тока (на рис. 1 – ток i_{L2}) и находится из выражения

$$D_p = \frac{t_{pulse}}{0,5 \cdot T_{RC}}, \quad (1)$$

где T_{RC} – период выходного напряжения.

Относительное время D_{ps} накопления энергии в элементах снабберной цепи L_S , C_S определяет вторую составляющую входного тока (на рис. 1 – ток i_{LS2}) и находится из выражения

$$D_{ps} = \frac{T_S}{T_{RC}}, \quad (2)$$

где T_S – период колебательного контура, образованного элементами снабберной цепи:

$$T_S = 2\pi\sqrt{L_S \cdot C_S}. \quad (3)$$

Относительное время D_r отдачи накопленной энергии накопительной индуктивности L определяется выражением

$$D_r = \frac{t_{res}}{0,5 \cdot T_{RC}}. \quad (4)$$

Математическая модель

Считая все элементы схемы идеальными, справедливо уравнение баланса мощностей:

$$P_{in} = P_{out}. \quad (5)$$

Входная мощность определяется выражением

$$P_{in} = U_{cc} \cdot I_{inav}, \quad (6)$$

где U_{cc} – напряжение источника питания.

Среднее значение входного тока определяется составляющими токов накопительной и снабберной индуктивностей:

$$I_{inav} = I_{inLav} + I_{inLsav}. \quad (7)$$

Для определения первой составляющей входного тока, получен закон изменения тока в накопительной индуктивности с учетом синхронизации ИП по выходному напряжению, т. е. ток в индуктивности в начальный момент времени равен нулю. Напряжение на индуктивности определяется выражением

$$U_L = \begin{cases} U_{cc} - U_{outm} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot D), & D = [0 \dots D_p]; \\ U_{outm} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot D), & D = [D_p \dots D_r]; \\ 0, & D = [D_r \dots 0.5], \end{cases} \quad (8)$$

где U_{outm} – амплитудное напряжение нагрузки.

Закон изменения тока в накопительной индуктивности на интервале $D = [0 \dots D_p]$ описывается выражением (9), в результате интегрирования которого получено выражение (10), определяющее первую составляющую входного тока I_{inLav} :

$$i_{inL}(D) = \frac{U_{cc} \cdot D}{2 \cdot f_{RC} \cdot L} - \frac{M \cdot U_{cc} \cdot [1 - \cos(\pi \cdot D)]}{2 \cdot \pi \cdot f_{RC} \cdot L}, \quad (9)$$

$$I_{inLav} = \frac{U_{cc} \cdot \{2 \cdot M \cdot [\sin(\pi \cdot D_p) - \pi \cdot D_p] + (\pi \cdot D_p)^2\}}{8 \cdot \pi^2 \cdot f_{RC} \cdot L}, \quad (10)$$

где $M = U_{outm}/U_{cc}$ – коэффициент преобразования.

Закон изменения тока снабберной цепи на интервале D_{ps} определяется выражением (11), в результате интегрирования которого с учетом выражения (12), определяющего амплитудное значение тока снабберной индуктивности, получим среднее значение второй составляющей входного тока I_{inLsav} , (13)

$$i_{inLs}(D) = I_{Lsm} \cdot \sin(\pi \cdot D); \quad (11)$$

$$I_{Lsm} = \frac{U_{cc} - U_{out}}{\rho_s}; \quad (12)$$

$$I_{inLsav} = \frac{U_{cc} \cdot D_{ps} \cdot [M \cdot \sin(\pi \cdot D_{ps}) + 2 \cdot (D_{ps}^2 - 1)]}{\pi \cdot \rho_s \cdot (D_{ps}^2 - 1)}, \quad (13)$$

где $\rho_s = \sqrt{L_S/C_S}$ – волновое сопротивление снабберной цепи.

Выходная мощность зависит от параметров нагрузки (добротности Q_o и волнового сопротивления ρ_o) и определяется выражением

$$P_{out} = \frac{U_{cc}^2 \cdot M^2}{2 \cdot Q_o \cdot \rho_o}. \quad (14)$$

С учетом выражений (5)–(14) записано уравнение баланса мощностей

$$M \cdot \left(\frac{\sin(\pi \cdot D_p) - \pi \cdot D_p}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_{RC} \cdot L} + \frac{D_{ps}^2 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot D_{ps}}{2}\right)}{\pi \cdot \rho_s \cdot (D_{ps}^2 - 1)} \right) + \left(\frac{D_p^2}{4 \cdot f_{RC} \cdot L} + \frac{D_{ps}}{\pi \cdot \rho_s} \right) = \frac{M^2}{2 \cdot Q_o \cdot \rho_o} \quad (15)$$

Режим протекания тока накопительной индуктивности

При анализе электромагнитных процессов в ИП различают режим непрерывного, прерывного и граничного протекания тока накопительной индуктивности, изменение которого зависит от значения накопительной индуктивности и соотношения значений сопротивления нагрузки, относительного времени D_p и частоты коммутации. Задание режима протекания тока накопительной индуктивности возможно за счет изменения одного из перечисленных выше параметров при фиксированных значениях оставшихся, что не позволяет проводить оптимизацию исследуемого преобразователя одновременно по нескольким параметрам.

Решение данной проблемы возможно с применением стратегии математического моделирования, при которой изменение режима работы преобразователя задается не параметрами элементов схемы, а безразмерными коэффициентами.

Так, согласно принятой стратегии моделирования для задания режимов протекания тока накопительной индуктивности, а также для определения средних и действующих значений токов силовых ключей схемы, введен безразмерный коэффициент K_{RL} , определяющий отношение половины размаха пульсации тока накопительной индуктивности к его среднему значению [14]:

$$K_{RL} = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot I_{L\text{av}}} = \frac{I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}}}{I_{L\text{max}} + I_{L\text{min}}}. \quad (16)$$

Применение коэффициента K_{RL} , позволяет при неизменном среднем значении тока накопительной индуктивности провести анализ работы ИП как для режима непрерывного тока накопительной индуктивности — $K_{RL} = [0..1]$, так и для режима прерывных токов — $K_{RL} = [1..\infty]$, включая граничный режим — $K_{RL} = 1$.

Для режима прерывных токов минимальное $I_{L\text{min}}$ и максимальное $I_{L\text{max}}$ значения токов накопительной индуктивности определяются выражениями

$$I_{L\text{min}} = 0; \quad (17)$$

$$I_{L\text{max}} = 2 \cdot K_{RL} \cdot I_{L\text{av}}. \quad (18)$$

Значение накопительной индуктивности L в зависимости от коэффициента K_{RL} определяется выражением

$$L = \frac{U_{cc}^2 \cdot [\cos(\pi \cdot D_{p\text{max}}) + \pi \cdot D_{p\text{max}} - 1]}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_{RC} \cdot K_{RL} \cdot P_{n\text{max}}}. \quad (19)$$

Режим коммутации силовых ключей ИП

Известно, что режим коммутации силовых ключей со снабберными цепями зависит от скорости нарастания напряжения на снабберной емкости

$$\frac{dU}{dt} = C_S \cdot I_C. \quad (20)$$

Из выражения (20) очевидна возможность изменения режима коммутации за счет изменения значения емкости C_S . Но ее изменение также повлияет на параметры колебательного контура, образованного индуктивностью и емкостью LCD -снаббера, такие как волновое сопротивление ρ_S и период колебаний T_S (21), что, в свою очередь, приведет к цепочке изменений других параметров схемы и существенно усложнит проведение оптимизации исследуемого преобразователя по нескольким параметрам

$$\begin{cases} \rho_S = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}}, \\ T_S = 2\pi \cdot \sqrt{L_S \cdot C_S}. \end{cases} \quad (21)$$

Согласно принятой стратегии моделирования для изменения режима коммутации силового ключа введен коэффициент снабберной цепи K_{ST} , определяющий отношение полупериода колебательного контура LCD -снаббера к длительности импульса — это позволяет, при условии постоянства входного тока, изменять соотношение его составляющих I_L и I_{LS} . А также, при фиксированном значении волнового сопротивления изменяя значение частоты резонансного контура, задавать параметры элементов снабберной цепи C_S, L_S :

$$K_{ST} = \frac{(0,5 \cdot T_S)}{t_{\text{pulse}}} = \frac{D_{ps}}{D_p}. \quad (22)$$

Применение коэффициента K_{ST} , позволяет, при неизменной мощности потребляемой от источника питания, провести анализ работы ИП с ШИМ от режима с “жесткой” коммутацией ($K_{ST} = 0$) до квазирезонансного режима работы ИП с “мягкой” коммутацией силовых ключей ($K_{ST} = 1$). Для этого определено амплитудное значение тока снабберной индуктивности и волновое сопротивление снабберной цепи, соответствующее квазирезонансному режиму коммутации:

$$I_{LSm} = 0,5 \cdot \pi \cdot I_{in\text{max}}; \quad (23)$$

$$\rho_S = \frac{U_{cc}}{I_{LSm}} \cdot \left\{ 1 + \frac{M \cdot [\cos(\pi \cdot D_p \cdot K_{ST}) - 1]}{\pi \cdot D_p \cdot K_{ST}} \right\}. \quad (24)$$

Параметры снабберных элементов, с учетом значений T_S и ρ_S определяются выражениями

$$L_S = \frac{T_S \cdot \rho_S}{2\pi}, \quad (25)$$

$$C_S = \frac{L_S}{\rho_S^2}. \quad (26)$$

Коэффициент преобразования

С целью осуществления всестороннего анализа в математической модели должны быть учтены все параметры, оказывающие влияние на энергетические и массо-габаритные показатели ПКС, о которых говорилось выше.

Из баланса мощностей (15) с учетом выражений (16)–(26) получена зависимость (27) коэффициента преобразования M от параметров нагрузки Q_o , ρ_o , волнового сопротивления снабберной цепи ρ_S , выходной частоты f_{RC} и относительного времени D_p , коэффициентов K_{RL} и K_{ST} .

Энергетические и массогабаритные показатели

Эффективность рассматриваемого преобразователя определяется с учетом мощности потерь в силовых полупроводниковых приборах и пассивных элементах в зависимости от режимов работы преобразователя и характеристик используемых элементов.

С учетом потерь в основных элементах схемы, КПД определяется выражением

$$\eta = P_{out} \cdot \left[P_{out} + 2 \cdot (P_{VTcond} + P_{VTsw} + P_{VDcond} + P_L + P_{Ls} + P_{Cs}) \right]^{-1}, \quad (28)$$

где P_{VTcond} , P_{VDcond} – мощность потерь проводимости в транзисторах и диодах схемы;

P_{VTsw} – мощность потерь переключения транзисторов;

P_L , P_{Ls} , P_{Cs} – мощность потерь в накопительной индуктивности и в пассивных элементах LCD-снаббера.

Основные потери транзистора (обратного диода) определяются потерями проводимости и потерями переключения.

Мощность потерь проводимости в транзисторе (диоде) можно определить из выражения

$$P_{VTcond} = U_{CE0} \cdot I_{Cav} + r_{VTdif} \cdot I_{C rms}^2, \quad (29)$$

где I_{Cav} – среднее значение тока транзистора (диода); $I_{C rms}$ – действующее значение тока транзистора (диода).

Среднее и среднеквадратическое значение тока транзистора определяется следующими выражениями

$$I_{Cav} = \left(\frac{I_{Lmax}}{2} \cdot D_p + \frac{2 \cdot I_{Lsm}}{\pi} \cdot D_{ps} \right), \quad (30)$$

$$I_{C rms} = I_{Lmax} \cdot \sqrt{\frac{D_p}{6}} + I_{Lsm} \cdot \sqrt{\frac{D_{ps}}{4} - \frac{\sin(2\pi \cdot D_{ps})}{8\pi}}. \quad (31)$$

Средние и среднеквадратические значения токов обратного и снабберных диодов VD1 (VD2) и VD_{S1} (VD_{S2}) определяются, соответственно, из приведенных ниже выражений:

$$I_{VDav} = \frac{I_{Lmax}}{2} \cdot D_r, \quad (32)$$

$$I_{VD rms} = I_{Lmax} \cdot \sqrt{\frac{D_r}{6}}, \quad (33)$$

$$I_{VDsav} = \frac{I_{Lsm}}{\pi} \cdot D_{ps}, \quad (34)$$

$$I_{VDs rms} = I_{Ls max} \cdot \sqrt{\frac{D_{ps}}{4} - \frac{\sin(2 \cdot \pi \cdot D_{ps})}{8 \cdot \pi}}. \quad (35)$$

$$M = Q_o \cdot \rho_o \cdot \left[\frac{K_{RL} \cdot P_{nmax} \cdot (\sin(\pi \cdot D_p) - \pi \cdot D_p)}{U_{cc}^2 \cdot (\cos(\pi \cdot D_{pmax}) + \pi \cdot D_{pmax} - 1)} + \frac{(D_p \cdot K_{ST})^2 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot D_p \cdot K_{ST}}{2}\right)}{\pi \cdot \rho_S \cdot ((D_p \cdot K_{ST})^2 - 1)} + \left[\frac{K_{RL} \cdot P_{nmax} \cdot (\sin(\pi \cdot D_p) - \pi \cdot D_p)}{U_{cc}^2 \cdot (\cos(\pi \cdot D_{pmax}) + \pi \cdot D_{pmax} - 1)} + \frac{(D_p \cdot K_{ST})^2 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot D_p \cdot K_{ST}}{2}\right)}{\pi \cdot \rho_S \cdot ((D_p \cdot K_{ST})^2 - 1)} \right]^2 + \frac{2}{Q_o \cdot \rho_o} \cdot \left(\frac{\pi^2 \cdot D_p^2 \cdot K_{RL} \cdot P_{nmax}}{2 \cdot U_{cc}^2 \cdot (\cos(\pi \cdot D_{pmax}) + \pi \cdot D_{pmax} - 1)} + \frac{D_p \cdot K_{ST}}{\pi \cdot \rho_S} \right)^{0.5} \right]. \quad (27)$$

Мощность потерь переключения за период коммутации определяется выражением

$$P_{sw} = f_{RC} \cdot (E_{on} + E_{off}). \quad (36)$$

Зависимость энергий включения $E_{on} = F(I_C)$ и выключения $E_{off} = F(I_{Lm})$ IGBT или MOSFET в результате аппроксимаций справочных характеристик [15] описывается аналитическими выражениями

$$E_{on} = K_{RG_on} \cdot K_{Uon} \cdot [a \cdot I_{Con}^m + b \cdot I_{Con}^n + c \cdot I_{Con}^k], \quad (37)$$

$$E_{off} = K_{RG_off} \cdot K_{Uoff} \cdot [a \cdot I_{Lm}^m + b \cdot I_{Lm}^n], \quad (38)$$

где $K_{Uon} = U_{CEon}/U_{CCref}$; $K_{Uoff} = U_{CEoff}/U_{CCref}$; K_{RG_on} , K_{RG_off} – масштабирующие коэффициенты, учитывающие зависимость энергий переключения от коммутирующего напряжения и сопротивления затвора;

U_{CEon} , U_{CEoff} – напряжение на транзисторе, соответствующее моментам включения и выключения;

U_{CCref} – номинальное напряжение коммутации.

Напряжение на транзисторе, соответствующее моменту выключения, с учетом значения снабберной емкости, определяется выражением:

$$U_{CEoff} = \frac{I_{Lmax} \cdot t_f}{C_S}, \quad (39)$$

где t_f – время выключения транзистора.

Ток, соответствующий моменту включения транзистора I_{Con} , определяется из выражения

$$I_{Con} = I_{Lsm} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot t_r}{T_S}\right), \quad (40)$$

где t_r – время включения транзистора.

Оценка энергетических и массогабаритных показателей накопительных индуктивностей L1, L2, а также снабберных индуктивностей и снабберных конденсаторов, представленных на схеме элементами L_{s1} , L_{s2} и C_{s1} , C_{s2} , проводилась с использованием методики [16], в соответствии с которой общая мощность потерь в индуктивности определяется из выражения

$$P_L = P_{core} + P_{c(DC)} + P_{c(AC)}; \quad (41)$$

где P_{core} – мощность потерь в магнитопроводе;

$P_{c(AC)}$, $P_{c(DC)}$ – мощность потерь в медной обмотке, соответственно от переменной и постоянной составляющей тока.

Масса индуктивности определяется из выражения

$$m_L = V_{core} \cdot \rho_{core} + S_1 \cdot l \cdot n \cdot \rho_c, \quad (42)$$

где V_{core} – объем магнитопровода;

ρ_{core} – плотность материала магнитопровода;

S_1 – сечение медного провода;

l – средняя длина витка обмотки;

n – число витков обмотки;

ρ_c – плотность меди.

При оценке потерь мощности в конденсаторах учитывается, что они состоят из диэлектрических (P_D) и резистивных (P_R) потерь:

$$P_C = P_D + P_R. \quad (43)$$

Учет изменения массы снабберных конденсаторов проводится исходя из реальных размеров конденсаторов с использованием линейной аппроксимации зависимости их массы от емкости:

$$m_C = k \cdot m_n, \quad (44)$$

где $k = C_S/C_n$ – количество параллельно соединенных нормированных конденсаторов;

C_S , C_n – емкость снабберного и нормированного конденсатора;

m_n – масса нормированного конденсатора.

Тепловая модель силового модуля

Определить зависимость температуры кристалла транзистора от частоты коммутации f_{RC} и коэффициента K_{ST} можно в соответствии с приведенным выражением

$$T_{jVT} = T_a + (R_{th(c-h)} + R_{th(h-a)}) \cdot P_{TOT} + R_{th(j-c)} \cdot P_{VT}, \quad (45)$$

где T_a – внешняя температура;

$R_{th(c-h)}$ – тепловое сопротивление корпус–теплоотвод модуля;

$R_{th(h-a)}$ – тепловое сопротивление контактная поверхность теплоотвод–охлаждающая среда;

$P_{TOT} = P_{VTcond} + P_{VTsw} + P_{VDcond}$ – общая рассеиваемая мощность модуля;

$P_{VT} = P_{VTcond} + P_{VTsw}$ – рассеиваемая мощность в кристалле транзистора.

Условия моделирования

При моделировании ПКС были приняты исходные данные: напряжение питания $U_{CC} = 514,8$ В; мощность нагрузки $P_{OUT} = 40$ кВт; коэффициент преобразования $M = 0,75$; коэффициент пульсаций тока накопительной индуктивности $K_{RL} = 1$; относительное время проводимости транзистора $D_p = 0,5$.

Для анализа энергоэффективности ПКС в качестве ключевых элементов были выбраны IGBT-модули производителей Infineon [17], Semikron [18] и MOSFET модули производителей CREE [19], Microsemi [20], параметры которых сведены в таблицу 1.

При моделировании для определения мощности потерь и массы магнитопровода использовались характеристики, взятые из технической документации для материала Koool Mμ фирмы Magnetics с магнитной проницаемостью $\mu = 26$ [21]. Для опре-

Таблица 1. Параметры исследуемых модулей

Транзисторный модуль	FF-200R12KS4	SKM-200GAR125D	CAS-120M12BM2	APTMC-20AM08CD3AG	
Параметры технической документации					
Напряжение коллектор-эмиттер, U_{CES} , В	1200	1200	1200	1200	
Ток коллектора $I_{сном(T)}$, А	275 (25°C)	200 (25°C)	193 (25°C)	250 (25°C)	
	200 (65°C)	160 (80°C)	138 (90°C)	190 (80°C)	
Время нарастания t_r , нс	70	36	34	20	
Время выключения t_f , нс	40	25	22	35	
Результаты аппроксимации справочных характеристик энергии переключения					
$E_{on}(I_{con})$	a	$4,882 \cdot 10^{-4}$	$1,136 \cdot 10^{-11}$	0,169	$5,201 \cdot 10^{-4}$
	b	2,31	0,166	$1,525 \cdot 10^{-3}$	1,193
	c	0	0	0	$7,603 \cdot 10^{-3}$
	m	1,9	5	0,5	1,5
	n	0,23	1	1	0,02
	k	0	0	0	1
$E_{off}(I_{coff})$	a	$3,058 \cdot 10^{-4}$	0,187	$2,823 \cdot 10^{-10}$	$1,158 \cdot 10^{-3}$
	b	0,341	0	0,044	0,188
	m	1,9	0,8	0	1,4
	n	0,5	0	0,4	0,2
Расчитанные параметры для определения статических потерь					
$V_{CE}(I_C)$	V_{CEO}	1,5	1,406	0	0
	r_{CEdif}	$9,8 \cdot 10^{-3}$	$17 \cdot 10^{-3}$	$29,1 \cdot 10^{-3}$	$18,75 \cdot 10^{-3}$
$V_F(I_F)$	V_{FO}	1	0,995	0,5	0,77
	r_{Fdif}	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$7,8 \cdot 10^{-3}$	$7,5 \cdot 10^{-3}$	$10,33 \cdot 10^{-3}$

деления потерь и массы катушки использовались параметры литцендрата фирмы *New England Wire* [22]. Для определения мощности потерь и массы конденсаторов C_{S1} и C_{S2} использовались параметры конденсаторов серии В32656S7684 фирмы *EPCOS* [23]. Для охлаждения модулей используется водяной охладитель марки ОВ 17М [24].

Оптимизация ПКС по энергетическим и массогабаритным показателям

С целью рационального распределения массы и мощности потерь между элементами схемы, зависимости исследуемых критериев сведены к аддитивному критерию оптимальности, а целевая функция, подлежащая минимизации, имеет вид:

$$F(K_{ST}, f_{RC}) = \sum_{i=1}^m \frac{F_i(K_{ST}, f_{RC})}{F_{i0}(K_{ST}, f_{RC})} \cdot C_i, \quad (46)$$

где $F_i(K_{ST}, f_{RC})$ – значение отдельного, i -го критерия; $F_{i0}(K_{ST}, f_{RC})$ – минимальное значение i -го критерия; C_i – весовой коэффициент отдельного, i -го критерия; m – количество отдельных критериев.

Обсуждение результатов моделирования

Результаты моделирования для *IGBT* модуля FF200R12KS4 представлены в виде линий уровня, отражающих зависимости температуры кристалла T_{jVT} , КПД, удельной массы M_S и целевой функции

F_C от коэффициента K_{ST} и частоты коммутации f_{RC} (рис. 2). Так как для выбранного типа *IGBT* максимальная температура кристалла не должна превышать $T_{jVT} = 150^\circ\text{C}$, линию, соответствующую этому значению, можно считать ограничивающей область безопасной работы (ОБР).

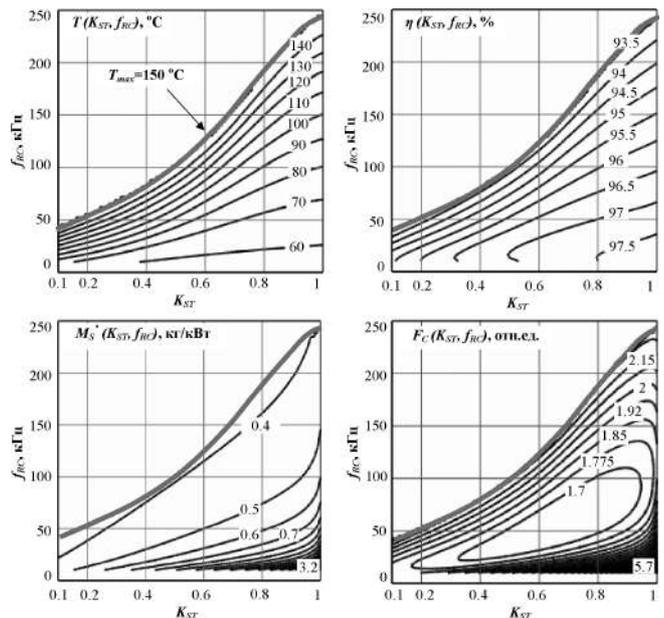


Рис. 2. Зависимость технических показателей ПКС с использованием *IGBT* FF200R12KS4 от изменения частоты коммутации f_{RC} и коэффициента коммутации K_{ST}

При изменении режима коммутации от “жесткого” до квазирезонансного ($K_{ST} = 0,1...1$), допустимая частота коммутации находится в пределах 50...243 кГц. Максимальное значение КПД $\eta = 97,5\%$ достигается при значениях коэффициента $K_{ST} = 0,8..1$ и частоты $f_{RC} = 10...36$ кГц. Удельная масса преобразователя снижается до значений 0,4 кг/кВт с повышением частоты и уменьшением коэффициента K_{ST} .

Аддитивный критерий оптимальности представлен в виде суммы нормированных значений частных критериев (суммарные потери мощности и масса элементов преобразователя с весовыми коэффициентами $C_1 = C_2 = 0,5$). Оптимальное сочетание энергетических и массогабаритных показателей исследуемого преобразователя достигается в области минимальных значений $F_C = 1,7$, что соответствует диапазону частот 25..110 кГц при значениях $K_{ST} = 0,32...0,94$.

Предложенная математическая модель позволяет также исследовать технические характеристики ПКС при изменении выходной мощности и частоты с фиксированным значением коэффициента коммутации, например, $K_{ST} = 1$ (рис. 3).

Так, из графика зависимости температуры кристалла можно видеть, что увеличение выходной мощности до значения 107 кВт возможно при снижении частоты коммутации до значений 10 кГц. При этом увеличение частоты до 440 кГц достигается при снижении выходной мощности преобразователя до 10 кВт.

Максимальный КПД преобразователя со значением $\eta = 97\%$ достигается в диапазоне частот 10...50 кГц при значениях выходной мощности 10...80 кВт.

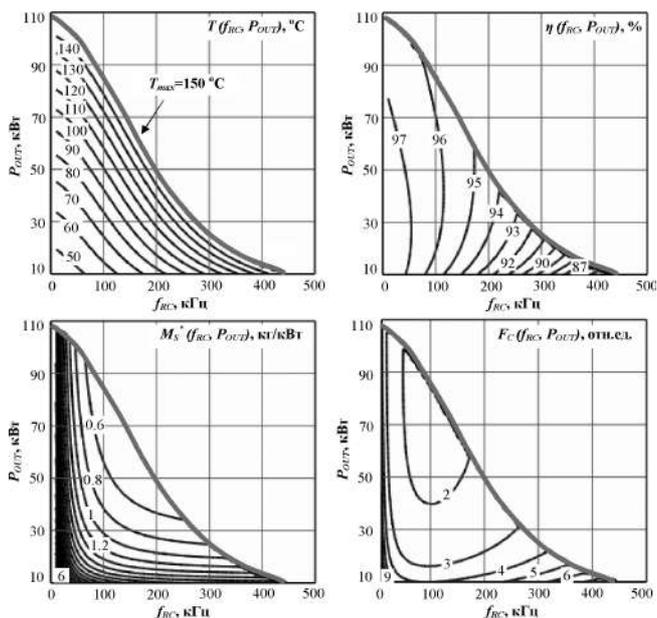


Рис 3. Зависимость технических показателей ПКС с использованием IGBT FF200R12KS4 от изменения мощности нагрузки P_{OUT} и частоты коммутации f_{RC}

Область с минимальными массо-габаритными показателями ограничена линией уровня со значением 0,6 и линией уровня ОБР в диапазоне мощностей 35...95 кВт и, соответственно, в диапазоне частот 75..250 кГц.

Аддитивный критерий оптимальности представлен в виде суммы нормированных значений частных критериев (отношение суммарных потерь мощности к выходной мощности преобразователя и удельная масса преобразователя с весовыми коэффициентами $C_1 = C_2 = 0,5$). Оптимальное соотношение энергетических и массогабаритных показателей находится в диапазоне частот 40..170 кГц, а минимальное значение целевой функции со значением $F_C = 2$ находится в диапазоне выходной мощности 40...100 кВт.

Сравнительный анализ предельных коэффициентов использования вентиляей по мощности

Так как выбранные для сравнения IGBT и MOSFET модули близки по характеристикам, но при этом, отличаются максимально допустимыми значениями по току, оценивать их работу в ПКС целесообразно с помощью зависимости предельного коэффициента использования этих модулей по мощности K_p , который определяется из выражения (47) с учетом зависимости выходной мощности от частоты, ограничивающей ОБР ($T_{jVTmax} = 150^\circ\text{C}$)

$$K_p(f_{RC}, T_{jVTmax}) = \frac{P_{OUT}(f_{RC}, T_{jVTmax})}{\sum_n I_V(n) \cdot U_V(n)}, \quad (47)$$

где n – количество силовых вентиляей;

I_V, U_V – максимальные значения тока и напряжения вентиляей.

На графиках зависимости предельных коэффициентов использования исследуемых модулей по мощности K_p от частоты f_{RC} (рис. 4) для сравнения показаны зависимости коэффициентов использования вентиляей по мощности для силовых IGBT-сборок фирмы Infineon (4PS0300R12KS4-3GV и 4PS0150R12KS4-3GV выполненных, соответственно, на модулях FF300R12KS4 и FF150R12KS4) работающих в режиме “жесткой” коммутации [17]. Как можно видеть из полученных зависимостей, производитель силовых IGBT-сборок гарантирует их надежную работу в диапазоне частот 5...20 кГц, при значениях коэффициента использования вентиляей по мощности $K_p \approx 0,05..0,03$.

В результате исследования в режиме “жесткой” коммутации ($K_{ST} = 0$), определено, что для значения $K_p = 0,03$ максимальная частота преобразования IGBT-модулей составляет 22 кГц (FF200R12KS4) и 32 кГц (SKM200GAR125D). В режиме “мягкой” коммутации, близком к квазирезонансному ($K_{ST} = 1$) частотный диапазон может быть расширен до значений 260 кГц (FF200R12KS4) и

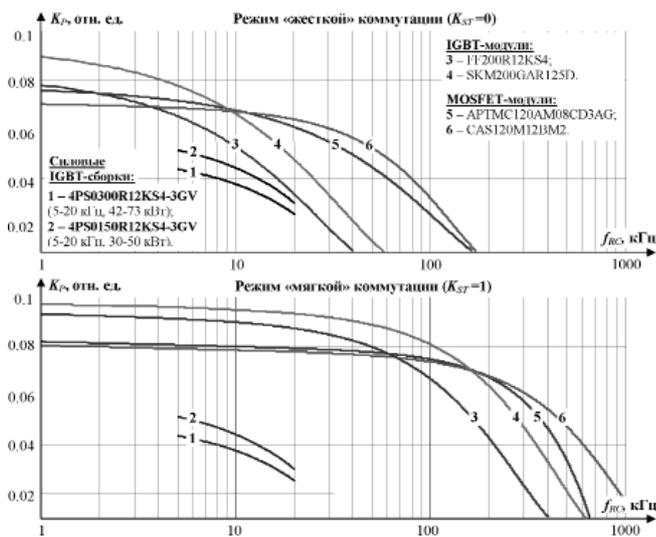


Рис. 4. Зависимость предельного коэффициента использования модулей по мощности K_p от частоты коммутации $f_{ДС}$ для силовых IGBT-сборок фирмы Infineon и преобразователя комбинированной структуры

410 кГц (SKM200GAR125D), соответственно в 11,8 и 12,8 раз. Применение *MOSFET* модулей в режиме “жесткой” коммутации ($K_{СТ}=0$), в сравнении с *IGBT* модулями позволяет повысить частоту преобразования до значений 85 кГц (АРТМС-120АМ08СD3АG) и 104 кГц (САС120М12ВМ2). В режиме “мягкой” коммутации ($K_{СТ}=1$), частотный диапазон *MOSFET* модулей расширяется до значений 520 кГц (АРТМС-120АМ08СD3АG) и 750 кГц (САС120М12ВМ2), соответственно в 6,1 и 7,2 раз.

Что касается эффективности применения модулей в ПКС, то в режиме “жесткой” коммутации до частоты 9 кГц более эффективно применение *IGBT*-модуля SKM200GAR125D с коэффициентом использования вентиля по мощности $K_p = 0,09...0,067$, на частотах выше 9 кГц более эффективно применение *MOSFET* модуля CAS120M12BM2 с $K_p = 0,067...0,01$. В режиме “мягкой” коммутации эффективность применения *IGBT*-модуля SKM200GAR125D расширяется до частоты 160 кГц с $K_p = 0,096...0,071$, на частотах выше 160 кГц более эффективно применение *MOSFET* модуля CAS120M12BM2 с $K_p = 0,071...0,01$.

Полученные результаты сравнительного анализа можно объяснить тем, что в ПКС для обеспечения “мягкого” включения вентиля используется режим прерывных токов в накопительных индуктивностях ИП и мощность потерь переключения в основном определяется энергией выключения, а также частотой коммутации. Следовательно, для расширения частотного диапазона работы ПКС, при выборе модулей важным требованием являются минимальные потери энергии выключения. Для увеличения выходной мощности ПКС в области частот, где потери энергии определяются потерями проводимости, целесообразно использовать модули с минимальны-

ми значениями напряжения в открытом состоянии и дифференциального сопротивления.

Выводы

Предложенная математическая модель ПКС на основе баланса мощностей с использованием стратегии математического моделирования, при которой режимы работы преобразователя задаются безразмерными коэффициентами, позволяет проводить оптимизацию преобразователя по энергетическим и массо-габаритным показателям как от параметров схемы, так и от режимов ее работы.

В результате математического моделирования, с учетом максимально допустимой температуры кристалла, определены область безопасной работы исследуемых модулей, влияние режима коммутации на энергетические и массо-габаритные показатели ПКС, а также выполнена оптимизация режимов работы преобразователя.

Полученные зависимости предельного коэффициента использования вентиля по мощности от частоты позволили определить диапазоны изменения выходной частоты и мощности ПКС при использовании *IGBT* и *MOSFET* модулей в режимах “жесткой” и “мягкой” коммутаций. Применение режима “мягкой” коммутации более эффективно для *IGBT*-модулей, у которых частотный диапазон расширяется в 12,8 раз по сравнению с *MOSFET* модулями, у которых частотный диапазон расширяется в 7,2 раза.

Литература

1. Тихомиров И. С. Адаптивный алгоритм самовозбуждения транзисторного инвертора напряжения для установок индукционного нагрева / И. С. Тихомиров А. С. Васильев, Д. А. Патанов // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов.—2008.—№ 8.— С. 262–267.
2. Земан С. К. Кодово-импульсный способ регулирования технологического параметра преобразователя частоты установки индукционного нагрева / С. К. Земан., О. Е. Сандырев. — Известия ТПУ, 2007. — Т. 310, № 1. — С. 191–196.
3. Юрченко М. М. Модель резонансного транзисторного инвертора нагрузки с низкочастотной импульсной модуляцией /М. М. Юрченко, В. Я. Гуцалюк, П. Ю. Герасименко., И. О.Слесаревский // Техн. электродинамика. — 2011.— № 1. — С. 24–30.
4. Omar El-Nakeeb, Mostafa I. Marei, Ahmed A. El-Sattar “A High Frequency modular Resonant Converter for the Induction Heating” International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering Website: www.ijetae.com ,ISSN 2250-2459, ISO 9001:2008 Certified Journal, vol. 3, Issue 2, February 2013.
5. Patent number NO312388, PTC/N001/00397.
6. Hammad Abo-Zied, A-R.A.M. Makky, Peter Mutschler, Sven Stier and Guido Bachmann “A modular

IGBT converter system for high frequency induction heating applications”, Power Electronic Intelligent Motion Power Quality (PCIM Europe 2002), Power Electronic PP. 501–506, 12–16 May 2002.

7. Parallel operation of IGBTs modular converter system for high power high frequency induction heating applications Makky, A.R.A.M.; Abo-Zied, H.; Abdelbar, F. N. Publication Year: 2008, Page(s): 577–582.

8. *Афанасьев А. М.* Улучшение энергетических характеристик параллельного резонансного инвертора / А. М. Афанасьев // Технічна електродинаміка. – 2012. – № 3. – С. 63–64.

9. Пат. 76674 Україна, МПК(2006.01) H02M 7/53. Инвертор для індукційного нагріву металів / Афанасьев О. М., Саратовський Р. М., Ушаков В. І.; заявник і патентовласник Донбас. держ. техн. ун-т. – № u201208077; заявл. 02.07.2012р.; опубл. 10.01.2013; Бюл. № 1. – 5 с. : іл.

10. Пат. 78600 Україна, МПК(2013.01) H02H 7/00. Спосіб регулювання вихідно напруги перетворювача [Текст] / Саратовський Р. М., Афанасьев О. М., Прончатова Т. І.; заявник і патентовласник Донбас. держ. техн. ун-т. – № u201210822; заявл. 17.09.2012 р.; опубл. 25.03.2013, Бюл. № 6–7.

11. *Афанасьев А. М.* Анализ работы резонансного инвертора с комбинированной структурой на индукционную технологическую нагрузку / А. М. Афанасьев, Р. Н. Саратовский, В. И. Ушаков // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність” – Харьков, 2012. – Ч.1. – С. 58–63.

12. *Афанасьев А. М.* Анализ эффективности работы IGBT с регенеративным LCD снаббером / А. М. Афанасьев, В. И. Ушаков // Сборник научных трудов Донбасского государственного технического университета. Вып. 32. – Алчевск, 2010, С. 436–445.

13. *Афанасьев А. М.* Оценка влияния параметров LCD снаббера на эффективность ИППН / А. М. Афанасьев, В. И. Ушаков, А. В. Еремина // Технічна електродинаміка. Темат. вип. Силовая електроніка та енергоефективність. Ч. 1 – 2011, С. 27–32.

14. *Afanasyev O. M., Shcherba A. A.* Method for determining energy losses in switched-mode converter power switches depending on storage inductor current modes // XXXIII International Scientific Conf. “Electronics and Nanotechnology”. – Ukraine, Kyiv. – 2013. – P. 339–343.

15. *A. Blinov, D. Vinnikov, T. Jalakas.* “Loss Calculation Methods of Half-Bridge Square-Wave Inverters”, Electronics and Electrical Engineering. – Kaunas: Technologija, 2011, No. 7(113), pp. 9–14.

16. *Афанасьев, А. М.* Определение энергетических и массогабаритных показателей пассивных элементов импульсных преобразователей [Текст] / А. М. Афанасьев, А. В. Еремина // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2013. – № 5, С. 13–19.

17. Сайт компании Infineon [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.infineon.com/>.

18. Сайт компании Semikron [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.semikron.com>.

19. Сайт компании CREE [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cree.com/>.

20. Сайт компании Microsemi [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.microsemi.com/>.

21. Сайт компании Magnetics [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.mag-inc.com>.

22. Сайт компании Litz Wire [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.litzwire.com>.

23. Сайт компании TDK EPCOS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://en.tdk.eu/>.

24. Сайт компании Электровыпрямитель [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.elvpr.ru>.

Афанасьев Александр Михайлович, соискатель кафедры “Системотехника” Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю. А., e-mail: afanasyev@gmail.com;

Голембиовский Юрий Мичиславович, д. т. н., профессор кафедры “Системотехника” Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю. А., e-mail: urmg_37@mail.ru.

**В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, С. М. Ким., А. Ю. Петроченко,
З. Х. Ягубов, В. В. Маракулин**

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАЗБРОСА ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА УСТОЙЧИВОСТЬ РАБОТЫ ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫХ МОДУЛЕЙ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

*V. F. Dmitrikov, D. V. Shushpanov, S. M. Kim, A. Yu. Petrochenko,
Z. H. Yagubov, V. V. Marakulin*

The study of elements of different types of ripple filters parameter spread impact on stability of switched mode voltage converting modules connected in parallel

С использованием временных методов расчета выходного напряжения, тока дросселя сглаживающего фильтра (СФ), их спектрального состава проведено исследование влияния разброса параметров элементов СФ: емкости конденсатора, индуктивности дросселя СФ, эквивалентного паразитного сопротивления конденсатора и сопротивления дросселя на устойчивость работы параллельно включенных модулей импульсных преобразователей напряжения (ИПН) понижающего типа с перекрестной отрицательной обратной связью между модулями, для выравнивания их токов. Рассмотрено влияние на устойчивость работы параллельно включенных модулей ИПН коэффициента стабилизации выходного напряжения (КСТ), глубины перекрестной отрицательной обратной связи между модулями, запасов устойчивости по амплитуде и фазе отдельных модулей ИПН. Рассмотрены методы повышения устойчивости.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, перекрестная отрицательная обратная связь, устойчивость параллельно включенных модулей, выравнивание токов параллельно включенных модулей, временные характеристики, частотные характеристики.

Using temporal design methods for output voltage, ripple filter inductor current, their harmonic content, we carried out the study of ripple filter elements (bulk capacitor capacitance, inductance, capacitor ESR, and inductor active resistance) parameter spread impact on the stability of connected in parallel switched buck converter modules with crossed feedback between the modules to provide proper current sharing. The paper considers the effect of output voltage stabilization factor, amount of negative cross feedback between the modules, gain and phase margins of separate modules on the stability of operation of the modules connected in parallel. Stability improvement techniques are considered.

Key words: switched mode voltage converter, cross negative feedback, parallel modules stability, current sharing for parallel modules, timing data, frequency characteristics.

Параллельное включение модулей питания используется для увеличения мощности и повышения надежности путем резервирования. Резервирование позволяет обеспечить необходимую надежность мощных импульсных преобразователей напряжения (ИПН). Из-за разброса параметров в силовой части ИПН и в схеме управления параллельные модули не идентичны и через них будут протекать различные токи. Если не предпринять специальных мер по выравниванию токов нагрузки между параллельно включенными модулями, то возможен большой разброс их токов.

В работе [16] показано, что увеличение глубины перекрестных ООС по току между модулями ИПН, т.е. увеличение глубины ООС токового контура для лучшего выравнивания токов в каждом из параллельно включенных модулей ИПН, имеющих различные амплитудно- и фазочастотные характеристики петлевого усиления, приводит к уменьшению запаса устойчивости по фазе и амплитуде и может привести к нарушению устойчивого режима работы.

В данной работе проводится исследование влияния разброса параметров элементов сглаживающих фильтров с различными характеристиками (фильтра Баттерворта с максимально плоскими характеристиками в полосе пропускания и фильтра Чебышева с равноволновыми характеристиками в полосе пропускания) емкости конденсаторов (С), индуктивности дросселей (L), паразитного эквивалентного сопротивления конденсаторов (r_C) и сопротивления дросселей (r_L) параллельно включенных модулей на устойчивость их режимов работы при различной глубине ООС контура по выходному напряжению, т.е. различном коэффициенте стабилизации выходного напряжения ($K_{СТ}$), различной глубине перекрестных ООС по току, обеспечивающих выравнивание токов модулей. Также проводится исследование влияния запасов устойчивости по амплитуде и фазе автономных (отдельных) модулей и корректирующих звеньев в перекрестных ООС, т.е. в контурах ООС по току на устойчивость работы системы.

На рис 1 приведена схема параллельно включенных импульсных преобразователей напряжения понижающего типа с однозвенным сглаживающим фильтром (СФ) и с двухконтурной отрицательной обратной связью: с контуром ООС по выходному напряжению и с контуром ООС по току для выравнивания токов модулей (перекрестная отрицательная обратная связь).

Информация о токе каждого модуля снимается с помощью датчика тока (D1 и D2). Определяется среднее значение тока в общей шине всей системы, который используется как эталон. С эталонным значением тока сравнивается значение тока каждого модуля в ОУ₁, на выходе которого формируется сигнал ошибки токового контура ($i_{ош}$). Сигнал ошибки токового контура ($i_{ош}$) суммируется с сигналом ошибки контура ООС по выходному напряжению $u_{ош}$.

Сигнал ошибки $u_{ош\Sigma}(t)$ рис. 1 (сумма сигнала ошибки цепи ООС по выходному напряжению и сигнала ошибки ООС по току рис. 1) поступает на инверсный вход компаратора, на прямой вход компаратора поступает пилообразное напряжение $u_{П}(t)$ с частотой 132 кГц. Импульсы прямоугольной формы $s(t)$ с выхода компаратора поступают на затвор транзистора VT. Входное напряжение ИПН 320 В ($U_{вх}$), выходное напряжение ИПН 48 В ($U_{вых}$),

выходная мощность ИПН 1,2 кВт, частота коммутации транзистора 132 кГц.

При использовании контура ООС по току для выравнивания токов отдельных устойчиво работающих модулей разброс параметров сглаживающих фильтров может привести к неустойчивой работе системы, т. е. возникновению автоколебательного режима, сопровождающегося существенным увеличением и искажением формы пульсаций выходного напряжения, пульсаций тока дросселя сглаживающего фильтра, а следовательно, увеличением максимальных значений токов через транзисторы и диоды импульсных преобразователей напряжения, появлению паразитных субгармонических составляющих большой величины в пульсациях выходного напряжения и тока дросселя C_{Φ} и даже выходу системы из строя [3–5, 9–12, 16].

В табл.1 ($\Phi 1$ – фильтр Баттерворта, $\Phi 2$ – фильтр Чебышева) приведены параметры сглаживающих фильтров с характеристиками Баттерворта (фильтр 1) и Чебышева (фильтр 2) без цепей коррекции в контурах ООС по выходному напряжению и току с коэффициентами стабилизации выходного напряжения $K_{СТ} = 42$ дБ, запасом устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 10^\circ$.

Частотные характеристики данных фильтров представлены на рис. 2.

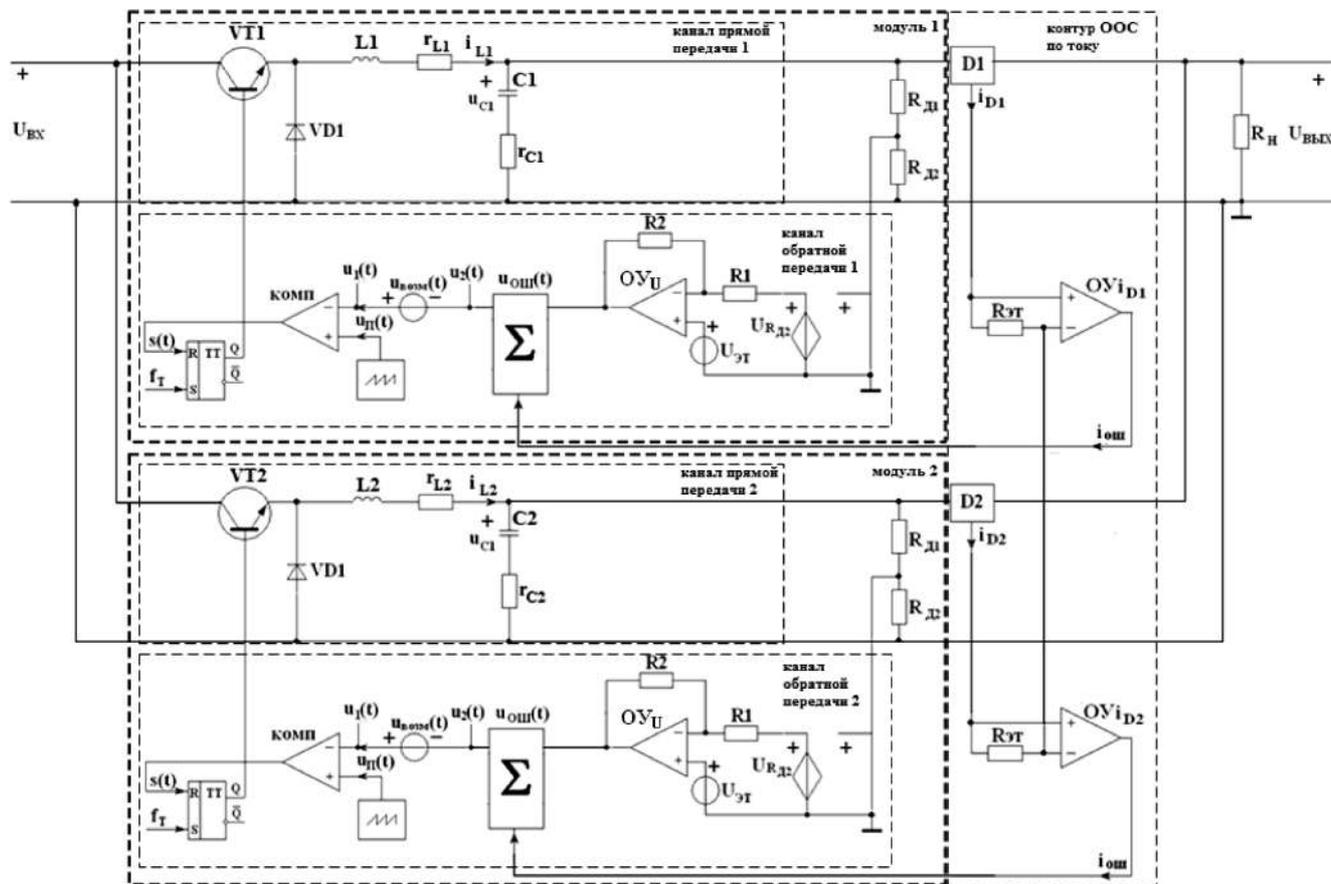


Рис. 1. Схема параллельно включенных модулей импульсных преобразователей напряжения с обратными связями по выходному напряжению и току

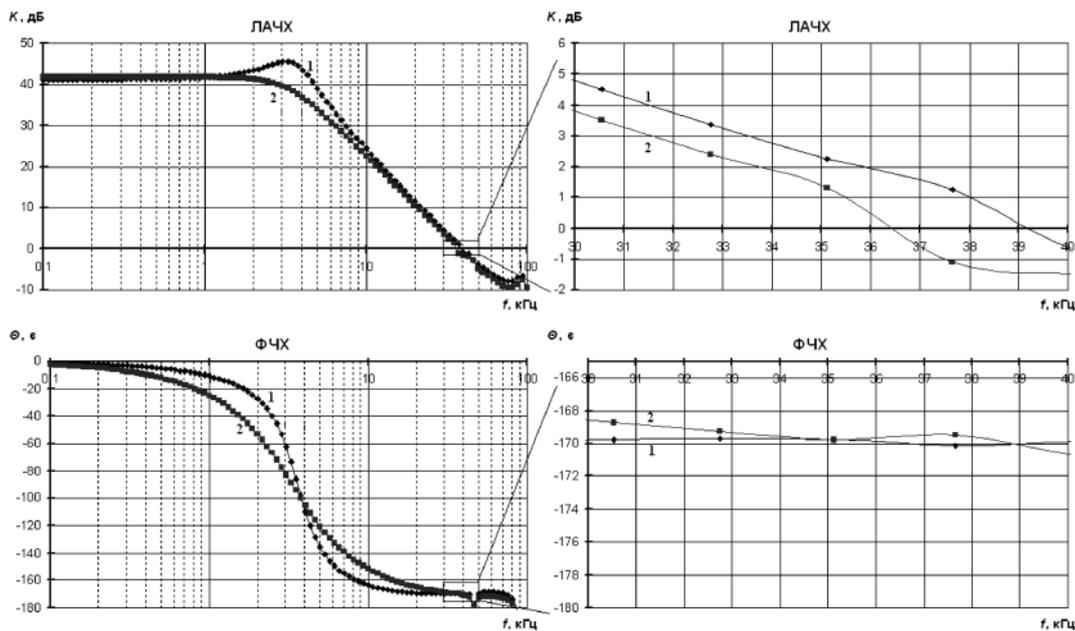


Рис. 2. ЛАЧХ и ФЧХ одиночных модулей с характеристиками СФ из табл. 1: 1 – с характеристиками Чеботарева (фильтр 2); 2 – с характеристиками Баттерворта (фильтр 1)

Таблица 1

Тип	φ , град	r_L , МОм	L , мкГн	C , мкФ	r_C , МОм	$U_{вх}$, В
Ф1	10	30	130	18	20	320
Ф2	10	30	50	40	20	320

Окончание таблицы 1

Тип	$U_{вх}$, В	$R_{н1}$, Ом	$K_{СТ}$, дБ	$U_{п1}$, В	$U_{ЭТ}$, В	f_T , кГц	$f_{п1}$, кГц
Ф1	48	0,96	42	15	23	132	37
Ф2	48	0,96	42	15	23	132	39

В табл. 2 приведены параметры корректирующих пропорционально-интегрально-дифференцирующих (ПИД) звеньев в контуре ООС по выходному напряжению, обеспечивающих коэффициент стабилизации выходного напряжения $K_{СТ} = 42$ дБ и запас устойчивости по фазе для модуля ИПН с силовым фильтром с характеристиками Чебышева $\Delta\varphi = 51^\circ$ и модуля ИПН с силовым фильтром с характеристиками Баттерворта $\Delta\varphi = 46^\circ$. Частотные характеристики ПИД звеньев представлены на рис. 3 и частотные характеристики одиночных модулей с корректирующим ПИД звеном в цепи отрица-

Таблица 2

Тип	φ , град	C_1 , нФ	C_2 , нФ	C_3 , нФ	R_1 , кОм	R_2 , кОм
Ф1+ПИД	46	5,215	0,224	3,759	10	10
Ф2+ПИД	51	16,7	0,632	5,353	10	10

Окончание таблицы 2

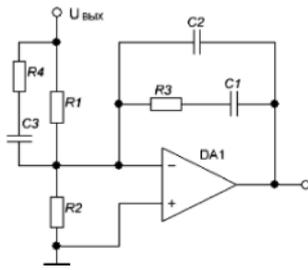
Тип	R_3 , кОм	R_4 , кОм	R_5 , кОм	$K_{СТ}$, дБ	f_T , кГц	$f_{п1}$, кГц
Ф1+ПИД	7,519	429,6	60	42	132	37
Ф2+ПИД	3,328	378,6	60	41	132	28

тельной обратной связи по выходному напряжению представлены на рис. 4.

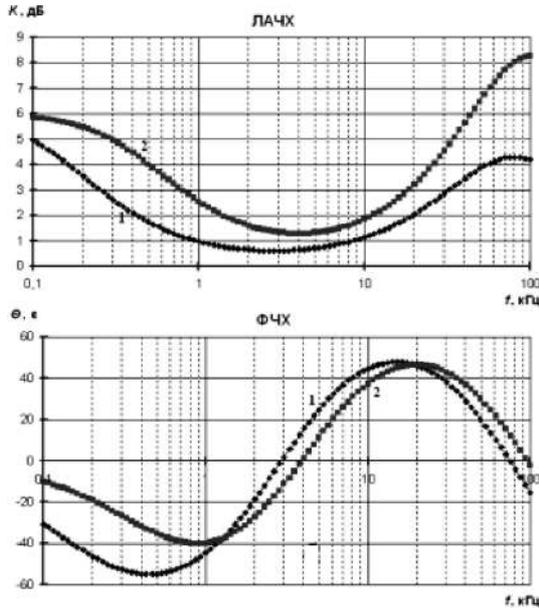
Частотные характеристики (ЛАЧХ и ФЧХ) построены при введении возмущения $u_{ВОЗМ}(t)$ в цепь отрицательной обратной связи нормально функционирующего устройства, расчете реакции в установившемся процессе на данное возмущение, разложении реакции в ряд Фурье и построении амплитудно- (АЧХ) и фазочастотных (ФЧХ) характеристик петлевого усиления преобразователя как отношение комплексной амплитуды реакции к комплексной амплитуде воздействия в заданном диапазоне частот при различных амплитудах воздействия. При данном методе расчета частотных характеристик (АЧХ и ФЧХ петлевого усиления) не используются допущения и упрощения как в методах усреднения и линеаризации [8, 12–14], методе эквивалентной замены импульсной части [13], методе гармонического баланса [15, 17] и т. д., поэтому метод является точным.

В табл. 3а и 3б соответственно приведены разброс токов параллельно работающих модулей ИПН с характеристиками СФ типа Баттерворта и Чебышева при разбросе эквивалентного сопротивления конденсаторов фильтров $\Delta r_C = \pm 15\%; \pm 30\%; \pm 50\%$, различии опорных напряжений $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$ в модулях, коэффициенте стабилизации выходного напряжения $K_{СТ} = 42$ дБ для различных коэффициентов петлевого усиления контура по току (K).

Расчет временных характеристик выходного напряжения, тока в дросселе, их спектрального состава производился с использованием программного пакета “Fastmean”, разработанного профессорами кафедры “Теория электрических цепей” Санкт-



а



б

Рис. 3. Схема корректирующего ПИД звена (а) контура отрицательной обратной связи по выходному напряжению; ЛАЧХ и ФЧХ для одиночного модуля использующего СФ с характеристиками Чебышева "1" и с характеристиками Баттерворта "2" (б)

Таблица 3а

K_I	ИПН с фильтром № 1 $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ, $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$		
	$\Delta r_C = -50\%$	$\Delta r_C = -30\%$	$\Delta r_C = -15\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
1	12,3%	11,8%	11,4%
2	7%	6,3%	5,9%
4	4%	3,5%	3,1%
8	2,7%	2,2%	1,8%
16	возбуждение	1,5%	1,1%

Окончание таблицы 3а

K_I	ИПН с фильтром № 1 $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ, $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$		
	$\Delta r_C = +15\%$	$\Delta r_C = +30\%$	$\Delta r_C = +50\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
1	10,6%	10,2%	9,8%
2	5,1%	4,8%	4,3%
4	2,4%	2%	1,5%
8	1%	0,6%	0%
16	0,3%	0%	10%

Таблица 3б

K_I	ИПН с фильтром № 2 $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ, $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$		
	$\Delta r_C = -50\%$	$\Delta r_C = -30\%$	$\Delta r_C = -15\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
1	16,3%	11,8%	11,4%
2	возбуждение	6,3%	5,9%
4	возбуждение	возбуждение	3,1%
8	возбуждение	возбуждение	возбуждение

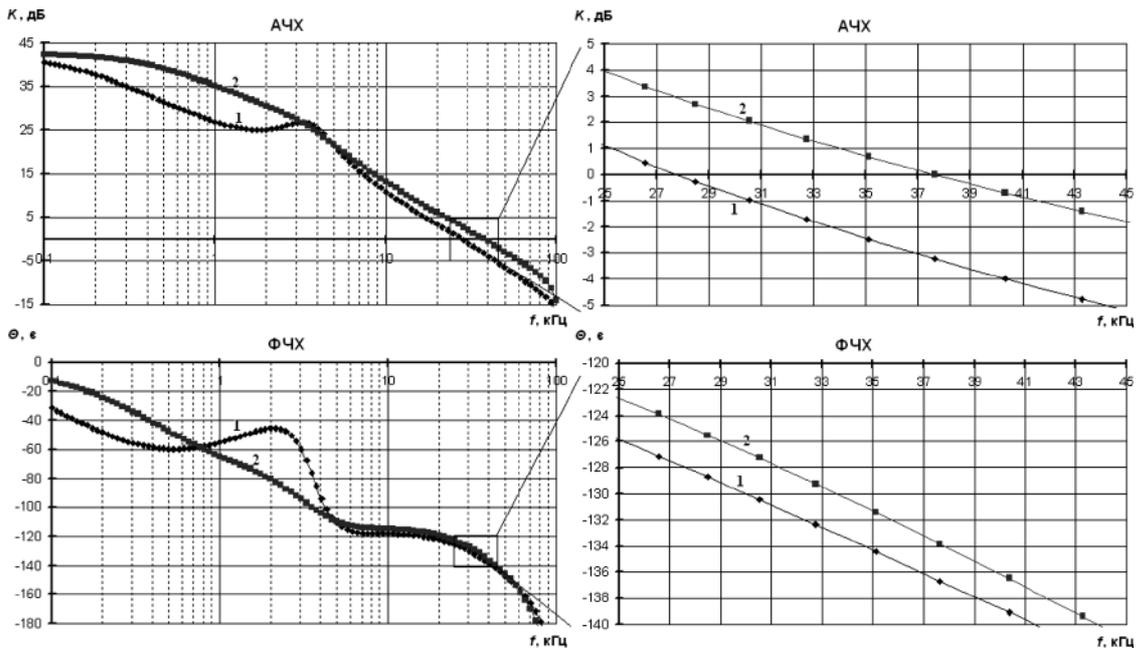


Рис.4. ЛАЧХ и ФЧХ одиночных модулей с корректирующим ПИД – звеном в контуре отрицательной обратной связи по выходному напряжению: при использовании СФ "1" с характеристиками Чебышева, и с характеристиками Баттерворта "2"

Окончание таблицы 3б

K_I	ИПН с фильтром № 2 $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ, $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$		
	$\Delta r_C = +15\%$	$\Delta r_C = +30\%$	$\Delta r_C = +50\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
1	8,7%	11,8%	11,4%
2	3,6%	6,3%	возбуждение
4	1%	возбуждение	возбуждение
8	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича Артымом А. Д., Филиным В. А. [18].

Из анализа полученных результатов разброса токов в модулях ИПН с характеристиками СФ типа Баттерворта (табл. 3а) и Чебышева (табл. 3б) при различной величине эквивалентного последовательного сопротивления конденсаторов (r_C) СФ модулей большая глубина ООС петлевого усиления контура по току ($K_I = 8$), а следовательно, и меньший разброс токов параллельно включенных модулей ($\Delta i = 2,7\%$) при $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $K_{СТ} = 42$ дБ и $\Delta r_C = -50\%$ имеет место при параллельном включении модулей ИПН, использующих СФ с характеристиками Баттерворта [2, 6, 7]. При параллельном включении модулей ИПН, использующих СФ с характеристиками Чебышева, максимальная глубина ООС петлевого усиления при разбросе $\Delta r_C = -50\%$ $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $K_{СТ} = 42$ дБ составляет $K_I = 1$, а разброс токов $\Delta i = 16,3\%$; т. е. в семь раз больше чем при использовании СФ с характеристиками Баттерворта; при $\Delta r_C = -30\%$: $K_I = 2$, $\Delta i = 8,7\%$.

Разброс токов в параллельно соединенных модулях, использующих СФ с характеристиками Баттерворта и Чебышева, при различии емкостей конденсаторов СФ показан в табл. 4а и табл. 4б соответственно. Из сравнения предельной глубины ООС петлевого усиления контура по току, а также меньшего разброса токов параллельно соединенных модулей ИПН с различными емкостями конденсаторов СФ видно, что большая глубина ООС петлевого усиления контура по току $K_I = 1$ а следовательно, меньший разброс токов $\Delta i = 9,6\%$ при $\Delta C = -40\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, и $K_{СТ} = 42$ дБ получается при параллельном соединении модулей ИПН, использующих СФ с характеристиками Баттерворта. При параллельном соединении модулей ИПН, использующих фильтр с характеристиками Чебышева, при соответствующих $\Delta C = -40\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, и $K_{СТ} = 42$ дБ предельная глубина ООС петлевого усиления контура по току составляет всего лишь $K_I = 0,4$, а разброс токов $\Delta i = 24,4\%$, т. е. в два с половиной раза больше чем при использовании СФ с характеристиками Баттерворта.

При большем разбросе емкостей конденсаторов СФ, что имеет место для электролитических конденсаторов глубина ООС петлевого усиления

Таблица 4а

K_I	Фильтр № 1 (Баттерворта) разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ		
	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = -20\%$	$\Delta C = -10\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,5	20,6%	21,4%	21,7%
1	9,6%	10,4%	10,8%
2	возбуждение	4,9%	5,3%
4	возбуждение	2,2%	2,5%
8	возбуждение	возбуждение	1,1%
16	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Окончание таблицы 4а

K_I	Фильтр № 1 (Баттерворта) разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ		
	$\Delta C = +10\%$	$\Delta C = +20\%$	$\Delta C = +40\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,5	22,1%	22,3%	22,6%
1	11,2%	11,3%	11,6%
2	5,7%	6,1%	6,1%
4	2,9%	3,1%	3,4%
8	1,6%	1,7%	возбуждение
16	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Таблица 4б

K_I	Фильтр № 2 разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ		
	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = -20\%$	$\Delta C = -10\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,4	24,4%	25,3%	25,4%
1	возбуждение	10%	10,2%
2	возбуждение	возбуждение	5%
4	возбуждение	возбуждение	возбуждение
8	возбуждение	возбуждение	возбуждение
16	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Окончание таблицы 4б

K_I	Фильтр № 2 разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ		
	$\Delta C = +10\%$	$\Delta C = +20\%$	$\Delta C = +40\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,4	25,4%	25,6%	25,3%
1	10,2%	10,2%	10,2%
2	5,2%	4,9%	5%
4	2,5%	2,5%	возбуждение
8	1,3%	возбуждение	возбуждение
16	возбуждение	возбуждение	возбуждение

контура по току, при которой обеспечивается устойчивый режим работы будет еще меньше, а разброс токов параллельно соединенных модулей ИПН, использующих СФ с характеристиками Баттерворта и Чебышева будет гораздо больше.

Разброс токов в параллельно соединенных модулях, использующих СФ с характеристиками Баттерворта и Чебышева, при различии емкостей

конденсаторов СФ и эквивалентного сопротивления конденсаторов фильтров показан в табл. 5а и табл. 5б соответственно. Из сравнения таблиц 3–5 следует, что при одновременном разбросе эквивалентного сопротивления и емкости конденсаторов сглаживающего фильтра модулей возбуждение системы наступает при меньшем коэффициенте

петлевого усиления токового контура, т. е. при большем разбросе токов модулей.

Так например при одновременном разбросе значений r_C и C конденсаторов СФ с характеристиками Чебышева соответственно на -50% и -40% выравнивание токов не происходит – система возбуждается.

При использовании СФ с характеристиками Баттерворта при соответствующих разбросах параметров r_C и C конденсаторов минимальный разброс токов модулей $\Delta i = 10,3\%$. При разбросе только параметра r_C на -50% разброс токов составляет $2,7\%$.

На рис. 5–7 построены временные характеристики тока дросселя, выходного напряжения и спектрального состава выходного напряжения в устойчивом (рис. 5а, в; 6а, в; 7а, в) и автоколебательном режимах (рис. 5б, г; 6б, г; 7б, г). Из рис. 5–7(б, г) видно, что в автоколебательном режиме резко увеличиваются пульсации выходного напряжения, тока дросселя меняется их форма и появляются субгармонические составляющие выходного напряжения существенно превышающие гармоники тактовой частоты выходного напряжения ИПН, работающего в устойчивом режиме.

Большая глубина ООС в контуре по току, а, следовательно, меньший разброс токов параллельно включенных модулей при различии в их СФ индуктивностей дросселей имеет место также при использовании модулей ИПН СФ с характеристиками Баттерворта.

Влияние различия резистивного сопротивления дросселя в СФ параллельно включенных модулей ИПН практически не сказывается на устойчивости их работы.

Поскольку реальный разброс параметров конденсаторов и дросселей СФ при малых запасах устойчивости работы модулей ИПН может привести к неустойчивой работе системы, состоящей из параллельно включенных модулей, то для повышения устойчивости системы, вероятно, следует существенно повысить запасы устойчивости отдельных модулей ИПН [16]. Для повышения запаса устойчивости модулей ИПН (использующих СФ с характеристиками Баттерворта и Чебышева) по фазе до $45^\circ - 51^\circ$ можно использовать корректирующее ПИД звено в контуре ООС по выходному напряжению рис. 3 с параметрами, приведенными в табл. 2.

В табл. 6а и табл. 6б приведены результаты расчета глубины ООС петлевого усиления контура тока (K_I) и разброса тока параллельно соединенных модулей ИПН соответственно со СФ с характеристиками Баттерворта и Чебышева при различных значениях емкостей конденсаторов СФ параллельно включенных модулей на $\pm 10\%$; $\pm 20\%$ и $\pm 40\%$ и соответственно запасах устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 46^\circ$ и $\Delta\varphi = 51^\circ$. Для системы параллельно соединенных модулей ИПН, использующих СФ Баттерворта, применение корректирующего ПИД звена, позво-

Таблица 5а

K_I	Фильтр № 1 разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ ДБ		
	$\Delta C = -40\%$ $\Delta r_C = -50\%$	$\Delta C = -20\%$ $\Delta r_C = -30\%$	$\Delta C = -10\%$ $\Delta r_C = -15\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,5	21,3%	22%	22%
1	10,3%	11,1%	11,1%
2	возбуждение	5,6%	5,6%
4	возбуждение	возбуждение	2,8%
8	возбуждение	возбуждение	1,5%
16	возбуждение	возбуждение	возбуждение
32	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Окончание таблицы 5а

K_I	Фильтр № 1 разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ ДБ		
	$\Delta C = +10\%$ $\Delta r_C = +15\%$	$\Delta C = +20\%$ $\Delta r_C = +30\%$	$\Delta C = +40\%$ $\Delta r_C = +50\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,5	21,7%	21,4%	21%
1	10,8%	10,5%	10%
2	5,3%	4,7%	4,5%
4	2,5%	2,2%	возбуждение
8	1,2%	0,8%	возбуждение
16	0,5%	возбуждение	возбуждение
32	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Таблица 5б

K_I	Фильтр № 2 разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ ДБ		
	$\Delta C = -40\%$ $\Delta r_C = -50\%$	$\Delta C = -20\%$ $\Delta r_C = -30\%$	$\Delta C = -10\%$ $\Delta r_C = -15\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,4	возбуждение	28,3%	26,9%
1	возбуждение	13,1%	11,8%
2	возбуждение	возбуждение	6,7%
4	возбуждение	возбуждение	возбуждение
8	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Окончание таблицы 5б

K_I	Фильтр № 1 разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ ДБ		
	$\Delta C = +10\%$ $\Delta r_C = +15\%$	$\Delta C = +20\%$ $\Delta r_C = +30\%$	$\Delta C = +40\%$ $\Delta r_C = +50\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,5	23,9%	22,4%	20,2%
1	8,7%	7%	4,9%
2	3,6%	1,7%	возбуждение
4	1%	возбуждение	возбуждение
8	возбуждение	возбуждение	возбуждение

лившего повысить запас устойчивости по фазе с $\Delta\varphi = 10^\circ$ до $\Delta\varphi = 46^\circ$, позволило тем самым увеличить глубину ООС петлевого усиления контура по току с $K_I = 1$ до $K_I = 2$, а разброс токов параллельно включенных модулей уменьшить с 9,6% до 4,1%.

Увеличение запаса устойчивости по фазе с помощью корректирующего ПИД звена $\Delta\varphi = 10^\circ$ до

$\Delta\varphi = 51^\circ$ в модулях ИПН со СФ Чебышева, позволило увеличить глубину ООС петлевого усиления токового контура с $K_I = 0,4$ до $K_I = 1$ и тем самым уменьшить разброс токов с 24,4% до 9%.

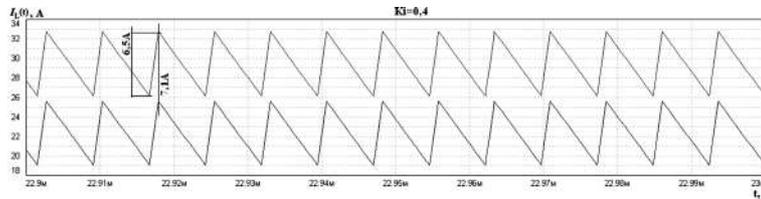
Таким образом, повышение запаса устойчивости по фазе с $\Delta\varphi = 10^\circ$ до $\Delta\varphi = 46^\circ - 51^\circ$ в модулях ИПН позволило в 2–2,5 раза уменьшить разброс

Таблица 6а

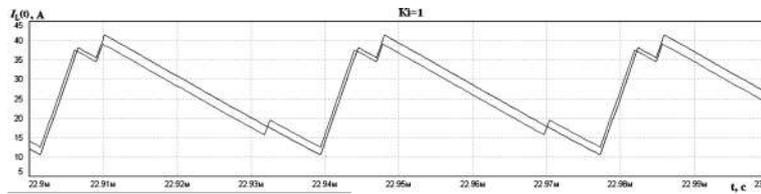
K_I	ИПН с фильтром № 1, корректирующим ПИД звеном, $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ		
	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = -20\%$	$\Delta C = -10\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,5	20,4%	21,4%	21,6%
1	9,6%	10,4%	10,7%
2	4,1%	5%	5,2%
4	возбуждение	2,2%	2,5%
8	возбуждение	0,9%	1,1%
16	возбуждение	возбуждение	0,4%

Окончание таблицы 6а

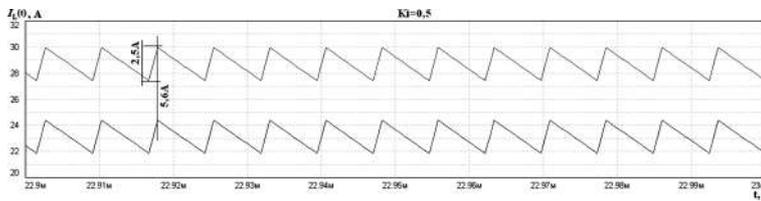
K_I	ИПН с фильтром № 1, корректирующим ПИД звеном, $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 10^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ		
	$\Delta C = +10\%$	$\Delta C = +20\%$	$\Delta C = +40\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,5	22,1%	22,2%	22,4%
1	11,2%	11,3%	11,2%
2	5,7%	5,9%	6,1%
4	2,9%	3,1%	3,3%
8	1,6%	1,7%	возбуждение
16	0,8%	возбуждение	возбуждение



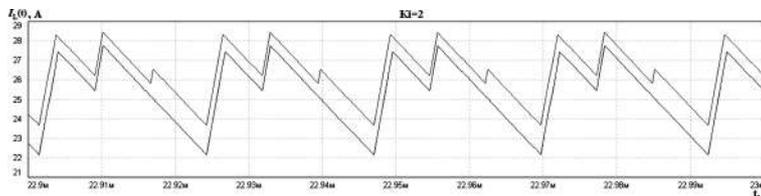
а



б



в



г

Рис. 5. Временные диаграммы токов дросселей $i_{L1}(t)$ и $i_{L2}(t)$ параллельно включенных модулей, имеющих запасы устойчивости по фазе 10° , с контурами отрицательной обратной связи по выходному напряжению и по току: а – силовой СФ с характеристиками Чебышева $K_I = 0,4$; б – с характеристиками Чебышева $K_I = 1$; в – с характеристиками Баттерворта $K_I = 0,5$; г – с характеристиками Баттерворта $K_I = 2$

токов, но не позволило решить проблему значительно лучшего выравнивания токов параллельно включенных модулей при устойчивой работе системы и большом разбросе параметров элементов СФ.

В [16] показано, что перекрестная обратная связь между модулями, для выравнивания тока модулей уменьшает запас устойчивости по фазе параллельно соединенных модулей ИПН, если их амплитудно-

и фазочастотные характеристики различные. С увеличением глубины перекрестной ООС между модулями из-за взаимодействия контуров ООС по выходному напряжению и по току модулей возможно возбуждение системы из параллельно включенных модулей.

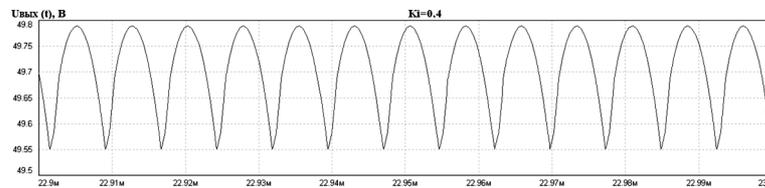
Для уменьшения этого взаимодействия целесообразно, по видимому, разнести частотные полосы пропускания контуров ООС по выходному напря-

Таблица 6б

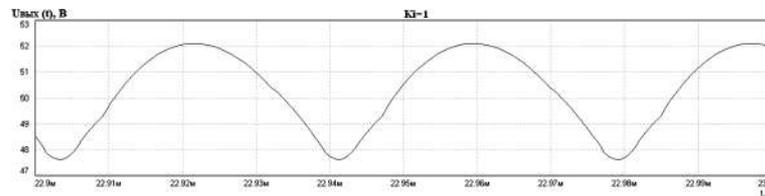
K_f	Фильтр № 2 + ПИД, разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 51^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ		
	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = -20\%$	$\Delta C = -10\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,4	24,5%	25,3%	25,5%
1	9%	9,9%	10,2%
2	возбуждение	4,9%	5%
4	возбуждение	2,4%	2,5%
8	возбуждение	возбуждение	1,2%

Окончание таблицы 6б

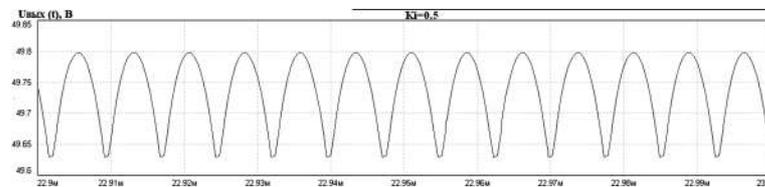
K_f	Фильтр № 2 + ПИД, разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$, $\Delta\varphi = 51^\circ$, $K_{СТ} = 42$ дБ		
	$\Delta C = +10\%$	$\Delta C = +20\%$	$\Delta C = +40\%$
0	98,4%	98,4%	98,4%
0,4	25,6%	25,5%	25,5%
1	10,2%	10,2%	10,1%
2	5,1%	5,1%	5%
4	2,6%	2,6%	2,5%
8	1,3%	возбуждение	возбуждение



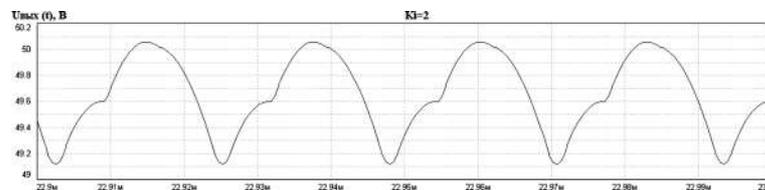
а



б



в



г

Рис. 6. Временные диаграммы напряжение на нагрузке $U_{\text{Вых}}(t)$ параллельно включенных модулей, имеющих запасы устойчивости по фазе 10° , с контурами отрицательной обратной связи по выходному напряжению и по току: а – силовой СФ с характеристиками Чебышева $K_f = 0,4$; б – с характеристиками Чебышева $K_f = 1$; в – с характеристиками Баттерворта $K_f = 0,5$; г – с характеристиками Баттерворта $K_f = 2$

жению и по току модулей. Это соответствует разделению контуров ООС по выходному напряжению и по току на контура с быстрой и медленной ООС.

В табл. 2 приведены параметры корректирующего ПИД звена контура ООС по выходному напряжению для модулей ИПН, использующих СФ с характеристиками Баттерворта и Чебышева. Данные ИПН имеют коэффициент стабилизации выходного напряжения 42 дБ, запас устойчивости по фазе соответственно $\Delta\varphi = 46^\circ$ и $\Delta\varphi = 51^\circ$, а частотные полосы единичного петлевого усиления $f_{п1} = 37$ кГц и $f_{п2} = 39$ кГц. Чтобы выполнить условие разделения частотного диапазона контуров ООС по выходному напряжению и по току, в контуре ООС по выходному напряжению в качестве корректирующего звена возьмем данные ПИД звена с частотой единичного петлевого усиления десятки килогерц, а в качестве корректирующего звена контура ООС – низкочастотное пропорционально–инерционное (ПИ) звено с частотой единичного петлевого усиления в десятки раз меньшей (рис. 8). Другими словами, разделим

контуры ООС по выходному напряжению и по току на быстрые (контур ООС по выходному напряжению) и медленные (контур ООС по току).

В табл. 7 и 8 приведены результаты расчета глубины ООС токового контура (K_I), и разброс токов параллельно включенных модулей ИПН с использованием СФ типа Баттерворт, использованием корректирующего ПИД звена в контуре ООС по выходному напряжению и ПИ звена в контуре ООС по току при различии емкостей конденсаторов СФ модулей на $\pm 40\%$.

Из сравнения приведенных соответственно в табл. 6а и табл. 7 результатов возможной глубины ООС контура по току (K_I) и разброса токов параллельно включенных модулей при отсутствии и использовании корректирующего пропорционально инерционного ПИ звена ООС в контуре по току видно, что использование корректирующего ПИ звена с полосой единичного петлевого усиления несколько килогерц в контуре ООС по току позволяет резко увеличить возможную глубину ООС

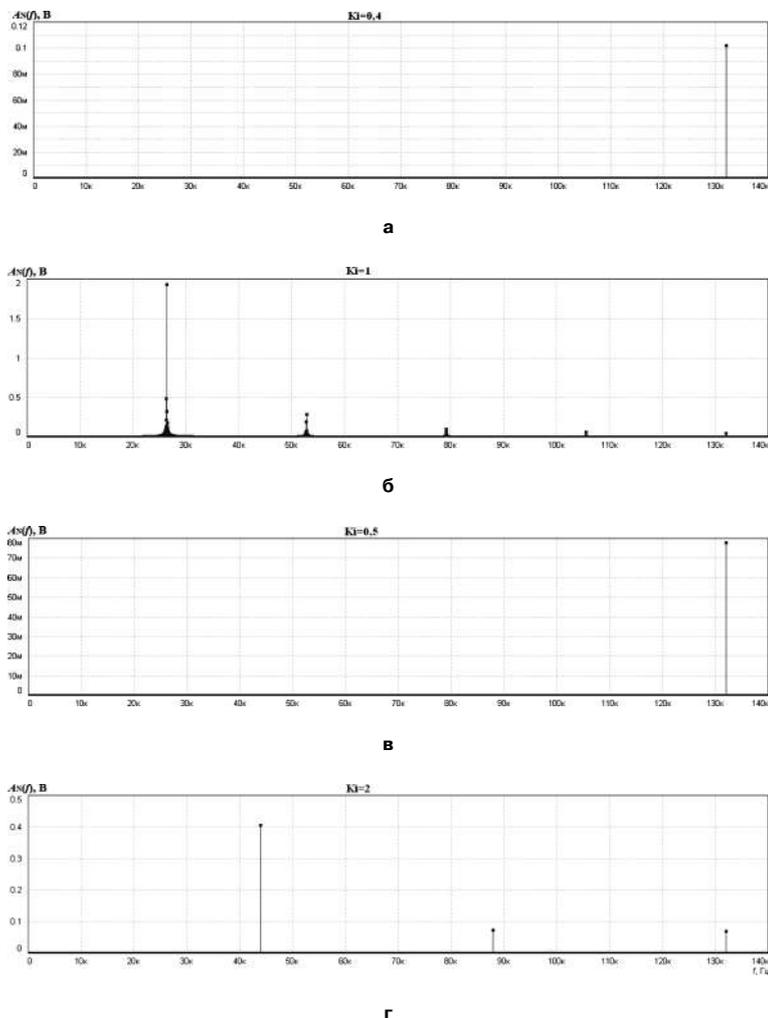


Рис. 7. Спектр пульсаций выходного напряжения A_n параллельно включенных модулей, имеющих запасы устойчивости по фазе 10° , с контурами отрицательной обратной связи по выходному напряжению и по току: а – силовой СФ с характеристиками Чебышева $K_I = 0,4$; б – с характеристиками Чебышева $K_I = 1$; в – с характеристиками Баттерворта $K_I = 0,5$; г – с характеристиками Баттерворта $K_I = 2$

Таблица 7

K_I	ИПН с фильтром № 1, с корректирующим ПИД звеном в контуре ООС по $U_{\text{ВЫХ}}$ и ПИ звеном в контуре ООС по току			
	нет		$C = 1 \text{ нФ}$	
	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = +40\%$	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = +40\%$
0	98,3%	98,3%	98,3%	98,3%
0,5	6,6%	8,5%	7,1%	8,2%
1	4,7%	6,5%	5,7%	6%
2	возбуждение	4,5%	4,1%	3,8%
4	возбуждение	2,8%	возбуждение	возбуждение
8	возбуждение	возбуждение	возбуждение	возбуждение
16	возбуждение	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Окончание таблицы 7

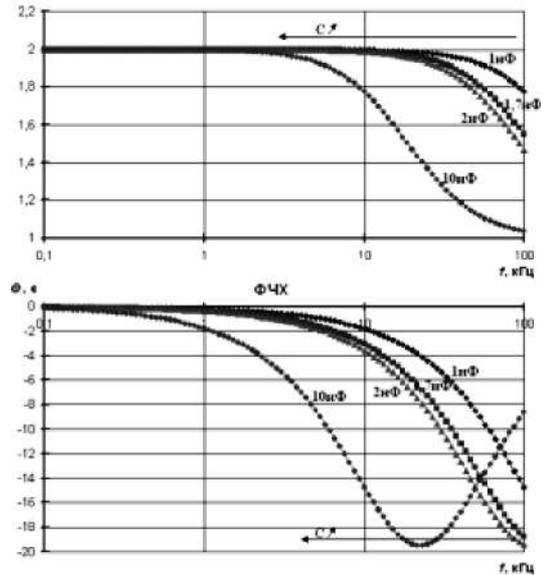
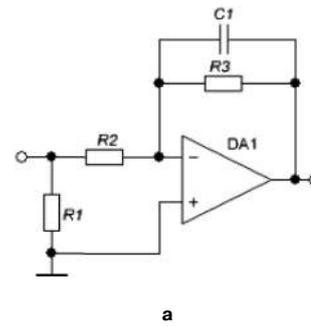
K_I	ИПН с фильтром № 1, с корректирующим ПИД звеном в контуре ООС по $U_{\text{ВЫХ}}$ и ПИ звеном в контуре ООС по току			
	нет		$C = 1 \text{ нФ}$	
	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = +40\%$	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = +40\%$
0	98,3%	98,3%	98,3%	98,3%
0,5	6,6%	8,5%	7,1%	8,2%
1	4,7%	6,5%	5,7%	6%
2	возбуждение	4,5%	4,1%	3,8%
4	возбуждение	2,8%	возбуждение	возбуждение
8	возбуждение	возбуждение	возбуждение	возбуждение
16	возбуждение	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Таблица 8

K_I	ИПН с фильтром № 1, с корректирующим ПИД звеном в контуре ООС по $U_{\text{ВЫХ}}$ и ПИ звеном в контуре ООС по току ($C = 2 \text{ нФ}$)		
	$\Delta C = -60\%$	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = -20\%$
	0	98,3%	98,3%
0,5	возбуждение	7,3%	7,7%
1	возбуждение	5,7%	5,9%
2	3,6%	3,9%	4%
4	возбуждение	2,4%	2,4%
8	возбуждение	1,3%	1,3%

Окончание таблицы 8

K_I	ИПН с фильтром № 1, с корректирующим ПИД звеном в контуре ООС по $U_{\text{ВЫХ}}$ и ПИ звеном в контуре ООС по току ($C = 2 \text{ нФ}$)		
	$\Delta C = +20\%$	$\Delta C = +40\%$	$\Delta C = +60\%$
	0	98,3%	98,3%
0,5	8,1%	7,3%	8,1%
1	6%	5,7%	5,9%
2	4%	3,9%	3,9%
4	2,4%	2,4%	2,3%
8	1,3%	1,3%	1,3%



б

Рис. 8. Корректирующее ПИ-звено контура отрицательной обратной связи по току: а – схема; б – ЛАЧХ и ФЧХ

контура по току и практически устранить разброс токов параллельно включенных модулей.

Однако использование узкополосных ООС обычно сопровождается ухудшением динамических характеристик устройств: увеличением длительности переходных процессов, увеличением максимальных значений токов и напряжений во время переходных процессов при изменении сопротивления нагрузки и входного напряжения. Кроме того, медленный процесс выравнивания токов модулей во время переходных процессов из-за узкополосности цепи ООС по току снижает надежность устройств. Исследованию данных явлений будет посвящена следующая статья.

Значительный практический интерес представляет связь между коэффициентом стабилизации выходного напряжения (КСТ) и разбросом токов параллельно включенных модулей ИПН при использовании перекрестной ООС по току между модулями при одинаковых или близких запасах устойчивости по фазе и близких частотах единичного петлевого усиления отдельных модулей.

С этой целью рассчитаны ИПН с выходными сглаживающими фильтрами с характеристиками Баттерворта с корректирующими ПИД звеньями

в цепи ООС по выходному напряжению, приведенными в табл. 9 и имеющие различные коэффициенты стабилизации выходного напряжения, практически одинаковый коэффициент запаса по фазе $\Delta\varphi = 45^\circ$ и близкие частоты единичного петлевого усиления $f_{п} = 40$ кГц.

В табл. 10 приведены разброс токов данных модулей ИПН при коэффициентах стабилизации выходного напряжения $K_{СТ} = 26$ дБ; 36 дБ; 42 дБ и 49 дБ при разбросе емкостей конденсаторов СФ модулей $\pm 40\%$ и запасе устойчивости по фазе модулей ИПН равным $\Delta\varphi = 45^\circ$.

Из табл. 10 следует, что с увеличением коэффициента стабилизации выходного напряжения ИПН с перекрестной ООС по току между модулями для выравнивания их токов резко увеличивается раз-

брос токов модулей.

Так при увеличении коэффициента стабилизации ($K_{СТ}$) в 15 раз с 26дБ до 49дБ разброс токов модулей увеличивается в 28 раз с 0,6% до 16,9%.

Таим образом, повышение коэффициента стабилизации выходного напряжения при изменении входного напряжения, параметров нагрузки и др. возмущающих факторов при параллельном включении модулей ИПН с активным выравниванием токов за счет перекрестных отрицательных обратных связей по току приводит к увеличению разброса токов модулей т. е. снижению надежности устройства при любом разбросе параметров элементов СФ.

Заключение

Проведенные исследования влияния разброса параметров элементов сглаживающего фильтра параллельно включенных модулей с перекрестной ООС по току между модулями для выравнивания токов позволили установить:

- с увеличением разброса параметров элементов СФ уменьшается глубина перекрестной ООС по току между модулями, при которой устройство работает устойчиво и увеличивается разброс токов;
- при заданном разбросе параметров элементов СФ модулей большая глубина перекрестной ООС по току между модулями и меньший разброс токов модулей имеет место при использовании СФ с характеристиками Баттерворта;
- увеличение запасов устойчивости по фазе и амплитуде отдельных (автономных) модулей позволяет увеличить глубину перекрестной ООС по току между модулями и уменьшить разброс токов модулей;
- разнесение частотных диапазонов контуров ООС по выходному напряжению и контуров перекрестных ООС по току, т. е. разделение ООС на “быстрые” для контура по выходному напряжению и “медленные” для перекрестных ООС по току способствует увеличению глубины перекрестной ООС по току и уменьшению разброса токов модулей;
- увеличение глубины ООС по выходному напряжению, т. е. увеличение коэффициента стабилизации выходного напряжения приводит к снижению глубины перекрестной ООС по току, т. е. увеличению разброса токов модулей;
- применение узкополосной перекрестной ООС по току может привести к существенному ухудшению переходных процессов, т. е. увеличению их длительности и величин перерегулирования токов и напряжений в устройстве во время переходного процесса при скачкообразном изменении сопротивления нагрузки и входного напряжения. Поэтому оптимизация глубины ООС по выходному напряжению и перекрестной ООС по току модулей необходимо осуществлять с учетом допустимого разброса токов модулей и качества переходных процессов. Это будет рассмотрено в следующей статье.

Таблица 9

Тип	$\Delta\varphi$, град.	C_1 , нФ	C_2 , нФ	C_3 , нФ	R_1 , кОм	R_2 , кОм
Ф1+ПИД1	44	2,835	0,112	2,39	10	10
Ф1+ПИД2	48	6,953	0,112	5,013	10	10
Ф1+ПИД3	46	5,215	0,224	3,759	10	10
Ф1+ПИД4	45	8,242	0,203	5,192	10	10

Окончание таблицы 9

Тип	R_3 , кОм	R_4 , Ом	R_5 , кОм	$K_{СТ}$, дБ	f_T , кОм	$f_{П}$, кОм
Ф1+ПИД1	98,19	1648	10	26	132	30
Ф1+ПИД2	7,519	429,6	30	35	132	40
Ф1+ПИД3	7,519	429,6	60	42	132	37
Ф1+ПИД4	6,424	198,6	200	49	132	45

Таблица 10

K_f	Фильтр № 1 + ПИД, разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$			
	$K_{СТ} = 26$		$K_{СТ} = 35$	
	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = +40\%$	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = +40\%$
0	86%	86,2%	91%	91,7%
0,5	2,3%	4,6%	9,6%	11,6%
1	0,4%	2,7%	4,1%	6,2%
2	0,6%	1,7%	1,4%	3,4%
4	возбуждение	1,2%	0,03%	2%
8	возбуждение	возбуждение	возбуждение	возбуждение
16	возбуждение	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Окончание таблицы 10

K_f	Фильтр № 1 + ПИД, разброс $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$			
	$K_{СТ} = 42$		$K_{СТ} = 49$	
	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = +40\%$	$\Delta C = -40\%$	$\Delta C = +40\%$
0	98,4%	98,4%	98,3%	98,3%
0,5	20,5%	22,5%	71,2%	73,01%
1	9,6%	11,6%	35%	36,9%
2	4,1%	6,1%	16,9%	18,8%
4	возбуждение	3,3%	возбуждение	9,6%
8	возбуждение	возбуждение	возбуждение	5,1%
16	возбуждение	возбуждение	возбуждение	возбуждение

Литература

1. *S. Luo, Z. Ye, R.-L. Lin, and F.C. Lee*, “A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules,” in Proc. 30th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1999, pp. 901–908.

2. *Idris Gadoura, Teuvo Suntio, Kai Zenger* “Robust control design for paralleled DC/DC converters with current sharing”. Control Engineering Laboratory, Helsinki University of Technology P.O.Box 5400, 02015 HUT, Finland.

3. *D. J. Perreault, R. L. Selders Jr., and J. G. Kassakian*, “Frequency-based current-sharing techniques for paralleled power converters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 626–634, July 1998.

4. *M. M. Jovanovic, D. E. Crow, and L. Fang-Yi*, “A novel, low-cost implementation of “Democratic” load-current sharing of paralleled converter modules,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, pp. 604–611, July 1996.

5. *Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В., Кобелянский А. Е., Иванов С. Л.* Исследование устойчивости работы параллельно включенных стабилизированных модулей питания / Приложение к журналу “Физика волновых процессов и радиотехнические системы”: Тезисы и доклады конференции “Физика и технические приложения волновых процессов”, Самара, 2008. С. 363–365.

6. *Дмитриков В. Ф.; Шушпанов Д. В.; Ким С. М.; Майоров С. И.; Исаев В. М.* Исследования работы параллельно включенных преобразователей напряжения при пассивном выравнивании токов модулей. VIII Международная научно-техническая конференция “Физика и технические приложения волновых процессов” СПб. 2009. С. 291–293.

7. *Дмитриков В. Ф.; Шушпанов Д. В.; Ким С. М.; С. Л. Иванов; А. А. Вялов.* Распределение токов параллельно соединенных отечественных преобразователей постоянного напряжения в постоянное. VIII Международная научно-техническая конференция “Физика и технические приложения волновых процессов” СПб. 2009. С. 296–297.

8. *Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В., Самылин И. Н.* Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. М.: Радио и связь, 2005. 423 с.

9. *Дмитриков В. Ф., Самылин И. Н., Шушпанов Д. В.* Исследование устойчивости работы двухтактных импульсных стабилизаторов с использованием частотных характеристик передачи по петле ООС методом замкнутого контура // Практическая силовая электроника. 2005. Вып. 18. С. 2–11.

10. *Самылин И. Н.* Исследование устойчивости импульсных преобразователей понижающего типа методом замкнутого контура. // Практическая силовая электроника. 2005. Вып. 19. С. 26–33.

11. *Смирнов В. С.* Эквивалентные частотные характеристики транзисторных ключевых устройств с отрицательной обратной связью. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических

наук. Специальность: 05.12.04 – “Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения”. СПб. 2007. 261 с.

12. *Дмитриков В. Ф., Самылин И. Н., Шушпанов Д. В.* Исследование устойчивости и коэффициента стабилизации импульсных преобразователей напряжения повышающего типа // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника / СПб, 2004. №1. С. 47–57.

13. *Дмитриков В. Ф., Беловицкий О. И., Самылин И. Н.* Исследование статических и динамических характеристик импульсных преобразователей понижающего типа при использовании фильтров с различными характеристиками // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника / СПб, 2004. № 3. С. 39–49.

14. *Беловицкий О. И., Калмыков С. В., Самылин И. Н.* Исследование статических и динамических характеристик импульсных преобразователей напряжения понижающего типа при использовании двухзвенных фильтров с различными характеристиками // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника / СПб, 2005. № 2. С. 33–53.

15. *Коржавин О. А.* Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. / М.: Радио и Связь, 1997. 300 с.

15. *Коржавин О. А.* Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. / М.: Радио и Связь, 1997. 300 с.

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

18. *Артым А. Д., Есполов К. Ж., Смирнов В. С., Филин В. А.* Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ №2002610191 от 15 февраля 2002 г. “Автоматизированная компьютерная программа быстрого расчета и оптимизации переходных и стационарных процессов в электрических цепях радиотехнических и телекоммуникационных устройств” (FASTMEAN).

Дмитриков Владимир Федорович, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Теория электрических цепей и связи” СПбГУТ, тел.: (812) 305-12-35, e-mail: Dmitrikov_VF@mail.ru;

Шушпанов Дмитрий Викторович, к. т. н., доцент кафедры “Теория электрических цепей и связи” СПбГУТ, тел.: (812) 305-12-35, e-mail: dimasf@inbox.ru;

Ким Станислав Маратович, аспирант СПбГУТ, e-mail: kimstmtr@yandex.ru;

Петроченко Александр Юрьевич, магистрант СПбГУТ, e-mail: petrochenko_a@bk.ru;

Ягубов Зафар Гусейнович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой “Электротехника” УГТУ, тел.: 89129474119;

Маракулин Вячеслав Вениаминович, к. т. н., доцент кафедры “РПДУ и СПС” СПбГУТ, e-mail: mslavaspb@mail.ru.

Г. А. Белов

АНАЛИЗ РЕЖИМОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ ПРИ ПРЕРЫВИСТОМ ТОКЕ В КОНТУРЕ

G. A. Belov

Рассмотрен преобразователь постоянного напряжения (ППН) с последовательным резонансным инвертором, когда частота переключений меньше резонансной частоты LC-контура. Получены аналитические соотношения, позволяющие рассчитывать токи и напряжения в силовой части в переходных и установившихся процессах. Выведены неравенства и построены граничные кривые, отделяющие основной режим с двухполярными импульсами тока в LC-контуре от других возможных режимов. Полученные результаты сравниваются с известными.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, последовательный резонансный инвертор, расчет процессов, режимы работы.

DC-DC Converter with Series Resonant Inverter in the Presence of Discontinuous Current In Resonant Circuit Operating Modes Analysis

The paper considers a DC-DC converter with series resonant inverter in case when switching frequency is lower than the LC-circuit resonant frequency. Analytical relations allowing calculate power stage currents and voltages during transients and steady state operation. Inequalities were derived and boundary curves were plotted, separating the basic mode with LC-circuit bipolar current pulses from other possible modes. The obtained results are compared with those well-known.

Key words: DC-DC converter, series resonant inverter, processes calculation, operating modes.

Интерес к преобразователям постоянного напряжения (ППН) с последовательным резонансным инвертором обусловлен, в частности, тем, что в них легко реализуются переключения полупроводниковых приборов при нулевом значении тока (ПНТ) и нулевом значении напряжения на приборе (ПНН). Это позволяет существенно уменьшить потери мощности на переключения полупроводниковых приборов, реализовать работу ППН на более высоких частотах при высоком КПД. Недостатком таких ППН являются ограниченные возможности регулирования выходного напряжения, что может осуществляться частотным [1, 2], широтным [1] и фазовым [3] методами. Утверждается, что наиболее высокий КПД в подобных преобразователях достигается при работе на границе режимов прерывистого и непрерывного токов в резонансном контуре, в связи с чем, предлагается система регулирования со слежением за резонансной частотой контура [4].

Большой интерес проявляется к использованию ППН с последовательным резонансным инвертором в преобразователях для солнечных электростанций, которые подразделяются на несколько групп [5]: 1) централизованные преобразователи сравнительно большой мощности, которые питаются от большого числа солнечных модулей (СМ), образующих параллельное соединение цепочек, каждая из которых состоит из определенного числа последовательно соединенных СМ; цепочки присоединяются к общей точке через разделительные

диоды; 2) отдельная структура, в которой каждая цепочка последовательно соединенных СМ работает на свой инвертор, работающий, в свою очередь, на сеть переменного тока; 3) многоцепочечная структура, в которой каждая цепочка работает на свой ППН, который присоединяется к общему для всех цепочек инвертору; 4) структура с отдельным инвертором для каждого модуля. Преимущество последней структуры с так называемым микроинвертором состоит в наиболее полном использовании энергии отдельного СМ путем слежения за точкой максимальной мощности СМ, что в полной мере невозможно в цепочечных структурах, поскольку отдельные СМ могут отличаться по степени освещенности и по своим характеристикам [6–10]. Другое преимущество последней структуры состоит в уменьшении цены при налаживании их массового производства, поскольку потребуется большое количество инверторов.

В известных работах, касающихся ППН с последовательным резонансным инвертором, имеется большой объем результатов экспериментальных исследований [2–10]. Однако теория процессов и расчета характеристик ППН развита недостаточно.

В статье предлагается анализ и расчет характеристик ППН с последовательным резонансным инвертором при прерывистом токе в контуре, когда частота переключений f меньше резонансной частоты контура f_k . Развивается методика анализа, ранее изложенная в работе [1].

На рис. 1а представлена силовая часть исследуемой схемы ППН, а на рис. 1б – ее вариант, пред-

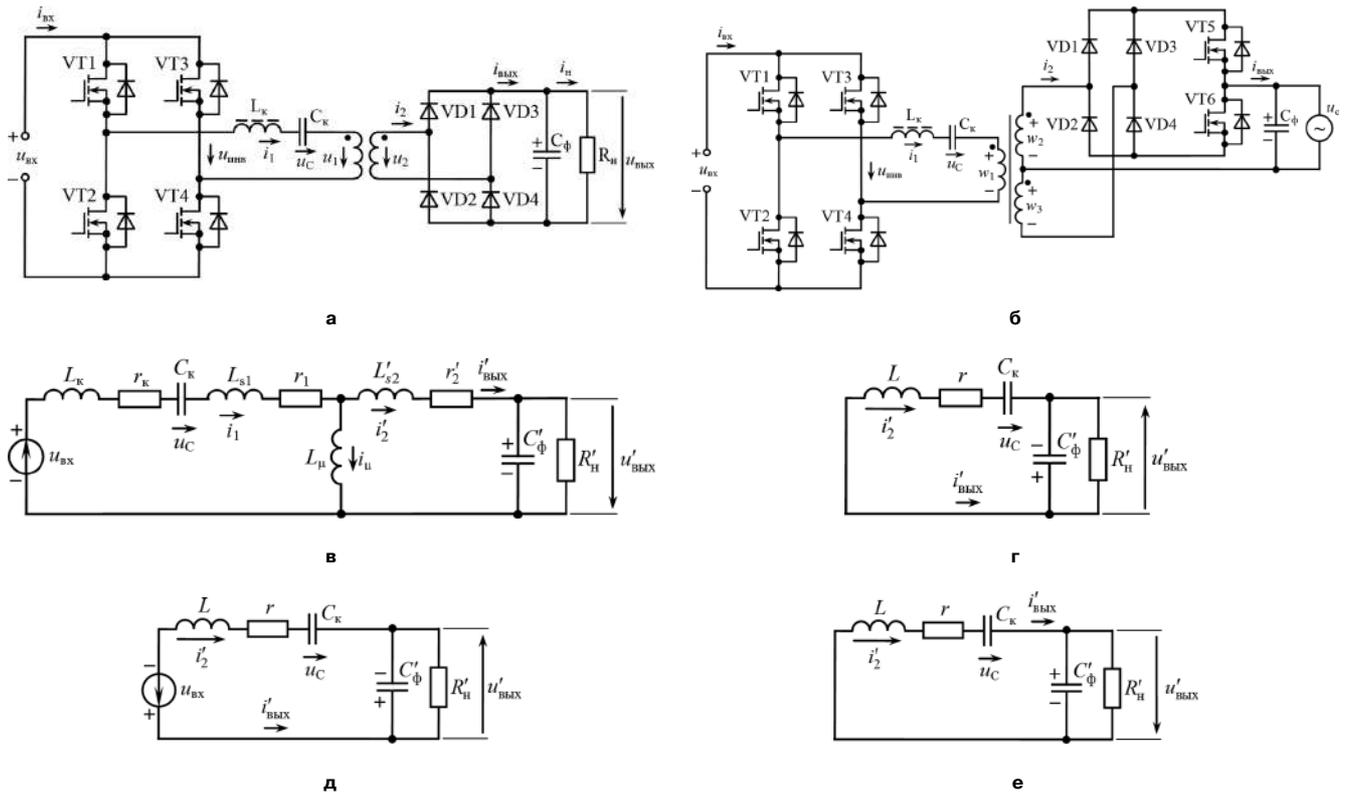


Рис. 1. Схема силовой части ППН (а и б), где u_c – напряжение сети переменного тока; эквивалентная схема для интервала t_1 (в); упрощенные эквивалентные схемы для интервалов t_2, t_3, t_4 (г–е)

назначенный для работы на сеть переменного тока. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу ППН, представлены на рис. 2.

Работа схемы в режиме прерывистого тока

Известны следующие режимы работы ППН с последовательным резонансным инвертором при прерывистом токе резонансного контура: 1 – режим с однополярными импульсами тока в резонансном контуре на половине периода переключений, который обычно реализуется в схеме без обратных диодов; 2 – режим с двухполярными импульсами тока в резонансном контуре на половине периода переключений, который реализуется в схеме с обратными диодами в инверторе при симметричном управлении силовыми транзисторами [1]. 3. Режим с двухполярными импульсами тока в резонансном контуре на половине периода переключений, который реализуется в схеме с обратными диодами в инверторе при несимметричном управлении силовыми транзисторами [2]. Первые два режима подробно рассмотрены в [1]. Третий режим, иллюстрируемый кривыми на рис. 2, рассмотрен в [2].

Кратко рассмотрим работу схемы на рис. 1а в третьем режиме ППН. На интервале t_1 (рис. 2) открыты транзисторы VT1, VT4 и диоды VD1, VD4, образуется эквивалентная схема, показанная на рис. 1в. На интервале t_2 транзистор VT4 остается открытым, с

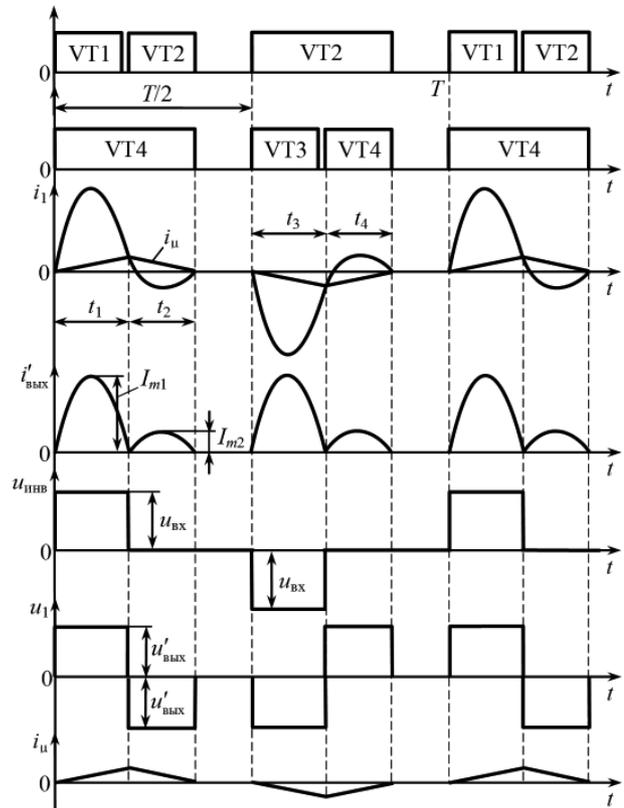


Рис. 2. Временные диаграммы, иллюстрирующие установившийся режим прерывистого тока

небольшой задержкой после запираания транзистора VT1 отпирается транзистор VT2. Поскольку ток $i_k = i'_2$ в резонансном контуре в конце интервала t_1 меняет направление, пара диодов выходного выпрямителя VD1, VD4 запирается, но отпирается другая пара VD2, VD3, изменяется полярность подключения конденсатора выходного фильтра C_ϕ ко вторичной обмотке трансформатора, становится справедливой эквивалентная схема на рис. 1г. На интервале t_2 ток контура замыкается через транзисторы VT4 и VT2, минуя источник входного напряжения $u_{вх}$. Во втором полупериоде аналогично происходит формирование импульса тока i_k на интервалах t_3, t_4 . На интервале t_3 открыты транзисторы VT2, VT3, справедлива эквивалентная схема на рис. 1д, на интервале t_4 открыты транзисторы VT2, VT4, справедлива эквивалентная схема на рис. 1е, ток контура снова замыкается минуя источник входного напряжения.

На рис. 1б представлена схема ППН, работающая на сеть переменного тока с напряжением

$$u_c = \sqrt{2}U_c \sin \omega_c t.$$

В положительный полупериод напряжения сети поддерживается открытым транзистор VT5, а в отрицательный полупериод – транзистор VT6. При отпирании транзисторов VT1, VT4 на интервале t_1 ток в контуре i_k трансформируется во вторичную обмотку w_2 и замыкается через диод VD1, транзистор VT5 и выходную цепь ППН (конденсатор C_ϕ и сеть переменного тока), справедлива эквивалентная схема на рис. 1в. На интервале t_2 изменившийся направление ток контура i_k трансформируется в обмотку w_3 и замыкается через диод VD3, транзистор VT5 и выходную цепь ППН в прежнем направлении, справедлива эквивалентная схема на рис. 1г.

На интервале t_3 открыты транзисторы VT2, VT3, меняется полярность подключения входного напряжения $u_{вх}$ к контуру, как показано на рис. 1д. Выходной ток $i_{ввых}$ создается напряжением на обмотке w_3 , полярность которого противоположна показанной на рис. 1б, и замыкается через диод VD3 и транзистор VT5. На интервале t_4 открыты транзисторы VT2, VT4, ток в обмотке w_1 течет в противоположном направлении, а ток обмотки w_2 замыкается через диод VD1 и транзистор VT5.

Во втором полупериоде напряжения сети напряжение на конденсаторе фильтра C_ϕ меняет знак (снизу будет “плюс”), поддерживается открытым транзистор VT6. Выходной ток меняет свое направление. Тогда на интервале t_1 , когда открыты транзисторы VT1, VT4, ток контура i_k передается в обмотку w_3 , протекая в ней снизу вверх, и замыкается через выходную цепь ППН, заряжая конденсатор C_ϕ плюсом снизу, и через транзистор VT6 и диод VD4. Справедлива эквивалентная схема на рис. 1в. На интервалах t_2 и t_3 выходной ток замыкается через обмотку w_2 , транзистор VT6 и диод VD2, а на

интервале t_4 , как и на интервале t_1 , – через обмотку w_3 , транзистор VT6 и диод VD4.

Вывод основных соотношений

При включении транзисторов VT1, VT4 (рис. 1а) открываются также диоды VD1, VD4 выходного выпрямителя, становится справедливой эквивалентная схема на рис. 1в, где L_k и r_k – индуктивность и активное сопротивление дросселя резонансного контура; C_k – емкость конденсатора контура; L_{s1} и L'_{s2} – индуктивность рассеяния первичной обмотки и приведенная к первичной обмотке индуктивность рассеяния вторичной обмотки; L_μ – индуктивность намагничивания трансформатора; r_1 и r'_2 – активное сопротивление первичной обмотки и приведенное к первичной обмотке активное сопротивление вторичной обмотки; $u'_{ввых}$ – выходное напряжение, приведенное к первичной обмотке. Для схемы на рис. 1в справедливо уравнение

$$L_k \frac{di_1}{dt} + r_k i_1 + u_c + L_{s1} \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1 + L'_{s2} \frac{di'_2}{dt} + r'_2 i'_2 = u_{вх} - u'_{ввых}.$$

Подставив выражение $i_1 = i'_2 + i_\mu$ в это уравнение, получим

$$L \frac{di'_2}{dt} + r i'_2 + u_c = u_{вх} - u'_{ввых} - (L_k + L_{s1}) \frac{di_\mu}{dt} - (r_k + r_1) i_\mu, \quad (1)$$

где $L = L_k + L_{s1} + L'_{s2}$ и $r = r_k + r_1 + r'_2$ – суммарная индуктивность и активное сопротивление последовательного резонансного контура. Поскольку индуктивность намагничивания трансформатора L_μ обычно на два порядка больше, чем индуктивность рассеяния $L_s = L_{s1} + L'_{s2}$, то ток намагничивания i_μ сравнительно мал и изменяется намного медленнее тока контура i_k . Поэтому в правой части уравнения (1) можно пренебречь величинами $(L_k + L_{s1}) di_\mu/dt$ и $(r_k + r_1) i_\mu$, зависящими от тока i_μ , и токи i'_2 и i_μ можно определять независимо друг от друга.

Для конденсатора резонансного контура C_k справедливо уравнение

$$C_k \frac{du_c}{dt} = i'_2 + i_\mu, \quad (2)$$

в правой части которого в связи со сказанным выше можно пренебречь током намагничивания i_μ .

При необходимости можно уточнить расчет тока i'_2 и напряжения u_c с помощью второго приближения, скорректировав правые части уравнений (1), (2), подставив найденный при первом приближении ток i_μ .

Таким образом, далее будем считать, что ток последовательного резонансного контура $i_k = i'_2$. Тогда на интервале t_1 , на котором открыты транзисторы VT1, VT4, справедливы дифференциальные уравнения

$$L \frac{di_k}{dt} + ri_k = u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}},$$

$$C_k \frac{du_C}{dt} = i_k,$$

которые представим в векторно-матричной форме

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv_1, \quad (3)$$

где x – вектор состояния, A и B – матрицы, определяемые выражениями

$$x = \begin{bmatrix} i_k \\ u_C \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, v_1 = u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}, \quad (4)$$

$u'_{\text{вых}} = u_{\text{вых}}/n_{\text{тр}}$ – выходное напряжение ППН, приведенное к первичной обмотке; $n_{\text{тр}} = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации трансформатора, w_1, w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток.

Тогда решение уравнения (3) при $v_1 = \text{const}$ имеет вид

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

где e^{At} – фундаментальная (переходная) матрица системы (3), определяемая как [11]:

$$e^{At} = \Phi(t) = \begin{bmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

где

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

$$\Phi_{12}(t) = -\frac{e^{-\alpha_k t} \sin \omega_k t}{\omega_k L},$$

$$\Phi_{21}(t) = \frac{e^{-\alpha_k t} \sin \omega_k t}{\omega_k C_k},$$

$$\Phi_{22}(t) = e^{-\alpha_k t} \left(\cos \omega_k t + \frac{\alpha_k \sin \omega_k t}{\omega_k} \right), \quad (5.2)$$

α_k и ω_k – коэффициент затухания и собственная частота резонансного контура, определяемые выражениями

$$\alpha_k = \frac{r}{2L}; \omega_k = \sqrt{\frac{1}{T_k^2} - \alpha_k^2} = \frac{1}{T_k} \sqrt{1 - \zeta_k^2};$$

$T_k = \sqrt{LC_k}$ – постоянная времени LC -контура; $\zeta_k = \alpha_k T_k$ – коэффициент демпфирования, изменяющийся у колебательного звена от 0 до 1.

$x^t(\infty)$ – асимптотическое значение вектора $x(t)$ на интервале t_1 . Согласно (3)

$$x^t(\infty) = -A^{-1}Bv_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}} \end{bmatrix};$$

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & C_k \\ -L & -rC_k \end{bmatrix}; x(0) = \begin{bmatrix} i_k(0) \\ u_C(0) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Из векторного решения (5) уравнения (3) с учетом (6) следуют выражения для первого этапа процесса на интервале t_1

$$i_k = \Phi_{11}(t)i_k(0) + \Phi_{12}(t)[u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})], \quad (7)$$

$$u_C = \Phi_{21}(t)i_k(0) + \Phi_{22}(t)[u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}, \quad (8)$$

где $\Phi_{ij}(t); i = 1, 2, j = 1, 2$ – элементы матрицы e^{At} , рассчитываемые по формулам (5.2) [11].

На втором этапе процесса (на интервале t_2), начинающемся с момента запираания транзистора VT4 и отпираания транзистора VT2, согласно эквивалентной схеме на рис. 1г справедливо уравнение, отличающееся от (3) значением внешнего воздействия, которое $v_2 = u'_{\text{вых}}$. Решение уравнения

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv_2$$

для второго этапа процесса при $v_2 = u'_{\text{вых}} = \text{const}$ имеет вид

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

где значение $x(t_1)$ определяется подстановкой $t = t_1$ в выражение (5),

$$x(t_1) = e^{At_1} [x(0) - x^t(\infty)] + x^t(\infty), \quad (10)$$

$$x^{t_2}(\infty) = -A^{-1}Bv_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ u'_{\text{вых}} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Подставив выражение (10) в решение (9), получим

$$x(t) = e^{At} [x(0) - x^t(\infty)] + e^{A(t-t_1)} \times [x^t(\infty) - x^{t_2}(\infty)] + x^{t_2}(\infty), \quad (12)$$

где учтено тождество

$$e^{A(t-t_1)} e^{At_1} = e^{At}.$$

Учитывая значения (6) и (11), из решения (12) получаем скалярные выражения для второго этапа процесса:

$$i_k = \Phi_{11}(t)i_k(0) + \Phi_{12}(t)[u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + \Phi_{12}(t-t_1)(u_{\text{вх}} - 2u'_{\text{вых}}), \quad (13)$$

$$u_C = \Phi_{21}(t)i_k(0) + \Phi_{22}(t)[u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + \Phi_{22}(t-t_1)(u_{\text{вх}} - 2u'_{\text{вых}}) + 2u'_{\text{вых}}.$$

Для проверки выражений (13) подставим в них $t = t_1$. С учетом значений $\Phi_{12}(0) = 0, \Phi_{22}(0) = 1$ из (13) получим выражения

$$i_k(t) = \Phi_{11}(t_1)i_k(0) + \Phi_{12}(t_1)[u_C(0) - (u_{BX} - u'_{ВЫХ})],$$

$$u_C(t) = \Phi_{21}(t_1)i_k(0) + \Phi_{22}(t_1)[u_C(0) - (u_{BX} - u'_{ВЫХ})] + (14)$$

$$+ u_{BX} - u'_{ВЫХ},$$

совпадающие с получаемыми из (7) и (8) для конца первого интервала.

Из выражений (7)–(9) и (13) получим

$$i_k = \begin{cases} [-u_{BX} + u'_{ВЫХ} + u_C(0)]\Phi_{12}(t), & 0 \leq t \leq t_1, \\ [-u'_{ВЫХ} + u_C(t)]\Phi_{12}(t-t_1) = [-u_{BX} + u'_{ВЫХ} + u_C(0)]\Phi_{12}(t) + (15) \\ + (-2u'_{ВЫХ} + u_{BX})\Phi_{12}(t-t_1), & t_1 \leq t \leq t_1 + t_2, \end{cases}$$

$$u_C = \begin{cases} [-u_{BX} + u'_{ВЫХ} + u_C(0)]\Phi_{22}(t) + u_{BX} - u'_{ВЫХ}, & 0 \leq t \leq t_1, \\ [-u'_{ВЫХ} + u_C(t_1)]\Phi_{22}(t-t_1) + u'_{ВЫХ} = (16) \\ = [-u_{BX} + u'_{ВЫХ} + u_C(0)]\Phi_{22}(t) + \\ + (-2u'_{ВЫХ} + u_{BX})\Phi_{22}(t-t_1) + u'_{ВЫХ}, & t_1 \leq t \leq t_1 + t_2. \end{cases}$$

С учетом выражений (15) и (5.2) имеем

$$t_1 = t_2 = \frac{\pi}{\omega_k}. \quad (17)$$

Поскольку при этом $\sin\omega_k t_1 = \sin\omega_k(t_1 + t_2) = 0$, $\cos\omega_k t_1 = -1$, $\cos\omega_k(t_1 + t_2) = 1$, с учетом (5.2) имеем следующие значения элементов переходной матрицы:

$$\Phi_{12}(t_1) = \Phi_{12}(t_2) = \Phi_{12}(t_1 + t_2) = 0;$$

$$\Phi_{22}(t_1) = \Phi_{22}(t_2) = -\varkappa; \quad \Phi_{22}(t_1 + t_2) = \varkappa^2,$$

где введено обозначение

$$\varkappa = e^{-\alpha_k \pi / \omega_k}. \quad (18)$$

Тогда из (16) получим

$$u_C(t_1) = -u_C(0)\varkappa + (1 + \varkappa)(u_{BX} - u'_{ВЫХ}) \quad (19)$$

$$u_C(t_1 + t_2) = -\varkappa[-u'_{ВЫХ} + u_C(t_1)] + u'_{ВЫХ} = (20)$$

$$= -\varkappa(1 + \varkappa)u_{BX} + (1 + \varkappa)^2 u'_{ВЫХ} + \varkappa^2 u_C(0).$$

При $\zeta_k = 0$, из (19), (20) следует

$$u_C(t_1) = 2(u_{BX} - u'_{ВЫХ}) - u_C(0);$$

$$u_C(t_1 + t_2) = u_C(0) - 2u_{BX} + 4u'_{ВЫХ},$$

что совпадает с результатами, полученными в [2].

Анализ режимов работы

Поскольку $\Phi_{12}(t) < 0$ при $0 < t < \pi/\omega_k$, то согласно (15) для формирования положительного импульса тока i_k на интервале t_1 необходимо выполнение условия

$$u_C(0) - (u_{BX} - u'_{ВЫХ}) < 0,$$

а для формирования отрицательного импульса тока i_k на интервале t_2 необходимо

$$u_C(t_1) - u'_{ВЫХ} > 0.$$

Выполнение последнего неравенства с учетом (20) означает необходимость выполнения условия

$u_C(t_1 + t_2) < u'_{ВЫХ}$. Объединяя последние два неравенства, получим необходимое условие

$$u_C(t_1 + t_2) < u'_{ВЫХ} < u_C(t_1).$$

Переходя к относительным напряжениям

$$y = \frac{u_C}{u_{BX}}; \quad \overline{u'_{ВЫХ}} = \frac{u'_{ВЫХ}}{u_{BX}},$$

получим зависимости

$$y(t_1) = (1 - \overline{u'_{ВЫХ}})(1 + \varkappa) - \varkappa y(0),$$

$$y(t_1 + t_2) = \overline{u'_{ВЫХ}}(1 + \varkappa)^2 + \varkappa^2 y(0) - \varkappa(1 + \varkappa) \quad (21)$$

и условия, обеспечивающие работу ППН в основном колебательном режиме,

$$y(0) < 1 - \overline{u'_{ВЫХ}},$$

$$y(t_1 + t_2) < \overline{u'_{ВЫХ}} < y(t_1). \quad (22)$$

При подстановке в первое равенство (21) величины $y_1(t_1) > \overline{u'_{ВЫХ}}$ вместо $\overline{u'_{ВЫХ}}$ левая часть этого равенства становится больше правой:

$$y(t_1) > -\varkappa y(0) + (1 + \varkappa)[1 - y(t_1)],$$

откуда следует неравенство

$$y(t_1) > -\frac{\varkappa}{2 + \varkappa} y(0) + \frac{1 + \varkappa}{2 + \varkappa},$$

необходимое для формирования отрицательного импульса тока на интервале t_2 .

Аналогично при подстановке во второе равенство (21) величины $y_1(t_1 + t_2) < \overline{u'_{ВЫХ}}$ вместо $\overline{u'_{ВЫХ}}$ левая часть этого равенства становится больше правой:

$$y(t_1 + t_2) > \varkappa^2 y(0) - \varkappa(1 + \varkappa) + (1 + \varkappa)^2 y(t_1 + t_2),$$

которое преобразуется к виду

$$y(t_1 + t_2) < -\frac{\varkappa}{2 + \varkappa} y(0) + \frac{1 + \varkappa}{2 + \varkappa}$$

и представляет собой второе условие, необходимое для формирования отрицательного импульса тока на интервале t_2 .

Зависимости (21), а также граничная линия

$$y_{гп1} = -\frac{\varkappa}{2 + \varkappa} y(0) + \frac{1 + \varkappa}{2 + \varkappa} \quad (23)$$

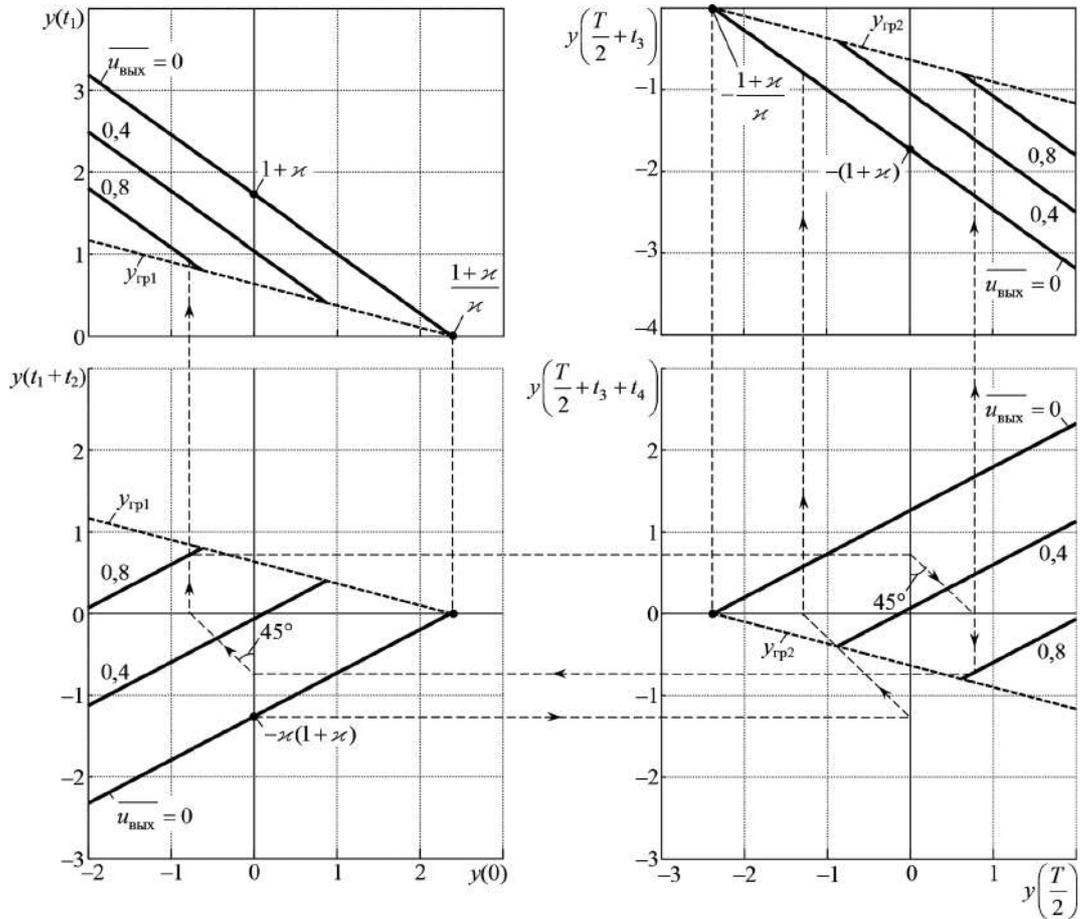
построены на рис. 3 с учетом того, что

$$y_1(t_1) > y_{гп1}, \quad y_1(t_1 + t_2) < y_{гп1}.$$

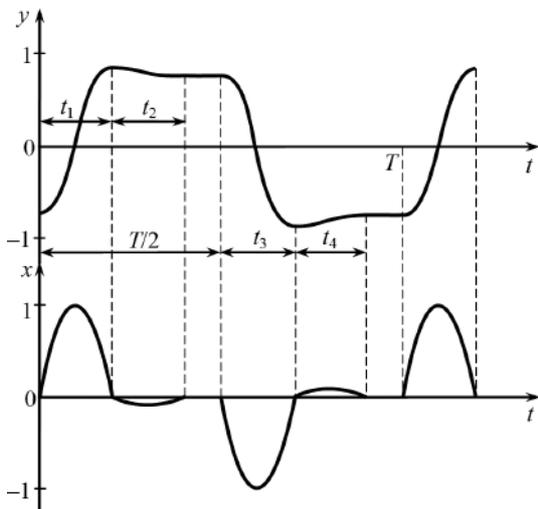
При $\zeta_k = 0$, $\varkappa = 1$ выражения (15), (16) упрощаются:

$$i_k = \begin{cases} \frac{u_{BX} - u'_{ВЫХ} - u_C(0)}{\omega_k L} \sin \omega_k t, & 0 \leq t \leq t_1, \\ -\frac{u'_{ВЫХ} + u_C(t_1)}{\omega_k L} \sin \omega_k(t-t_1), & t_1 \leq t \leq t_1 + t_2, \end{cases} \quad (24)$$

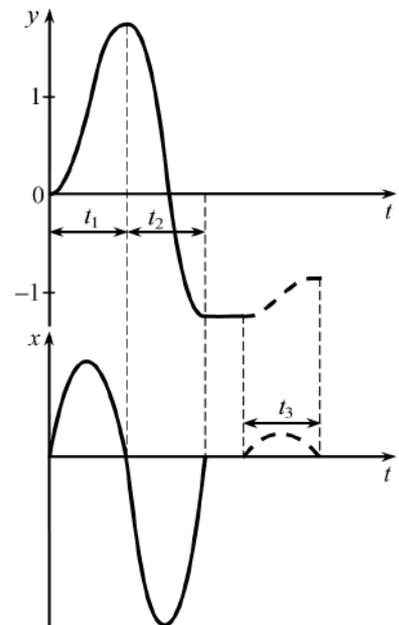
$$u_C = \begin{cases} -[u_{BX} - u'_{ВЫХ} - u_C(0)] \cos \omega_k t + u_{BX} - u'_{ВЫХ}, & 0 \leq t \leq t_1, \\ u'_{ВЫХ} + [-u'_{ВЫХ} + u_C(t_1)] \cos \omega_k(t-t_1), & t_1 \leq t \leq t_1 + t_2, \end{cases}$$



а



б



в

Рис. 3. Графики, иллюстрирующие возможные переключения в схеме ППН (а); примерный вид временных диаграмм в установившемся режиме (б) и при пуске в случае $Q_k = 5$, $u_{\text{ВЫХ}} = 0,8$; $u_{\text{уст}}(0) \approx 0,75$ (в), где $x = i_k / (4fC_k u_{\text{ВЫХ}})$

что совпадает с приведенными в [2].

Полагая приближенно, что ток i_k достигает экстремальных значений I_{m1} , I_{m2} в середине интервалов t_1 и t_2 , где $\sin(\omega_k t_1/2) = \sin(\omega_k t_2/2) = 1$, $e^{-\alpha_k t_1/2} = e^{-\alpha_k t_2/2} = \sqrt{\varkappa}$, согласно (15) получим

$$I_{m1} \approx \frac{-\sqrt{\varkappa} [u'_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}} + u_C(0)]}{\omega_k L},$$

$$I_{m2} \approx \frac{\sqrt{\varkappa} [-u'_{\text{ВЫХ}} + u_C(t_1)]}{\omega_k L}.$$

Во втором полупериоде процессы в ППН описываются уравнениями, аналогичными (1). Для интервала t_3 согласно эквивалентной схеме (рис. 2д) можно получить выражения, аналогичные (5), (7)–(9)

$$\mathbf{x}(t) = e^{A(t-T/2)} \left[\mathbf{x}\left(\frac{T}{2}\right) - \mathbf{x}^{t_3}(\infty) \right] + \mathbf{x}^{t_3}(\infty),$$

$$i_k = \Phi_{11} \left(t - \frac{T}{2} \right) i_k \left(\frac{T}{2} \right) + \Phi_{12} \left(t - \frac{T}{2} \right) \left[u_C \left(\frac{T}{2} \right) + u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}} \right],$$

$$u_C = \Phi_{21} \left(t - \frac{T}{2} \right) i_k \left(\frac{T}{2} \right) + \Phi_{22} \left(t - \frac{T}{2} \right) \times$$

$$\times \left[-u'_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{ВХ}} + u_C \left(\frac{T}{2} \right) \right] + u'_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}},$$

а для интервала t_4

$$\mathbf{x}(t) = e^{A(t-T/2-t_3)} \left[\mathbf{x}\left(\frac{T}{2} + t_3\right) - \mathbf{x}^{t_4}(\infty) \right] + \mathbf{x}^{t_4}(\infty),$$

$$i_k = \Phi_{11} \left(t - \frac{T}{2} - t_3 \right) i_k \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) + \Phi_{12} \left(t - \frac{T}{2} - t_3 \right) \times$$

$$\times \left[u'_{\text{ВЫХ}} + u_C \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) \right],$$

$$u_C = \Phi_{21} \left(t - \frac{T}{2} - t_3 \right) i_k \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) + \Phi_{22} \left(t - \frac{T}{2} - t_3 \right) \times$$

$$\times \left[u'_{\text{ВЫХ}} + u_C \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) \right] - u'_{\text{ВЫХ}},$$

где

$$\mathbf{x}^{t_3}(\infty) = \begin{Bmatrix} 0 \\ -(u_{\text{ВХ}} + u'_{\text{ВЫХ}}) \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{x}^{t_4}(\infty) = \begin{Bmatrix} 0 \\ -u'_{\text{ВЫХ}} \end{Bmatrix}.$$

Учитывая значения $i_k(T/2) = i_k(T/2 + t_3) = 0$, аналогично (15) и (16) получим

$$i_k = \begin{cases} \left[-u'_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{ВХ}} + u_C \left(\frac{T}{2} \right) \right] \Phi_{12} \left(t - \frac{T}{2} \right), & \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + t_3, \\ \left[u'_{\text{ВЫХ}} + u_C \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) \right] \Phi_{12} \left(t - \frac{T}{2} - t_3 \right), & \frac{T}{2} + t_3 \leq t \leq \frac{T}{2} + t_3 + t_4, \end{cases} \quad (25)$$

$$u_C = \begin{cases} \left[-u'_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{ВХ}} + u_C \left(\frac{T}{2} \right) \right] \Phi_{22} \left(t - \frac{T}{2} \right) + u'_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}}, & \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + t_3, \\ \left[u'_{\text{ВЫХ}} + u_C \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) \right] \Phi_{22} \left(t - \frac{T}{2} - t_3 \right) - u'_{\text{ВЫХ}}, & \frac{T}{2} + t_3 \leq t \leq \frac{T}{2} + t_3 + t_4. \end{cases} \quad (26)$$

Из выражений (26) при $t_3 = t_4 = \pi/\omega_k$ получим равенства

$$u_C \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) = -(-u'_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{ВХ}})(1 + \varkappa) - \varkappa u_C \left(\frac{T}{2} \right),$$

$$u_C \left(\frac{T}{2} + t_3 + t_4 \right) = -\varkappa \left[u'_{\text{ВЫХ}} + u_C \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) \right] - u'_{\text{ВЫХ}} =$$

$$= -(1 + \varkappa)^2 u'_{\text{ВЫХ}} + \varkappa(1 + \varkappa) u_{\text{ВХ}} + \varkappa^2 u_C \left(\frac{T}{2} \right), \quad (27)$$

которые при переходе к относительным величинам принимают вид

$$y \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) = -\varkappa y \left(\frac{T}{2} \right) - (1 + \varkappa) (1 - \overline{u_{\text{ВЫХ}}}),$$

$$y \left(\frac{T}{2} + t_3 + t_4 \right) = \varkappa^2 y \left(\frac{T}{2} \right) + \varkappa(1 + \varkappa) - (1 + \varkappa)^2 \overline{u_{\text{ВЫХ}}}. \quad (28)$$

Из выражений (25) видно, что для формирования отрицательного импульса тока i_k на интервале t_3 необходимо

$$u_C(T/2) + u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}} > 0,$$

а для формирования положительного импульса тока на интервале t_4 :

$$u_C(T/2 + t_3) + u'_{\text{ВЫХ}} < 0.$$

Кроме того, из последнего неравенства с учетом второго равенства (27) следует необходимость выполнения условия

$$u_C(T/2 + t_3 + t_4) > -u'_{\text{ВЫХ}}.$$

Эти условия, необходимые для работы ППН в основном колебательном режиме, при переходе к относительным величинам принимают вид

$$-y \left(\frac{T}{2} \right) < 1 - \overline{u_{\text{ВЫХ}}},$$

$$-y \left(\frac{T}{2} + t_3 + t_4 \right) < \overline{u_{\text{ВЫХ}}} < -y \left(\frac{T}{2} + t_3 \right). \quad (29)$$

При подстановке величины $-y(T/2 + t_3) > \overline{u_{\text{ВЫХ}}}$ вместо $\overline{u_{\text{ВЫХ}}}$ в первое равенство (28) левая часть этого равенства становится меньше правой:

$$y \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) < -\varkappa y \left(\frac{T}{2} \right) - (1 + \varkappa) - (1 + \varkappa) y \left(\frac{T}{2} + t_3 \right),$$

откуда следует неравенство

$$y \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) < -\frac{\varkappa}{2 + \varkappa} y \left(\frac{T}{2} \right) - \frac{1 + \varkappa}{2 + \varkappa}.$$

Аналогично при подстановке во второе равенство (28) величины $-y(T/2 + t_3 + t_4) < \overline{u_{\text{ВЫХ}}}$ вместо $\overline{u_{\text{ВЫХ}}}$ левая часть этого равенства становится меньше правой:

$$y\left(\frac{T}{2} + t_3 + t_4\right) < \varkappa^2 y\left(\frac{T}{2}\right) + \varkappa(1 + \varkappa) + (1 + \varkappa)^2 y\left(\frac{T}{2} + t_3 + t_4\right),$$

откуда следует

$$y\left(\frac{T}{2} + t_3 + t_4\right) > -\frac{\varkappa}{2 + \varkappa} y\left(\frac{T}{2}\right) - \frac{1 + \varkappa}{2 + \varkappa}.$$

Зависимости (28), а также граничная линия

$$y_{гp2} = -\frac{\varkappa}{2 + \varkappa} y\left(\frac{T}{2}\right) - \frac{1 + \varkappa}{2 + \varkappa} \quad (30)$$

построены на рис. 3 с учетом того, что

$$y_{гp2} > y\left(\frac{T}{2} + t_3\right), \quad y_{гp2} < y\left(\frac{T}{2} + t_3 + t_4\right).$$

При $\zeta_k = 0$, $\varkappa = 1$ выражения (25), (26) упрощаются:

$$i_k = \begin{cases} \frac{-u'_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{ВХ}} + u_C\left(\frac{T}{2}\right)}{\omega_k L} \sin \omega_k \left(t - \frac{T}{2}\right), & \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + t_3, \\ \frac{u'_{\text{ВЫХ}} + u_C\left(\frac{T}{2} + t_3\right)}{\omega_k L} \sin \omega_k \left(t - \frac{T}{2} - t_3\right), & \frac{T}{2} + t_3 \leq t \leq \frac{T}{2} + t_3 + t_4, \end{cases}$$

$$u_C = \begin{cases} \left[-u'_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{ВХ}} + u_C\left(\frac{T}{2}\right) \right] \cos \omega_k \left(t - \frac{T}{2}\right) + u'_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}}, & \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + t_3, \\ \left[u'_{\text{ВЫХ}} + u_C\left(\frac{T}{2} + t_3\right) \right] \cos \omega_k \left(t - \frac{T}{2} - t_3\right) - u'_{\text{ВЫХ}}, & \frac{T}{2} + t_3 \leq t \leq \frac{T}{2} + t_3 + t_4. \end{cases}$$

На построенных на рис. 3а зависимостях (21) и (28) иллюстрируются переключения в схеме в установившемся режиме при $Q_k = 5$ ($\zeta_k = 0,1$), $u_{\text{ВЫХ}} = 0,8$; $y_{\text{уст}}(0) \approx 0,75$, а также начало процесса пуска схемы при $u_{\text{ВЫХ}} = 0$, $y(0) = 0$. Как видно, рассмотренный установившийся режим находится близко к границе, описываемой соотношениями (23) и (30), поэтому ток в резонансном контуре на интервалах t_2 и t_4 мал (кривые на рис. 3б). На самой границе импульс тока на интервалах t_2 и t_4 не формируется, ППН переходит в режим с однополярными импульсами тока в контуре, рассмотренный в [1]. В случае пуска при $u_{\text{ВЫХ}} = 0$, $y(0) = 0$, как видно из кривых на рис. 3в, нормальный режим работы нарушается уже на первом интервале t_3 , поскольку первое условие (29), необходимое для формирования отрицательного импульса тока на этом интервале, не выполняется: согласно зависимостям на рис. 3а $y(T/2) = y(t_1 + t_2) \approx -1,25$, следовательно, $y(T/2) = 1,25 > 1 - u_{\text{ВЫХ}}$. Учитывая двустороннюю проводимость открытых МДП-транзисторов, можно ожидать появление на интервале t_3 не отрицательного, а положительного импульса тока, как показано на рис. 3, в штриховой линии. Дальнейшие переключения в схеме в этом случае требуют дополнительного рассмотрения.

Использование метода точечных отображений

Сравнивая соотношения (20) и (27), видим, что они задают одно и то же отображение \mathbb{R}^1 : $-u_C(0) \rightarrow u_C(t_1 + t_2)$, поскольку согласно (20) имеем

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

а второе равенство (27) переписывается в виде

$$-u_C\left(\frac{T}{2} + t_3 + t_4\right) = -\varkappa^2 \left[-u_C\left(\frac{T}{2}\right)\right] - \varkappa(1 + \varkappa)u_{\text{ВХ}} + (1 + \varkappa)^2 u'_{\text{ВЫХ}}.$$

Значит, $-u_C(0)$ преобразуется в $u_C(t_1 + t_2)$ так же, как $-u_C(T/2) = -u_C(t_1 + t_2)$ преобразуется в $-u_C(T/2 + t_3 + t_4)$. Поэтому достаточно рассмотреть одно из этих отображений. Рассмотрим первое из них, представленное через относительные величины вторым равенством (21):

$$y(t_1 + t_2) = -\varkappa^2 [-y(0)] - \varkappa(1 + \varkappa) + (1 + \varkappa)^2 \overline{u_{\text{ВЫХ}}}. \quad (31)$$

Графики отображения (31) представлены на рис. 4, там же показаны зависимости, определяемые первым равенством (21). Неподвижные точки отображения, соответствующие установившемуся режиму, определяются точками пересечений графиков отображения с биссектрисой координатного угла, если они существуют. Поскольку производная

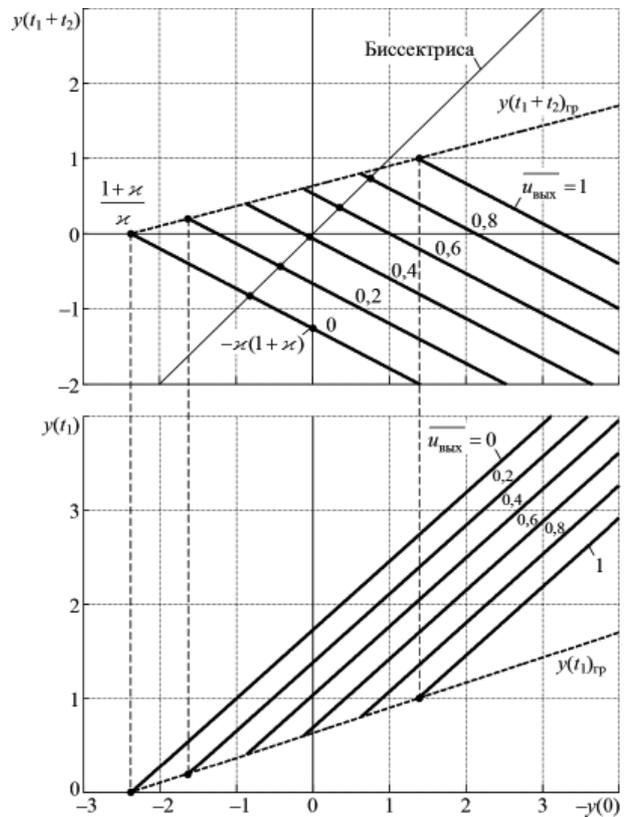


Рис. 4. Графики отображения и зависимости $y(t_1)$ от $-y(0)$ при $Q_k = 5$ ($\zeta_k = 0,1$)

$$\left| \frac{dy(t_1 + t_2)}{dy(0)} \right| < 1$$

в неподвижных точках, то эти точки устойчивы, что означает устойчивость установившихся состояний при разомкнутой системе управления ППН, а следовательно, и реализуемость этих состояний.

По графикам на рис. 4 просто прослеживается переходный процесс при $u_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$. Для этого достаточно построить лестницу Ламерея [12]. В действительности выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ в переходном процессе изменяется, тогда переходный процесс может быть определен сочетанием методов: разделения процессов на быстрые и медленные, точечных отображений и последовательных приближений.

В рассматриваемом случае установившийся режим может быть определен и аналитически. Для этого, полагая в равенстве (20) $u_c(t_1 + t_2) = -u_c(0)$, получаем уравнение относительно $-u_c(0)$, решая которое, найдем

$$-u_{\text{уст}}(0) = \frac{1 + \varkappa}{1 + \varkappa^2} [-\varkappa u_{\text{ВХ}} + (1 + \varkappa) u'_{\text{ВЫХ}}], \quad (32)$$

или

$$-y_{\text{уст}}(0) = \frac{1 + \varkappa}{1 + \varkappa^2} [-\varkappa + (1 + \varkappa) \overline{u_{\text{ВЫХ}}}]$$

Подставляя выражение (32) в (21), получим

$$y_{\text{уст}}(t_1) = \frac{1 + \varkappa}{1 + \varkappa^2} [1 - (1 - \varkappa) \overline{u_{\text{ВЫХ}}}] \quad (33)$$

Ограничения (22) на пределы изменения переменных в установившемся режиме из-за равенства $-y_{\text{уст}}(0) = y_{\text{уст}}(t_1 + t_2)$ принимают вид:

$$\begin{aligned} \overline{u_{\text{ВЫХ}}} - 1 < -y_{\text{уст}}(0) < \overline{u_{\text{ВЫХ}}}, \\ y_{\text{уст}}(t_1) > \overline{u_{\text{ВЫХ}}}. \end{aligned} \quad (34)$$

При подстановке во второе равенство (32) величины $\overline{u_{\text{ВЫХ}}} > -y_{\text{уст}}(0)$ вместо $-y_{\text{уст}}(0)$ левая часть этого равенства становится больше правой:

$$\overline{u_{\text{ВЫХ}}} > \frac{1 + \varkappa}{1 + \varkappa^2} [-\varkappa + (1 + \varkappa) \overline{u_{\text{ВЫХ}}}],$$

откуда следует

$$\overline{u_{\text{ВЫХ}}}_{\text{уст}} < \frac{1 + \varkappa}{2}. \quad (35)$$

При подстановке во второе равенство (32) величины $1 - \overline{u_{\text{ВЫХ}}} < -y_{\text{уст}}(t_1)$ вместо $-y_{\text{уст}}(t_1)$ левая часть этого равенства становится меньше правой:

$$\overline{u_{\text{ВЫХ}}} - 1 < \frac{1 + \varkappa}{1 + \varkappa^2} [-\varkappa + (1 + \varkappa) \overline{u_{\text{ВЫХ}}}],$$

откуда следует

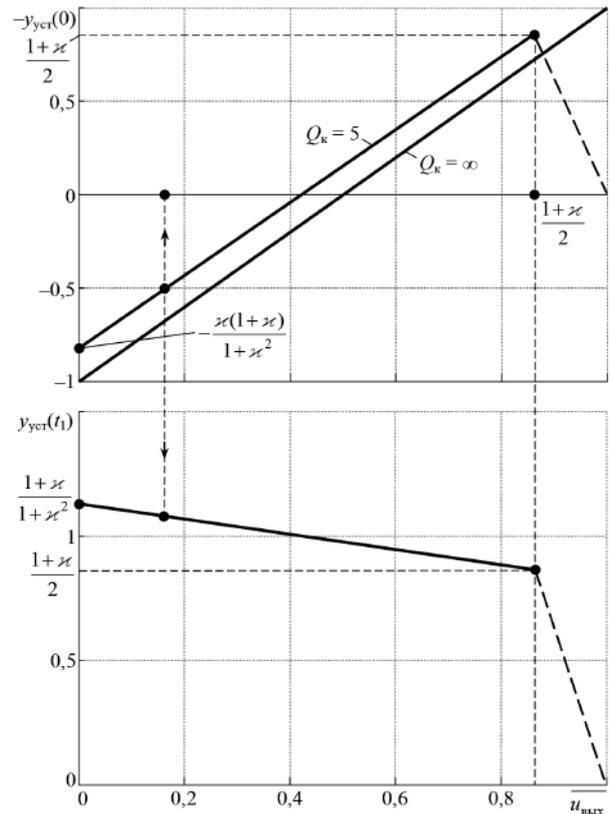


Рис. 5. Графики для установившегося режима, штриховые продолжения которых соответствуют режиму с однополярными импульсами

$$\overline{u_{\text{ВЫХ}}}_{\text{уст}} > -\frac{1 - \varkappa}{2\varkappa},$$

что в установившемся режиме гарантирует формирование положительного импульса тока на интервалах t_1 и t_3 при положительном $u_{\text{ВЫХ}}$.

При подстановке в равенство (33) величины $\overline{u_{\text{ВЫХ}}} < y_{\text{уст}}(0)$ вместо $y_{\text{уст}}(0)$ левая часть этого равенства становится меньше правой:

$$\overline{u_{\text{ВЫХ}}} < \frac{1 + \varkappa}{1 + \varkappa^2} [1 - (1 - \varkappa) \overline{u_{\text{ВЫХ}}}],$$

откуда снова следует неравенство (35), гарантирующее формирование отрицательного импульса тока на интервалах t_2 и t_4 .

По формулам (32), (33) на рис. 5 построены зависимости $-y_{\text{уст}}(0)$ и $y_{\text{уст}}(t_1)$ от $u_{\text{ВЫХ}}$ в диапазоне допустимого изменения $u_{\text{ВЫХ}}$. Проверим зависимости на рис. 5 для положительного значения $y_{\text{уст}}(0) = 0,5$. Как видно на рис. 5, при этом $\overline{u_{\text{ВЫХ}}}_{\text{уст}} \approx 0,1656$, $y_{\text{уст}}(t_1) \approx 1,08$; условия (22) выполняются: $1 - \overline{u_{\text{ВЫХ}}}_{\text{уст}} = 0,834 > y_{\text{уст}}(0) = 0,5$; $\overline{u_{\text{ВЫХ}}}_{\text{уст}} = 0,1656 < y_{\text{уст}}(t_1) = 1,08$; $y_{\text{уст}}(t_1 + t_2) = -y_{\text{уст}}(0) = -0,5 < \overline{u_{\text{ВЫХ}}}_{\text{уст}} = 0,1656$.

Заключение

Таким образом, дан вывод векторно-матричных соотношений, позволяющих проводить поинтервальный расчет переходных и установившихся процессов в ППН. Обоснованы неравенства, отделяющие основной режим с двухполярными импульсами тока в LC -контуре от других возможных установившихся режимов силовой части; построены соответствующие граничные кривые. Обосновано отображение последования, позволяющее наглядно рассматривать процессы в схеме с использованием методов нелинейных колебаний. Полученные результаты сравниваются с известными из ранее опубликованной работы автора и появившейся недавно в зарубежной публикации.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках проекта № 15-48-02189-р_поволжье_а.

Литература

1. Белов Г. А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 120 с.
2. Yung-Fu Huang, Yoshihiro Konishi, Wan-Ju Ho. Series resonant type soft-switching grid-connected single-phase inverter employing discontinuous-resonant control applied to photovoltaic AC module // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011, PP. 989–994.
3. Глебов Б. А., Жигачев В. А. Мостовой резонансный DC/DC-преобразователь с фазовым управлением силовыми транзисторами // Практическая силовая электроника. 2015, № 1 (57), С. 29–35.
4. Feng Weiyi, Mattavelli Paolo, Lee Fred C. Pulsewidth Locked Loop (PWLL) for Automatic Resonant Frequency Tracking in LLC DC-DC Transformer (LLC-DCX) // IEEE Transactions on Power Electronics. 2013, Vol. 28, Issue 4, PP. 1862–1869.
5. Kjaer S. B., Pedersen J. K., Blaabjerg F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules // IEEE Transactions on Industry Applications. 2005, Vol. 41, Issue 5, PP. 1292–1306.
6. Minjie Chen, Afridi K. K., Perreault D. J. A Multilevel Energy Buffer and Voltage Modulator for Grid-Interfaced Microinverters // IEEE Transactions on Power Electronics. 2015, Vol. 30, Issue 3, PP. 1203–1219.
7. Trubitsyn A., Pierquet B. J., Hayman A. K., Gamache G. E., Sullivan C. R., Perreault D. J. High-efficiency inverter for photovoltaic applications // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE-2010). 2010, PP. 2803–2810.
8. Krein P. T., Balog R. S. Cost-Effective Hundred-Year Life for Single-Phase Inverters and Rectifiers in Solar and LED Lighting Applications Based on Minimum Capacitance Requirements and a Ripple Power Port // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC-2009). Twenty-Fourth Annual IEEE. 2009, PP. 620–625.
9. Pierquet B. J., Perreault D. J. A Single-Phase Photovoltaic Inverter Topology With a Series-Connected Energy Buffer // IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, Vol. 2, Issue 10, PP. 4603–4611.
10. Krishnaswami H. Photovoltaic microinverter using single-stage isolated high-frequency link series resonant topology // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE-2011). 2011, PP. 495–500.
11. Ройтенберг Я. Н. Автоматическое управление: учеб. пособие. — М.: Наука, 1978. — 552 с.
12. Бутенин Н. В., Неймарк Ю. И., Фуфаев Н. А. Введение в теорию нелинейных колебаний. — М.: Наука, 1987. — 384 с.
13. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. — М.: Физматгиз, 1986. — 544 с.
14. Тиристорные преобразователи высокой частоты / Е. И. Беркович, Г. В. Ивенский, Ю. В. Иоффе и др. — Л.: Энергия, 1973. — 200 с.

Белов Геннадий Александрович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, тел.: 8-960-301-09-21; e-mail: belovga_chuvsu@rambler.ru.

С. Б. Резников, А. В. Лавринович, И. А. Харченко

УНИФИЦИРОВАННО-МОДУЛЬНЫЙ СИНТЕЗ СИЛОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ АВИАЦИОННО-КОСМИЧЕСКИХ КОМБИНИРОВАННЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННО-ПОСТОЯННОГО ТОКА

Часть 4. Модульная архитектура многофункциональных импульсных преобразователей частоты и регуляторов параметров переменного-постоянного напряжения

S. B. Reznikov, A. V. Lavrinovich,
I. A. Kharchenko

В работе рассмотрена модульно-масштабируемая архитектура многофункциональных импульсных преобразователей частоты (ИПЧ) и регуляторов параметров переменного-постоянного напряжения (РПН). Авторами модернизированы известные и предложены принципиально новые (инновационно-прорывные) схемотехнические решения для построения энергоэкономичных, компактных и высоконадежных ИПЧ и РПН. Указанные решения защищены приоритетом РФ.

Работа предназначена для разработчиков авиационно-бортовых СЭС, а также представляется полезной для широкого круга разработчиков импульсных преобразователей силовой электроники и вторичных источников питания автономных авиационно-бортовых систем электропитания.

Ключевые слова: управляемый инвертер, многофункциональный преобразователь частоты, унифицированные модули.

Synthesis of unified-modular power circuits for multifunctional switched mode converters for aerospace combined AC-DC electrical power systems
Part 4. Modular architecture of multifunctional frequency converters and AC-DC voltages parameters regulators

The paper considers modular-scaled architecture of multifunctional switched mode frequency converters (SMFC) and AC-DC voltages parameters regulators (VPR). The authors updated conventional and suggested crucially new (innovation and breakthrough) schematic solutions for designing energy saving compact and highly reliable SMFCs and VPRs. The patents of Russian Federation protect these solutions.

This work is meant for the designers of aviation on-board electric power systems and may be useful for a wide circle of designers of switched mode power supplies and secondary electric power sources for off-line aviation on-board electric power systems.

Key words: controlled inverter, multifunctional frequency converter, unified modules.

Многофункциональные импульсные преобразователи частоты (ИПЧ) и регуляторы параметров переменного-постоянного тока являются наиболее универсальными преобразователями силовой электроники и представляют собой комбинацию более простых преобразователей (обратимых конверторов, инверторов и выпрямительно-инверторных преобразователей), рассмотренных в предыдущих трех частях этого цикла статей.

Известные структуры и схемы ИПЧ имеют целый ряд существенных недостатков, среди которых можно особо отметить непригодность к модульно-масштабируемой архитектуре, низкие к. п. д., качество электроэнергии и надежность (термостойкость, долговечность и ремонтпригодность), большие масса, габариты и уровень помехоэмиссии (кондуктивной и электромагнитно-полевой).

Устройства однокаскадного преобразования частоты получили название преобразователей

частоты с непосредственной связью или просто – непосредственных преобразователей частоты (НПЧ) [1]. За рубежом непосредственные преобразователи повышенной частоты в низкую были названы циклоконвертерами [1, 2]. Как правило они выполняются в виде реверсивных выпрямителей на однооперационных тиристорах с отстающим фазовым (“вертикальным”) управлением моментами отпирания и естественным запирающим. Их применение ограничивается системами с первичной трехфазной, а чаще – многофазной сетью повышенной частоты (например, нестабильной частоты 360 ... 800 Гц и более – в первичных подсистемах генерирования авиабортных СЭС). При этом удовлетворительное качество выходной электроэнергии достигается за счет относительно громоздких выходных LC-фильтров, которые помимо большой массы, имеют низкую надежность и снижают быстроедействие регулирования амплитуды, частоты

и фазы выходного синусоидального напряжения. Кроме того, тиристорные НПЧ имеют низкий коэффициент потребляемой мощности и как следствие — большие тепловые потери и ухудшение качества электроэнергии в цепях первичного питания. В зависимости от уровня сложности схемы НПЧ могут быть однонаправленными и двунаправленными (обратимыми). Последние могут питать активно-индуктивные нагрузки, а также осуществлять рекуперацию энергии из нагрузки в питающую сеть.

Двух- и более каскадные преобразователи со структурой: выпрямитель — автономный инвертор принято называть преобразователем частоты с промежуточным выпрямлением или со звеном постоянного тока или напряжения (ПЧ-ЗПТ/Н) [1, 3, 4]. Для обеспечения двунаправленности (обратимости) преобразования ПЧ-ЗПТ/Н выполняется по следующей структуре: два встречно включенных обратимых выпрямительно-инверторных преобразователя (ОВИП) с промежуточным звеном постоянного тока и напряжения [8, 9].

Важным достоинством обратимых преобразователей частоты со звеном постоянного тока или напряжения (ОПЧ-ЗПТ/Н) является возможность реализации их многофункциональности, рассмотренной ниже.

Наиболее существенным недостатком большинства известных ОПЧ-ЗПТ/Н является отсутствие общего нейтрально-нулевого вывода для входа и выхода, а также среднотенциального вывода для ЗПН. В этой связи все рассматриваемые ниже схемы трехфазных ОПЧ-ЗПТ/Н имеют такой вывод, который во многих случаях целесообразно заземлять на корпус устройства и транспортный объект.

Промежуточное звено постоянного тока или напряжения может быть бестрансформаторным или содержать трансформатор (тока или напряжения), обеспечивающий гальваническую развязку разнопотенциальных цепей, согласование параметров тока и напряжения и возможность заземления общего нейтрально-нулевого вывода входа и выхода. При выборе трансформатора для гальванической развязки предпочтение следует отдать трансформатору тока, не требующему установки антинасыщающего устройства симметрирования вольт-секундных параметров разнополярных импульсов питающего напряжения.

Модернизация обратимых преобразователей частоты с бестрансформаторным звеном постоянного тока (ОПЧ-БТЗПТ) на базе обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП) с промежуточным реактором

К недостаткам классических трехфазных ОВИП, выполненных в виде управляемых (обычно — тиристорных) мостов относятся: низкое качество электроэнергии переменного тока (несинусои-

дальность токов и как следствие — напряжений и инерционность их регулирования), низкий коэффициент мощности, большие помехоизлучения, а также большие тепловые потери в цепях питания и нагрузок и большие масса и габариты индуктивно-емкостных трехфазных фильтров переменного тока. Для исправления этих недостатков совершенно недостаточно применения вместо тиристорных современных транзисторных ключей. Необходимо радикально изменить принципы формирования синусоидальных токов и напряжений с помощью ключевых транзисторов.

В [7, 8] описан предложенный авторами новый для силовой электроники принцип формирования выходного синусоидального тока (напряжения) с помощью модуляторного и демодуляторного каскадов, разделенных промежуточным накопительно-демодуляторным реактором (трансреактором). С помощью широтно-импульсного модулятора (ШИМ) в реакторе (трансреакторе) формируется модульно-синусное потокосцепление:

$$\Psi(t) = \Psi_0 |\sin(\omega t + \varphi_0)|,$$

а с помощью демодулирующего (мостового или полумостового) коммутатора тока формируются синусоидальные выходные ток и напряжение:

$$I(t) = I_0 \sin(\omega t + \varphi_I) \quad \text{и} \quad U(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi_U).$$

Этот принцип, в частности, может быть применен для модернизации и объединения классических схем тиристорных циклоконверторно-обратимых непосредственных преобразователей частоты (ЦК-ОНПЧ) [7] и двухкаскадных (двумостовых) выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП_{1,2}) или ИПЧ с промежуточным выпрямлением.

На рис. 1 представлены силовые схемы 3/1-фазных ЦК-ОНПЧ с накопительно-демодулирующими трансреакторами (Т—L): а) с одним трансреактором и б) с тремя трансреакторами, а также фазовременные диаграммы выпрямленных напряжений (U_d), полных потокосцеплений трансреакторов ($\Psi_{Т-Л}$) и выходного однофазного напряжения ($U_{А2-Н}$) (в). Под полностью управляемыми вентилями, изображенными на рис. 1, подразумеваются однонаправленные транзисторные ключи, например, IGBT с обратно-блокирующим диодом, или двухоперационные тиристоры.

Первая схема ЦК-ОНПЧ (рис. 1а) содержит входной трехфазный и выходной однофазный мостовые коммутаторы (МК1 и МК2), встречно соединенные между собой выводами постоянного тока через обмотки (L1 и L2) накопительно-демодулирующего трансреактора (Т—L_{Н/Д}). Выводы переменного тока коммутаторов зашунтированы емкостными фильтрами (C_{Ф1} по схеме заземленной звезды и C_{Ф2} с заземлением одного вывода). Выводы постоянного тока первого коммутатора зашунтированы обратной двухтранзисторной стойкой (VT_{Ш1,2})

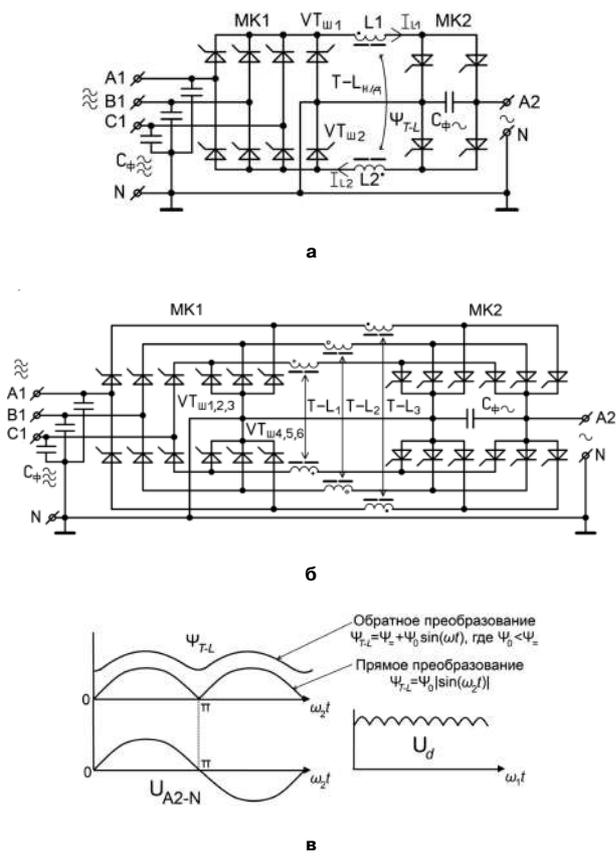


Рис. 1

с заземленным средним выводом, используемой для сохранения полного потокосцепления Ψ трансреактора ($T-L_{H/D}$) в паузах между высокочастотными переключениями транзисторов МК1,2 при их широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В ШИМ-режиме МК1 и МК2 позволяют реализовать двунаправленные повышение и понижение среднеимпульсных значений переменных напряжений $U_{A1, B1, C1-N}$ и U_{A2-N} . При прямом преобразовании обеспечивается синусоидальная форма выходных тока и напряжения благодаря модуляции среднеимпульсного значения полного потокосцепления трансреактора по закону:

$$\Psi_{T-L} = \Psi_0 |\sin(\omega_2 t + \varphi_\Psi)|$$

с последующей демодуляцией (перекоммутацией направлений протекания в цепи нагрузки) токов ($I_{L1,2}$) и формирования синусоидального выходного тока и, соответственно, выходного напряжения (при линейной нагрузке).

Важным достоинством использования двухобмоточного трансреактора вместо промежуточного реактора в классических схемах преобразователей частоты [1, 7] является однонаправленность (отсутствие реверса) полного потокосцепления трансреактора при переключениях направлений преобразования. Это позволяет повысить быстродействие регулирования и качество переходных

процессов в замкнутой системе управления преобразователем с отрицательными обратными связями по формам и параметрам токов и напряжений. Другим достоинством этой схемы является использование межкоммутационных (нулевых) пауз с сохранением потокосцепления Ψ_{T-L} за счет закорачивания цепей токов I_{L1} и I_{L2} , позволяющее обеспечить статическую устойчивость системы регулирования потокосцепления при сохранении его непрерывности в течение каждого полупериода выходного тока (при прямом преобразовании).

Существенным недостатком рассмотренной схемы (рис. 1а) является низкое качество электроэнергии в трехфазной сети, а именно: прерывистые (прямоугольно-импульсные) токи с несинусоидальной огибающей и низкое значение коэффициента мощности, коррекция которого осуществляется только на этапах повышения напряжения.

Вторая схема ЦК-ОНПЧ с тремя трансреакторами (рис. 1б) позволяет отдельно регулировать формы фазных токов в трехфазной сети, обеспечивая при надобности синусоидальность их огибающих и более высокий коэффициент мощности. Однако это достигается за счет утроения двухключевых стоек МК2 и шунтирующих стоек ($VT_{ш1,2,3} - VT_{ш4,5,6}$). Если выходная сеть также является трехфазной, то эта схема полностью утраивается, становясь практически неприемлемой из-за сложности, громоздкости и низкой надежности. Помимо указанного недостатка следует напомнить об отсутствии гальванической развязки между входом и выходом, снижающей надежность устройства и его электробезопасность, а также о его узких функциональных возможностях из-за отсутствия промежуточного звена постоянного напряжения.

Структура многофункционального каскадного обратимого преобразователя частоты с промежуточными индуктивно-емкостными звеньями постоянного тока и напряжения (ОПЧ-ЗПТН)

Классические ОПЧ-ЗПТН, содержащие входной управляемый мостовой выпрямитель (с функцией обратного инвертора тока), Г-образный LC-фильтр низкой частоты и выходной мостовой инвертор напряжения (с функцией обратного неуправляемого выпрямителя), рассмотренные в [3] обладают узкими функциональными возможностями и практически неприменимы в транспортно-бортовых СЭС.

Авторами предлагаются два схемотехнических решения для модульной (модульно-масштабируемой) архитектуры многофункциональных ОПЧ-ЗПТН двух видов: а) бестрансформаторных и б) трансформаторных (с гальванической развязкой). Эти решения объединены в обобщенной структуре.

На рис. 2 показана обобщенная структура ОПЧ-ЗПТН на базе обратимого трансформаторного импульсного конвертора (ОТИК с инверторным

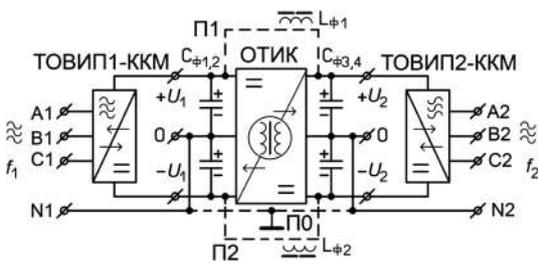


Рис. 2

звеном высокой частоты) и трехфазных обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ТОВИП1,2) с коррекцией коэффициента мощности (ККМ). Для реализации бестрансформаторного варианта вместо ОТИК могут быть включены переключки (П0,1,2) или фильтровые дроссели (L1,2). Заметим, что заземляющую переключку (П0) рекомендуется использовать и в трансформаторном варианте, если обе трехфазные сети позволяют заземлять нейтрально-нулевые выводы на корпус объекта.

К основным функциональным возможностям ОПЧ-ЗПН относятся следующие:

- выпрямительное (трансформаторно-выпрямительное) устройство с коррекцией коэффициента мощности (ВУ или ТВУ с ККМ) и с расщеплением и регулированием выходных каналов (например, 0 ± 135 В или 0 ± 270 В, 27 В) и U_- – var для питания двигателей постоянного тока);
- регулируемый обратимый конвертор с гальванической развязкой со среднотенциальными выводами и с произвольно заданной внешней характеристикой;
- два гальванически развязанных однофазных или трехфазных регулируемых инвертора синусоидальных токов (напряжений) (РИСТ/ $H_{1,2}$);
- трехфазный статический синхронный компенсатор реактивной мощности (СК), а также якорный возбудитель асинхронного генератора или стартер-генератора (ЯВ_{АГ} или ЯВ_{АС/Г});
- трехфазный обратимый преобразователь частоты с гальванической развязкой (ТОПЧ).

Схемы обратимых трансформаторных импульсных конверторов (ОТИК)

На рис. 3 представлена силовая схема обратимого трансформаторного импульсного конвертора (ОТИК) с промежуточными параллельно-расщепленными трансформаторными инверторами прямоуглольного тока (ИПТ1,2) и накопительным трансреактором (Т–L_н). Каждый ИПТ содержит две транзисторно-диодные стойки (VT1–VD1 и VT2–VD2) и трансформатор тока (ТТ1), имеющий первичную обмотку N1 со средним выводом и две вторичные обмотки (N2,3), подключенные через выпрямители (B1,2) к входным и выходным выво-

дам ($\pm U_1$ и $\pm U_2$), зашунтированным фильтровыми конденсаторами (CФ1,2). Переключения цепей питания ИПТ для прямого и обратного преобразования энергии осуществляется с помощью двухпозиционных трехвыводных управляемых переключателей (П1,2), которые могут быть либо электромеханическими, либо полупроводниковыми (“твердотельными”), в зависимости от требований к надежности и быстродействию. Трансформаторы тока (ТТ1 и ТТ2) инверторов прямоуглольного тока (ИПТ1,2) могут иметь общий магнитопровод (на рис. 3 магнитная связь обозначена M_{ТТ}) однако более предпочтительным представляется отдельно-модульное исполнение идентичных по составу и зеркально-симметричных по схеме верхней и нижней частей ОТИК, что может способствовать повышению надежности и ремонтпригодности.

Работа инверторов прямоуглольного тока (ИПТ1,2) не требует подробного описания. Следует, однако, отметить рациональность и простоту полезной утилизации электромагнитной энергии индуктивностей рассеяния трансформаторов тока путем ее передачи через обратные диоды (VD1,2) и переключатели (П1,2) обратно в фильтровые конденсаторы (CФ1,2) для дальнейшего использования. Это позволяет повысить к. п. д. устройства и исключить коммутационные перенапряжения на транзисторных ключах без специальных защитно-ограничительных цепочек со снабберными конденсаторами.

Если напряжение на нагрузке, приведенное через коэффициент трансформации к первичной обмотке трансформатора, превышает напряжение питания, то можно применить режим “повышения” напряжения, аналогичный используемому в обратныхходовых трансреакторных импульсных конверторах. В этом режиме сначала включают одновременно оба ключа (VT1 и VT2), и полное потокоосцепление трансреактора (Т–L_н) нарастает вместе с током через “закороченный”

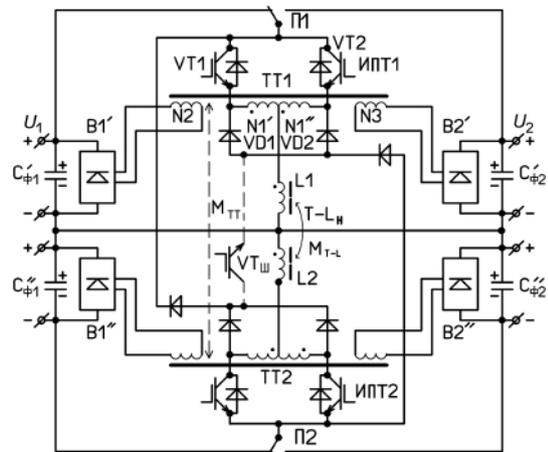


Рис. 3

трансформатор. Затем один из ключей (поочередно для каждого полупериода ШИМ) выключают, и указанное потокосцепление частично плавно спадает вместе с током, протекающим, например, по цепи: $L1 - C''_{\phi} - P2 - VD1,2 - N1 - L1$, поддерживаемый э. д. с. самоиндукции обмотки $L1$ трансреактора. При этом доза накопленной электромагнитной энергии трансреактора передается в нагрузку через вторичную обмотку трансформатора и выходной выпрямитель.

Если установить шунтирующий транзисторный ключ $VT_{Ш}$ (показанный на рис. 3 пунктиром), то появляется возможность между моментами окончания нарастания потокосцепления трансреактора и начала его спада ввести регулируемую временную паузу с приблизительным сохранением потокосцепления. Это позволяет использовать трансреактор в качестве регулируемого промежуточного накопителя энергии, а также обеспечить статическую устойчивость в процессе регулирования и стабилизации за счет дуального управления (двумя параметрами: коэффициентом заполнения импульса и относительной длительностью паузы).

На рис. 4 представлена силовая схема ОТИК с симметричным инвертором прямоугольного тока, накопительным трансреактором ($T-L_H$) и уравнительными делителями напряжения (УДН1,2). Инвертор выполнен на базе двухобмоточного трансформатора тока (ТТ) со средними выводами обмоток, включенных каждая во входную диагональ соответствующего мостового выпрямителя, зашунтированного по выходу двухконденсаторной фильтровой стойкой ($C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$). Питание на инверторы подается через соответствующие обмотки ($L1,2$) трансреактора, охваченные вместе с обмотками трансформатора шунтирующими транзисторами ($VT_{Ш1,2}$). Эта схема ОТИК выгодно отличается от первой схемы (на рис. 3) отсутствием переключателей направления преобразования, что придает ей более высокое быстродействие при реализации замкнутой системы регулирования и стабилизации.

Схемы обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП)

Помимо двунаправленности (обратимости) преобразования основными требованиями к ОВИП являются: наличие общего для входа и выхода нейтрально-нулевого и среднотенциального вывода (желательно — заземленного), позволяющего выполнять ОВИП в трехфазном варианте, и наличие корректора коэффициента мощности (ККМ), снижающего тепловые потери и сохраняющего качество питающей электроэнергии переменного тока.

На рис. 5 представлены варианты силовых схем ОВИП с корректором коэффициента мощности (ККМ), импульсным делителем напряжения

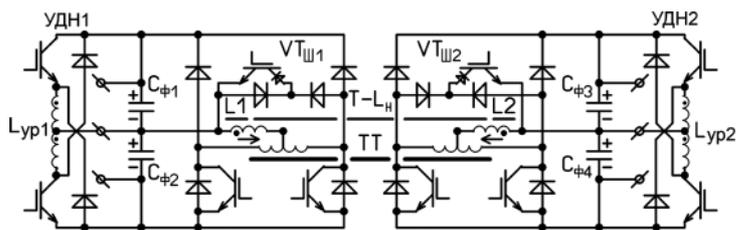
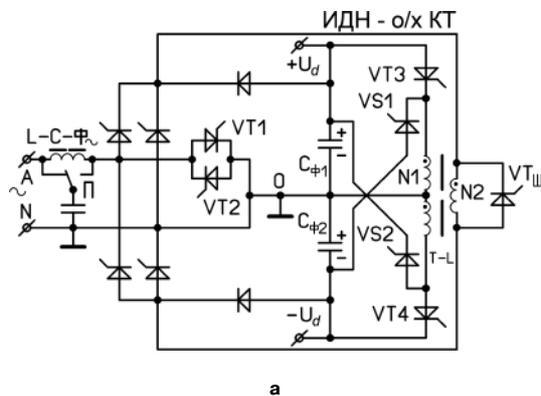
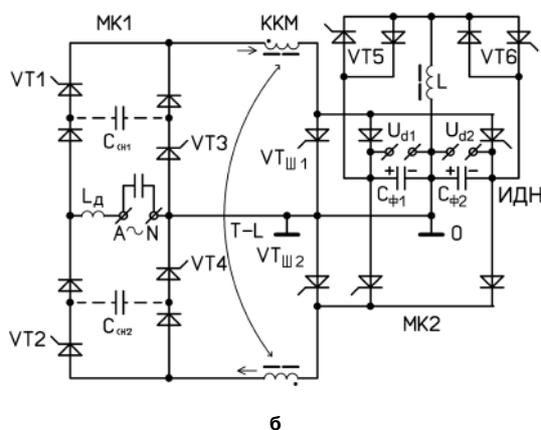


Рис. 4

(ИДН) и накопительным трансреактором ($T-L$): а) с Виенна-выпрямителем (В-В) и обратно-ходовым конвертером тока (о/х КТ); б) с двумя мостовыми коммутаторами (МК1,2). Эти схемы являются упрощенными вариантами схем, рассмотренных в [7]. Оба варианта схем могут рассматриваться как однофазные фрагменты трехфазных ОВИП (ТОВИП), т.к. имеют общий нейтрально-нулевой вывод для входа и выхода (на рис. 5 он заземлен). Под управляемыми вентилями на схемах подразумеваются однонаправленные транзисторные ключи (например, $RB-IGBT$ с обратнo-блокирующими диодами) или двухоперационные (запираемые по управлению) тиристоры ($GTO, IGCT$). В обеих схемах установлены шунтирующие ключи ($VT_{Ш}$), позволяющие регулировать величину накапливаемой трансреактором электромагнитной энергии и обеспечить статическую устойчивость системы регулирования и стабилизации выходных парамет-



а



б

Рис. 5

тров ОВИП.

К достоинствам первой схемы (рис. 5а) можно отнести меньшее число п/п элементов и более простое управление. Однако к ее недостатку относится наличие двухпозиционного переключателя (П), который в случае его замены на полупроводниковый эквивалент добавляет два симистора или четыре тиристора. Еще одним ее недостатком является требование превышения напряжения на выходной конденсаторно-фильтровой стойке ($C_{Ф1,2}$) над удвоенной амплитудой питающего напряжения переменного тока из-за бустерного (повышающего) режима работы ККМ в схеме Виенна-выпрямителя (на базе транзисторных ключей VT1,2). Следует заметить, что при работе импульсного делителя напряжения (ИДН) в режиме обратногоходового конвертора тока (при обратном преобразовании) набор электромагнитной энергии (нарастание полного потокосцепления) трансреактора (Т–L) может осуществляться поочередным включением одного из транзисторов (VT3,4) или сразу обоих, что позволяет одновременно совместить выполнение функций ИДН и КТ. Это также можно отнести к достоинствам первой схемы по отношению ко второй, в которой ККМ и ИДН разделены и схемно и функционально.

К недостаткам второй схемы (рис. 5б) можно отнести: а) необходимость установки снабберных конденсаторов ($C_{СН1,2}$) и демпферного дросселя (L_D) для обеспечения режима ККМ с понижением напряжения без коммутационных перенапряжений на транзисторах (VT1, 2, 3, 4) и для обеспечения непрерывного входного тока и б) наличие цепи для возможного “сквозного сверхтока” при несанкционированном одновременном включении двух транзисторов (VT5 и VT6, например, из-за помех в управляющих драйверах). Однако второй недостаток легко исключить путем замены схемы ИДН на автотрансформаторную – аналогичную схеме ИДН на рис. 5а, но без вторичной обмотки (N2), с заменой двух обратных диодов на обратные тиристоры (VS1,2), если требуется раздельное регулирование напряжений U_{d1} и U_{d2} .

Схемы регуляторов переменного-постоянного напряжения

Регуляторы переменного-постоянного напряжения (РППН) можно отнести к частным случаям преобразователей частоты, позволяющим существенно упростить их схемы, если не требуется регулировать частоту и временную фазу переменного напряжения (т. е. величину: $(\omega t + \Psi_U)$, задаваемую питающим напряжением).

На рис. 6 приведены схемы включения и принципиальные схемы импульсных регуляторов переменного-постоянного напряжения (РППН) на базе 3/1-фазного ЦК-ОНПЧ в режиме обратимого импульсного синхронно-реверсивного конвертора со

знакопеременным питанием: а) с преобразованием полной мощности; б) с преобразованием мощности вольтдобавки; в) схема “а” в двухмостовой форме. Расщепление схем позволяет в однофазном варианте наращивать суммарную мощность при ограниченных токах транзисторных ключей. Благодаря двум мостовым коммутаторам (МК1,2) и расщепленному реактору (трансреактору Т–L) для обоих направлений преобразования режим может быть и понижающим и повышающим, причем без реверса полного потокосцепления Т–L при переключениях этих направлений и полярностей напряжений, что является важным фактором для быстрогодействия системы регулирования и стабилизации параметров выходного напряжения и коррекции коэффициента потребляемой мощности. Эти же схемы могут рассматриваться как однофазные фрагменты (модули) трехфазных РППН [10].

В тех случаях, когда требуется обязательная гальваническая развязка между питающей сетью и выходом РППН последний может содержать развязывающий трансформатор, желательно – высокочастотный. На рис. 7 приведены две принципиальные силовые схемы РППН на базе трансформаторного импульсного модуляторно-демодуляторного высокочастотного звена (с трансформатором напряжения ТН) и двумя трехуровневыми полумостовыми ШИМ-инверторами с реверсивным питанием: а) с семью ключевыми инверторами; б) с девятью ключевыми инверторами; в) диаграмма трансформаторного напряжения.

В этой схеме трансформатор напряжения не тре-

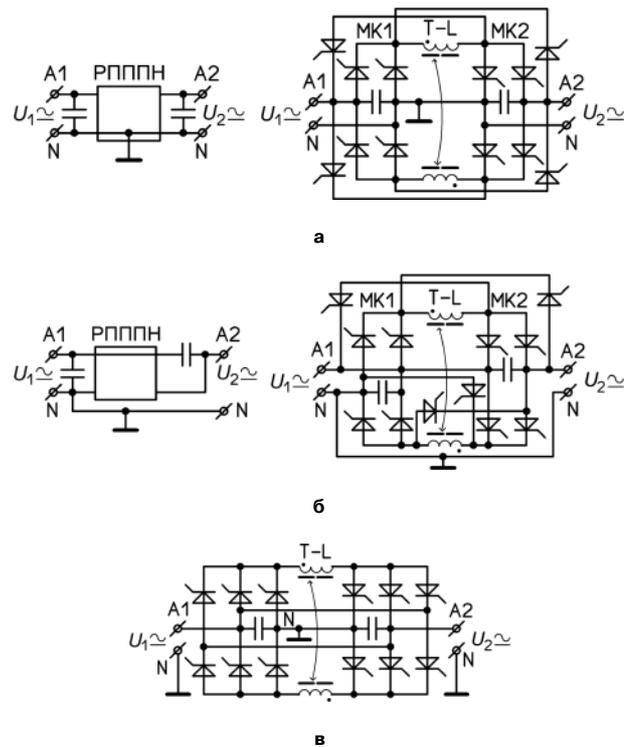


Рис. 6

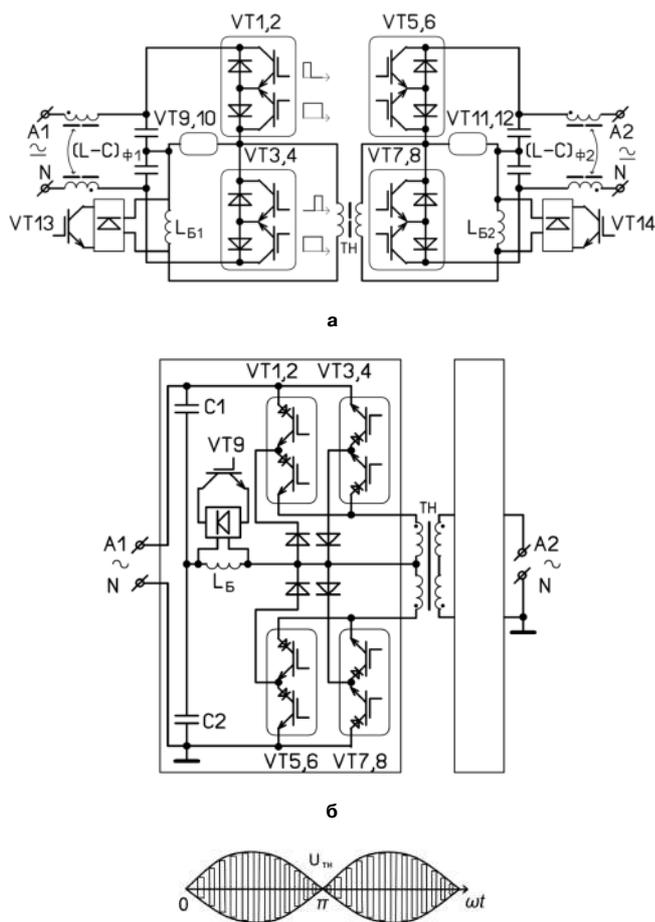


Рис. 7

бует специального антيناesyщающего симметрирования вольтсекундных параметров разнополярных питающих высокочастотных импульсов благодаря наличию разделительно-фильтровых конденсаторов (C_{ϕ}) с относительно малой электроемкостью. Вторая из этих схем защищена от “сквозных сверхтоков” при несанкционированном включении ключей из-за воздействия на схему управления электромагнитного импульса молнии.

В заключение этого раздела следует указать на одно из важных применений, рассмотренных РППН, а именно – в качестве синхронного компенсатора реактивной мощности в системах якорного самовозбуждения магистральных асинхронных стартер-генераторов, например – в авиабортовых СЭС [10]. Это позволяет существенно снизить массу и повысить надежность, к. п. д. и качество электроэнергии подсистем генерирования автономных транспортно-бортовых систем электроснабжения, прежде всего – полностью электрифицированных самолетов (ПЭС).

Заключение

В работе рассмотрена модульно-масштабируемая архитектура многофункциональных импульсных преобразователей частоты (ИПЧ) и регуляторов параметров переменного-постоянного напряжения (РППН). Авторами модернизированы известные и предложены принципиально новые (инновационно-прорывные) схемотехнические решения для построения энергоэкономических, компактных и высоконадежных ИПЧ и РППН: обратимых преобразователей частоты с бестрансформаторным звеном постоянного тока, многофункционального каскадного обратимого преобразователя частоты с промежуточными индуктивно-емкостными звеньями постоянного тока и напряжения; обратимых трансформаторных импульсных конверторов; обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей, а также бестрансформаторных и трансформаторных импульсных РППН. Указанные решения защищены приоритетом РФ.

Работа предназначена для разработчиков импульсных преобразователей силовой электроники и вторичных источников питания авиационно-космических систем электроснабжения, в особенности – полностью электрифицированных самолетов, а также представляется полезной для широкого круга специалистов в области транспортной силовой электроники.

Продолжение следует.

Литература

1. *Зиновьев Г. С.* Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров/ Г.С. Зиновьев – 5-е изд. испр. и доп. – М.: Издательство Юрайт, 2012. – 667 с. – Серия: Бакалавр. Углубленный курс.
2. *Джюджи Л., Пелли Б.* Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
3. *Б. Карлов, Е. Есин.* Современные преобразователи частоты: методы управления и аппаратная реализация. – Силовая Электроника, № 1, 2004, С. 50–54.
4. *С. Резников, С. Коняхин, А. Соколов,* Регулируемые преобразователи частоты для питания высоковольтных двигателей переменного тока от промышленной сети. – Компоненты и технологии, № 2, 2007, С. 100–103.
5. *С. Резников, И. Соловьев, Н. Гуренков,* Импульсные регуляторы амплитуды с коррекцией формы переменного напряжения для транспортных и стационарных электроэнергосистем. Силовая Электроника, №4, 2007, С. 60–62.
6. *С. Б. Резников, В. В. Бочаров, А. В. Лавринович, И. А. Харченко.* Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофунк-

ональных импульсных преобразователей для авиационно- космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 1. Унифицированные базовые модули обратимых импульсных конверторов с промежуточным индуктивным накопителем. — Практическая силовая электроника, № 4 (56), 2014 г, С. 17–26.

7. С. Б. Резников, В. В. Бочаров, А. В. Лавринович, И. А. Харченко. Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно- космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 2. Унифицированные базовые модули обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с корректором коэффициента мощности и накопительно-демодулирующими реакторами. — Практическая силовая электроника, № 1 (57), 2015, С. 46–55.

8. С. Б. Резников, А. В. Лавринович, И. А. Харченко. Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно- космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 3. Унифицированные базовые модули конверторно-инверторных многофункциональных импульсных преобразова-

телей с регулируемыми инверторами синусоидальных токов и напряжений. — Практическая силовая электроника, № 3 (59), 2015, С. 35–42.

9. С. В. Аверин, А. Н. Данилина, Ю. Г. Следков. Бортовой преобразователь частоты с рекуперацией электроэнергии. — Практическая силовая электроника, № 2(50), 2013, С. 13–16.

10. Резников С. Б., Бочаров В. В., Храмченко И. А. Электромагнитная и электроэнергетическая совместимость систем электроснабжения и вторичных источников питания полностью электрифицированных самолетов/ под ред. С. Б. Резникова М.: Изд-во МАИ, 2014. — 160 с.

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры “Теоретическая электротехника” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-4529; e-mail: rezn41@mail.ru;

Харченко Игорь Александрович, к. т. н., доцент кафедры “Теоретическая электротехника” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-4529; e-mail: ihar@mail333.com;

Лавринович Андрей Вячеславович, аспирант кафедры “Теоретическая электротехника” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: (926) 104-5889; e-mail: rewersion@yandex.ru.

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

ИНДИКАЦИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ АВАРИЙНОЙ ДУГИ В АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВОЛЬТАМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НАГРУЗОК

E. V. Mashukov, G. M. Uliashchenko,
D. A. Shevtsov, K. V. Kulikovskiy

Arc of a Consecutive Type Fault Detection in Aircraft DC
systems Using Voltage-Current Characteristic of Loads

В статье рассмотрен метод индикации аварийного электрического дугового разряда последовательного типа, основанный на отслеживании средних значений потребляемого тока и сравниваемый со статическими ВАХ нагрузки в установившихся режимах.

The paper considers an arc of a consecutive type fault detection based on monitoring the average value of the consumption current and its comparison with the static voltage-current characteristic of a load in steady-state mode.

Ключевые слова: авиационная система электроснабжения, коммутационно-защитная аппаратура, центр управления нагрузками, аварийный электрический дуговой разряд.

Key words: aircraft electric power system, switchgears-protection set, load management center, fault electric discharge.

В работе [1] изложен метод индикации аварийных дуговых разрядов последовательного типа, основанный на сравнении текущих значений нагрузочных токов с их эталонными значениями, синтезированными с помощью аналоговых моделей нагрузок, описывающих цепи их питания. Метод потенциально универсален, но достоверен только при корректности моделей, что во многих случаях трудно обеспечить ввиду отсутствия нормативных документов, содержащих полные математические описания нагрузок со стороны их питания.

Проблема описания нагрузок упростится, если отслеживать не мгновенные, а только средние значения тока, а в основу моделей нагрузок, построенных с учетом средних значений токов и напряжений, положить статические вольтамперные характеристики (ВАХ) нагрузок, описывающих цепи их питания в установившихся режимах. При возникновении неаварийных переходных процессов на срабатывание защиты предполагается накладывать запрет.

На рис. 1 приведена функциональная схема индикации дуги (ИД) для цепей с RL -нагрузками, имеющими пусковые токи. К таким нагрузкам можно отнести, например, мощные электромагнитные контакторы, содержащие пусковую и удерживающую обмотки.

Среднее значение тока сравнивается на входе компаратора К1 с опорным уровнем тока, установленного на 25...30% ниже номинального. Переходные отклонения напряжения сети контролируются компараторами К3 и К4, настроенными на нижнюю и верхнюю границы поля допуска установившихся режимов сети. Пусковой режим нагрузки блокируется цепью временной задержки ЦЗ и компаратором

К5. Компаратор К2 отслеживает режим нулевого тока.

На рис. 2 приведена компьютерная модель ИД. Собственно модель содержит следующие узлы:

- компаратор сравнения на микросхеме U1;
- интегратор, описанный в [1], с диодной матрицей на входе блокировки;
- компараторы повышенного и пониженного напряжений сети на микросхемах U3, U5;
- каскад временной задержки на R16, C2, U4;
- компаратор нулевого тока на U2;
- двухкаскадное “зеркало тока” на транзисторных парах Q1–Q2 и Q3–Q4, передающее информа-

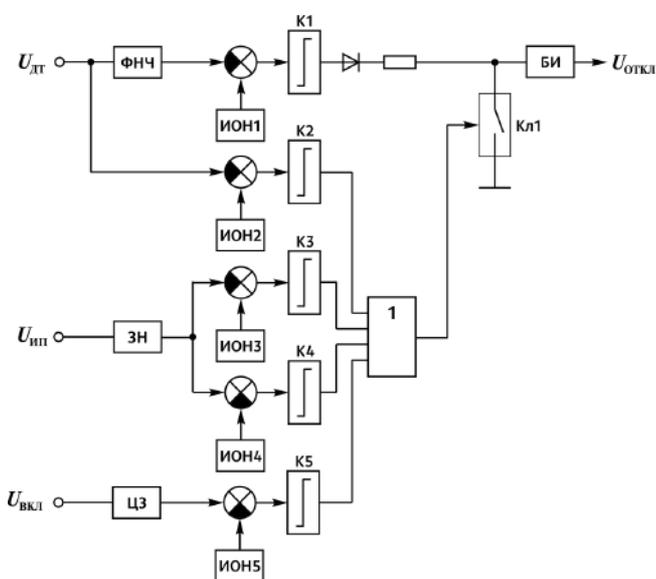


Рис. 1. Функциональная схема ИД для RL -нагрузок с пусковыми токами

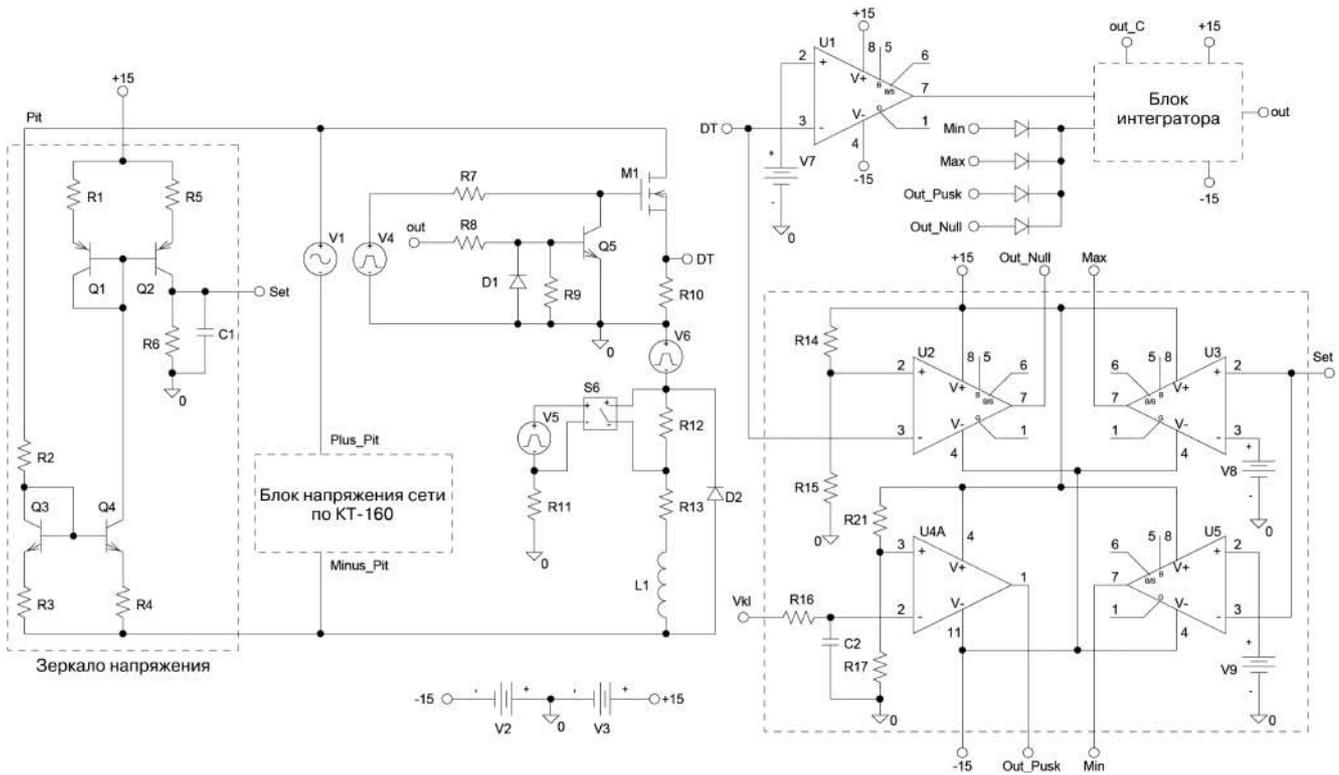


Рис. 1. Функциональная схема ИД для RL-нагрузок с пусковыми токами

цию о напряжении в сети в схему ИД относительно ее общей точки.

Узлы, не входящие в модель:

- силовой МДП ключ АЗК на M1 с датчиком тока R10 и отключающим транзистором Q5;
- цепь нагрузки, содержащая дроссель L1, резисторы R12 и R13, отражающие сопротивления удерживающей – и пусковой обмоток и коммутирующий их ключ S6;
- комбинация источников постоянного напряжения, переключателей и управляющих источников, описанная в [1] и воспроизводящая испытательные циклы напряжения сети.

Пунктиром выделен каскад блокировок, содержащий четыре узла: узел нулевого тока, блокировки пусковых режимов, блокировки переходных режимов сети.

На рис. 3, 4 приведены временные диаграммы процессов в схеме при ликвидации спокойной и прерывистой дуги. Содержание диаграмм таково: верхние – напряжение с датчика тока $V(DT)$ и напряжение опорного источника $V(V7+)$, средние – напряжения с выходов каскадов, блокирующих интегратор при пуске (out_Pusk), повышении напряжения сети ($Maks$) и понижении этого напряжения (Min). На нижних диаграммах приведены

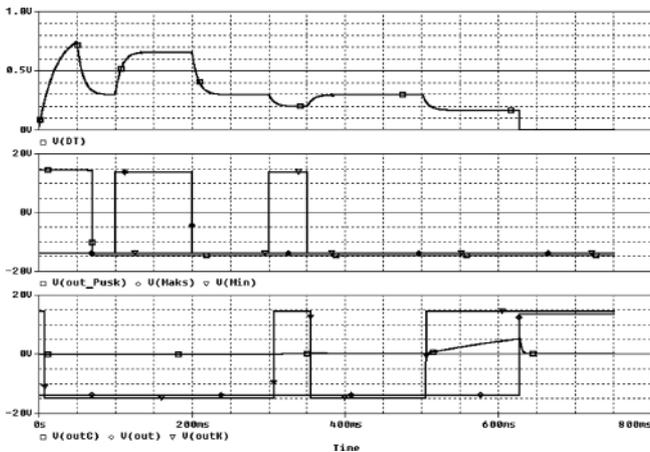


Рис. 3. Временные диаграммы к схеме рис. 2 при ликвидации спокойной дуги

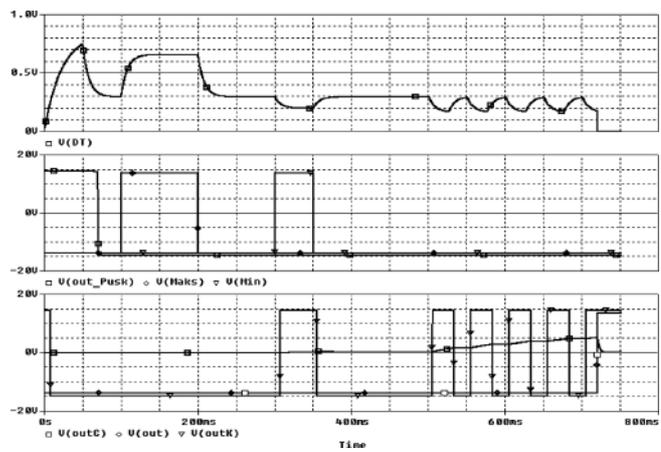


Рис. 4. Временные диаграммы к схеме рис. 2 при ликвидации прерывистой дуги

напряжения на выходе сравнивающего компаратора (out_K), конденсаторе интегратора (out_C) и выходе всей схемы (out). Результаты моделирования иллюстрируют работоспособность схемы в рамках технологических изменений тока нагрузки относительно его номинального значения ($\pm 10...15\%$).

Однако при работе авиационных систем в широком температурном диапазоне к технологическим изменениям тока могут добавиться существенные температурные изменения. Так, например, сопротивления обмоток электромеханизмов, намотанных медными проводами, могут увеличиться при перегреве в 100°C примерно на $30...40\%$, что в сумме с технологическими изменениями составит $50...60\%$ и уменьшение тока, вызванное нагревом, окажется неотличимым от действия дуги.

Единственным отличием останется скорость уменьшения тока – медленного при нагреве и существенно более быстрого при дуге. Для того, чтобы избежать ложных отключений схемы индикации дуги при медленных изменениях тока, можно дополнить ее блоком “выборки-хранения”, который будет изменять опорный уровень компаратора сравнения вслед за медленным изменением текущего значения тока.

На рис. 5 приведена функциональная схема ИД с устройством выборки-хранения, в составе которой появились новые узлы:

- устройство выборки-хранения УВХ, содержащее микросхему аналогового ключа и “конденсатор памяти”;
- генератор импульсов выборки (ГВХ);
- усилитель напряжения, снимаемого с датчика тока с коэффициентом усиления $1,25...1,3$;
- ждущий мультивибратор (ЖМ), расширяющий временной интервал блокировки при пере-

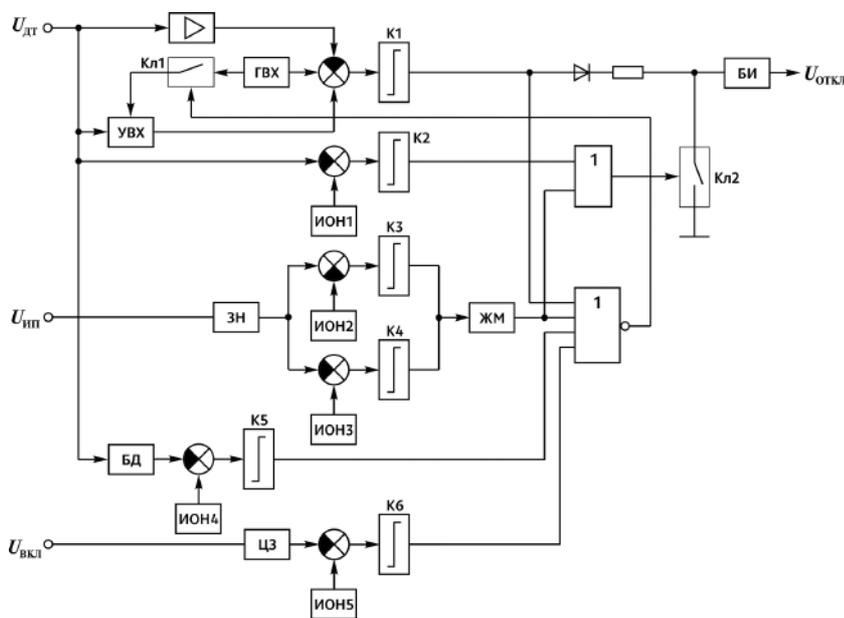


Рис. 5. Функциональная схема ИД с устройством “выборки-хранения”

ходных процессах в сети;

- блок дифференцирования (БД) сигнала с датчика тока, блокирующий генератор выборки при аварийном падении тока;

- логическую схему 4 ИЛИ – НЕ, осуществляющую блокировку выборки при всех быстрых изменениях тока нагрузки, для того, чтобы опорное напряжение сохранялось неизменным на интервалах переходных изменений тока.

На рис. 6 приведена компьютерная модель схемы. Дополнительные узлы выполняются следующим образом:

- устройство выборки-хранения – на микросхеме $U3$, конденсаторе $C2$ и ограничительном резисторе $R5$;
- усилитель сигнала с датчика тока на $U2$;
- генератор выборки – в виде источника импульсного напряжения $V5$ с делителем $R18, R19$;
- ждущий мультивибратор на операционном усилителе $U5$ с времязадающим конденсатором $C8$ и цепями запуска $C3, R17$ и $C4, R15$;
- блок дифференцирования на операционном усилителе $U1$ с форсирующей цепью $C1, R1$;
- ключ блокировки выборки на транзисторе $Q7$;
- логические схемы в виде диодных матриц.

Остальные блоки аналогичны описанным ранее.

На рис. 7...9 приведены временные диаграммы процессов в компьютерной модели схемы индикации. Рис. 7 иллюстрирует работу схемы при отсутствии дуги и медленном изменении тока нагрузки, которое воспроизводится плавным увеличением напряжения источника $V4$, начиная с точки $0,6$ с в течение 200 мс. Верхняя диаграмма воспроизводит синхронное изменение сигналов с датчика тока и с опорного конденсатора, так что первое остается всегда больше второго в $1,25$ раз.

Средняя диаграмма отражает блокирующее действие дифференцирующего каскада на процесс выборки на участках резких уменьшений тока. Нижняя диаграмма иллюстрирует работу остальных цепей блокировок (пускового режима “ out_Push ”, переходных режимов сети “ out_set1 ”, нулевого тока в фидере “ out_Null ”), отсутствие напряжения на конденсаторе интегратора и отрицательное напряжение на выходе устройства. На рис. 8 приведены диаграммы работы ИД в режиме ликвидации устойчивой дуги. Содержание диаграмм аналогично рис. 7. В момент возникновения дуги дифференцирующий каскад, уловив резкое уменьшение тока в фидере, блокирует выборку, сохраняя тем самым постоянство опорного напряжения.

Напряжение на опорном входе сравнивающего компаратора становится больше напряжения сигнала о токе, компаратор срабатывает, поддерживая блокировку выборки своим выходным напряжением “out_K”, начинается заряд конденсатора в интеграторе и через 120 мс следует отключение АЗК.

На рис. 9 приведены диаграммы работы ИД в режиме ликвидации прерывистой дуги. Схема

остается работоспособной, несмотря на некоторые нарушения в механизме поддержания опорного уровня напряжения. Время ликвидации дуги увеличивается до 200 мс из-за прерывистого характера зарядного процесса.

На рис.10 приведены осциллограммы процессов ликвидации спокойной дуги в схеме, приведенной на рис. 6, выполненной в виде лабораторного ма-

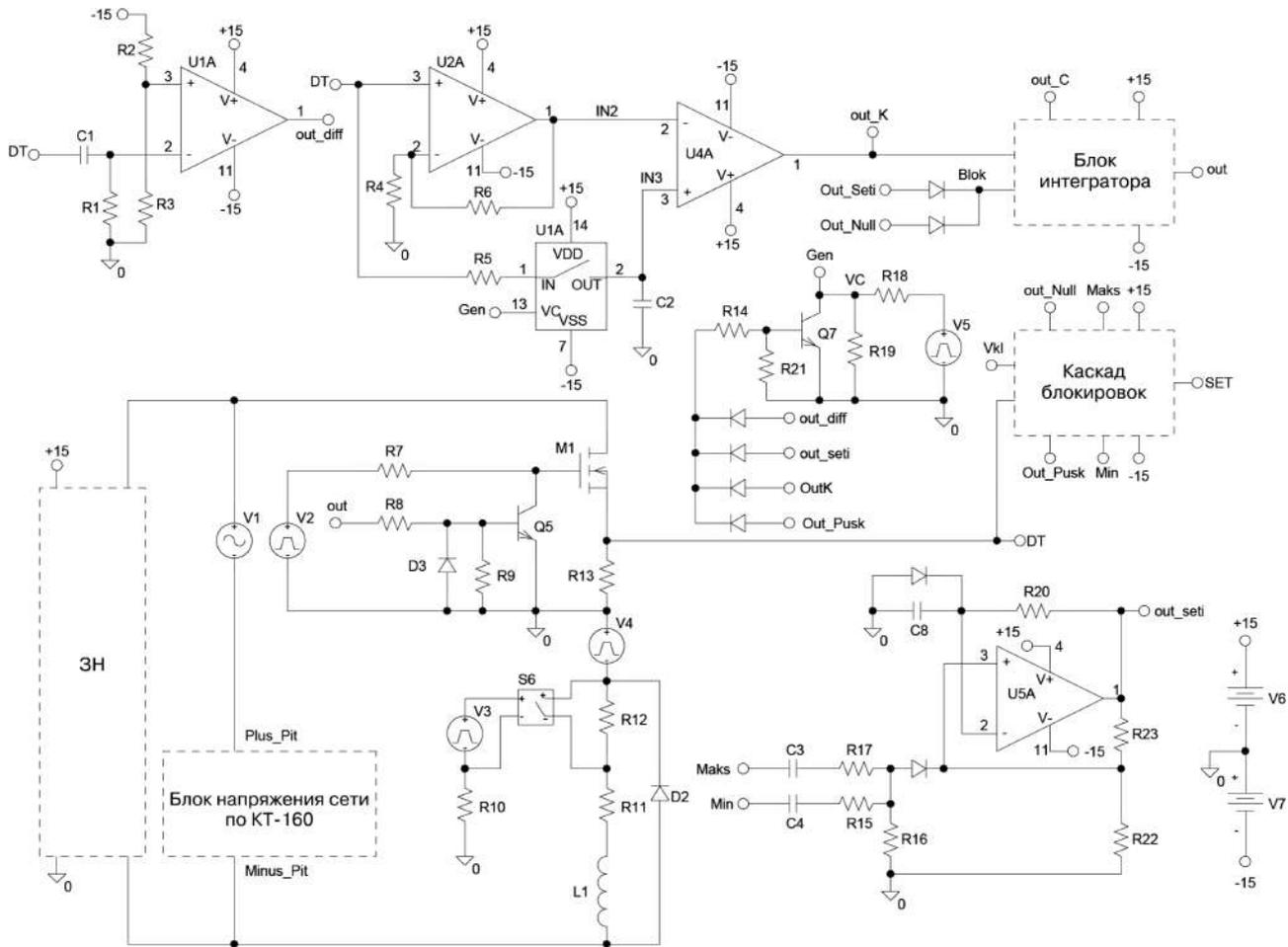


Рис.6 Компьютерная модель ИД с UVX для цепей с *RL*-нагрузками

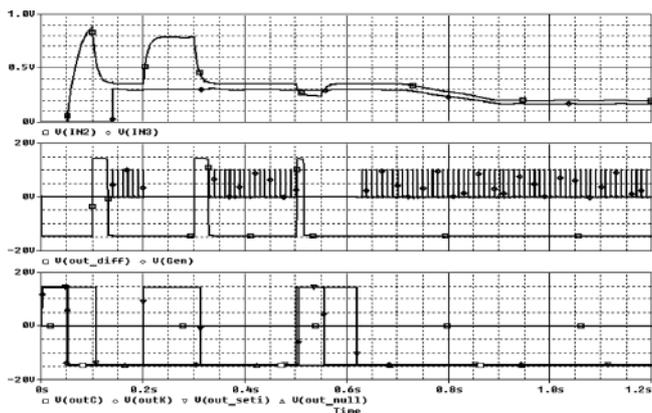


Рис. 7. Процессы в схеме рис. 6 при плавном изменении тока нагрузки

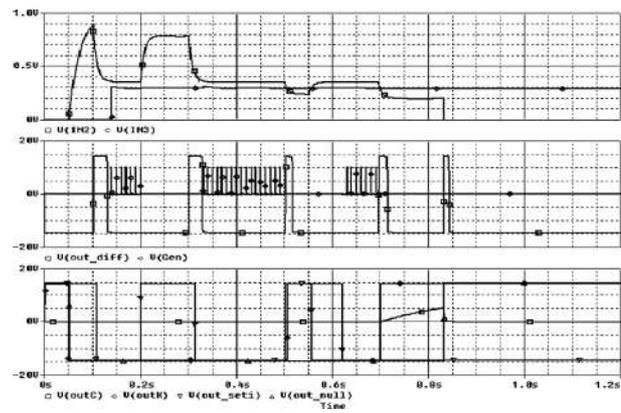


Рис. 8. Процессы в схеме рис. 6 при ликвидации спокойной дуги

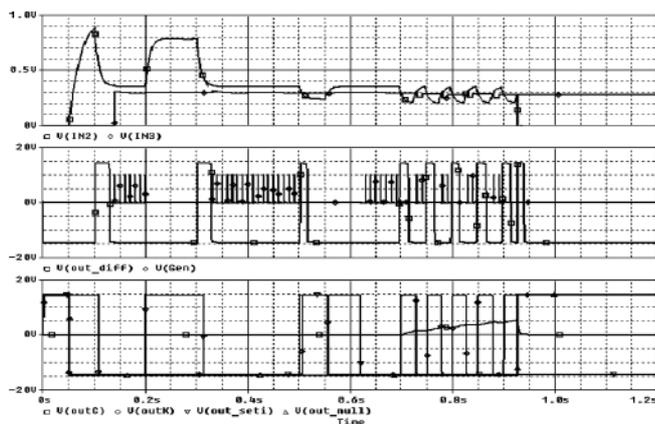


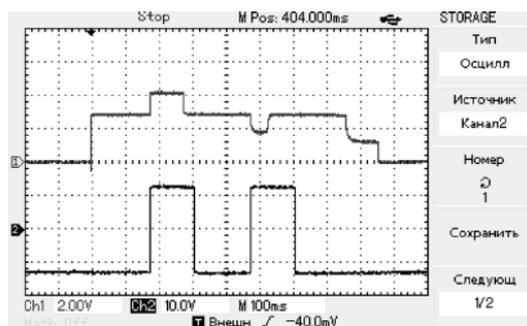
Рис. 9. Процессы в схеме рис. 6 при ликвидации прерывистой дуги

кета. Верхние осциллограммы на обоих рисунках — токи в цепи с индуктивно-активной нагрузкой, отражающие включение цепи, всплеск напряжения сети, провал напряжения сети, возникновение дуги, задержку срабатывания ИД и аварийное отключение фидера нагрузки. Нижняя осциллограмма на рис. 10а — напряжение с выхода одновибратора, обеспечивающее блокировку выборки на интервалах переходных изменений напряжения сети. Нижняя осциллограмма на рис. 10б — напряжение с выхода дифференцирующего каскада, обеспечивающее блокировку выборки на интервалах резких падений тока, включая интервал возникновения и развития дуги.

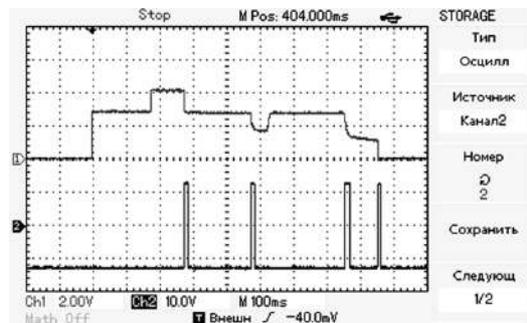
Литература

1. Машуков Е. В., Ульященко Г. М., Шевцов Д. А., Куликовский К. В. Индикация последовательной аварийной дуги в авиационных системах постоянного тока с использованием аналоговых моделей нагрузок. — Практическая силовая электроника, 2015, № 4(60), С. 13–15.

Машуков Евгений Владимирович, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;



а



б

Рис. 10. Осциллограммы процессов ликвидации дуги в лабораторном макете схемы: а — ток нагрузки и напряжение с выхода одновибратора; б — ток нагрузки и напряжение с выхода дифференцирующего каскада

Ульященко Галина Михайловна, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

Куликовский Кирилл Владиславович, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: ex-drummer@rambler.ru.

С. Л. Затулов, С. А. Амелин, М. А. Амелина

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ОГРАНИЧИТЕЛЯ ВЫБРОСОВ НАПРЯЖЕНИЯ, РАБОТАЮЩЕГО В РЕЖИМЕ ОГРАНИЧЕНИЯ МОЩНОСТИ

Sergey Zatulov, Sergey Amelin,
Marina Amelina

В настоящей статье с помощью схемотехнического моделирования в пакете Micro-CAP рассматриваются переходные режимы ограничителя выбросов напряжения для сети постоянного тока, работающего в режиме ограничения выходной мощности.

Ключевые слова: ограничитель выбросов напряжения, понижающий регулятор, моделирование, Micro-Cap.

Line Voltage Surge Limiter Operating in Power Limiting Mode
Transient Behavior Simulation

This article studies transient behavior of DC mains voltage surge suppressor operating in power limiting mode by means of circuit simulation in Micro-Cap.

Keywords: voltage surge suppressor, buck converter, simulation, Micro-cap.

Особенностью систем электроснабжения (СЭС) летательных аппаратов и подвижных объектов является наличие переходных отклонений входного напряжения, в несколько раз превышающих установленное значение. По этой причине использование в таких СЭС универсальных модулей питания (МП) возможно только совместно с дополнительными узлами защиты. В случае сетей постоянного тока одним из вариантов построения СЭС является применение универсальных МП совместно с защитными устройствами – ограничителями выбросов напряжения (ОВН). Задача ОВН – уменьшить переходные напряжения на входе МП до допустимых значений. Для ОВН нормируется диапазон рабочего входного напряжения $U_{\text{вх.мин}} \leq U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх.макс}}$ и напряжение ограничения $U_{\text{огр}}$. При $U_{\text{вх}} > U_{\text{огр}}$ ОВН работает в режиме ограничения напряжения, при этом $U_{\text{вых}} = U_{\text{огр}}$. Значение $U_{\text{огр}}$ не должно превышать максимального значения входного напряжения МП.

Технические решения по расширению функциональных возможностей ОВН для сетей постоянного тока были рассмотрены в [1] на примере применения в авиационной бортовой сети 27 В [2]. Показано, что работа ОВН в режиме ограничения выходной мощности существенно уменьшает потери при перегрузке и минимизирует запасы по мощности для элементов, что позволяет при прочих равных условиях получать СЭС большей мощности. На рис. 1 приведена зависимость выходной мощности и выходного тока ОВН от изменения входного напряжения при работе в режиме ограничения выходной мощности.

В настоящей статье с помощью схемотехнического моделирования в пакете программ Micro-CAP [3] рассмотрены переходные режимы работы ОВН, работающего в режиме ограничения выходной мощности.

ОВН, работающий в режиме ограничения выходной мощности [4], реализован на основе импульсного регулятора постоянного напряжения первого типа (понижающий). Функциональная схема ОВН приведена на рис. 2. В установившемся режиме ключ Кл все время замкнут. Ограничение выходного тока и выходного напряжения обеспечивается размыканием ключа на заданный промежуток времени – время задержки $t_{\text{зад}}$, которое задается RC-цепями одновибратора Од. Режим постоянной выходной мощности обеспечивают программируемый источник тока (ПИТ) и резистор R1. ПИТ создает на R1 зависящее от $U_{\text{вх}}$ падение напряжения (“подставка”), которое, суммируясь с напряжением с датчика тока Rдт, сравнивается с опорным напряжением $U_{\text{оп1}}$ на входе компаратора К.

На схеме Rдт – резистор-датчик тока, Кл, L, VD, С – соответственно ключ, дроссель, диод и конденсатор импульсного регулятора напряжения, К – компаратор узла токовой защиты, У – усилитель сигнала рассогласования по напряжению; $U_{\text{оп1}}$, $U_{\text{оп2}}$ – источники опорного напряжения; R1 и ПИТ – резистор и программируемый источник тока цепи ограничения мощности; R2, R3 – резисторы делителя напряжения цепи обратной связи по

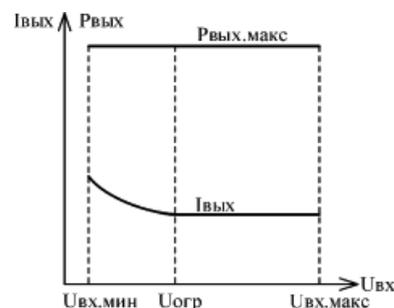


Рис. 1. Зависимости $P_{\text{вых}}$ и $I_{\text{вых}}$ от изменения входного напряжения при ограничении выходной мощности

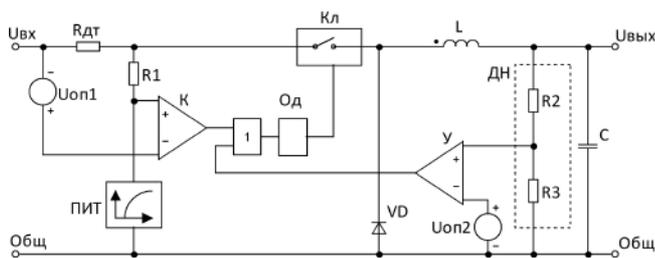


Рис. 2. Функциональная схема ОВН

напряжению; 1 – логический элемент ИЛИ; Од – одновибратор.

Нагрузкой ОВН являются МП. При запуске ОВН нагружен только на входные цепи МП – емкость входного фильтра и сопротивление цепей запуска. В установившемся режиме мощность, потребляемая МП, является практически постоянной величиной и не зависит от входного напряжения (изменением КПД МП в данном случае можно пренебречь). Поэтому после запуска управляющей части МП и выхода его на установившейся режим стабилизации, для ОВН он представляет нагрузку постоянной мощности.

В момент включения при подаче напряжения $U_{вх.мин} \leq U_{вх} \leq U_{огр}$ на вход ОВН ключ Кл замкнут. Емкости с выходного фильтра ОВН и входного фильтра МП разряжены и представляют для ОВН короткое замыкание, ток через ключ Кл возрастает. Мгновенное значение тока через ключ Кл достигает значения, при котором срабатывает компаратор К. При этом на верхнем входе компаратора К напряжение датчика тока и “подставки” равно $U_{оп1}$. На выходе компаратора появляется сигнал высокого уровня, который через логический элемент ИЛИ запускает одновибратор Од, размыкающий ключ Кл на время задержки $t_{зад}$. Ток через дроссель L начинает уменьшаться, протекая на этом интервале через диод VD, заряжая конденсаторы выходного фильтра ОВН и входного фильтра МП. По истечении времени $t_{зад}$ ключ Кл вновь открывается и процессы коммутации повторяются до тех пор, пока при очередном замыкании ключа Кл амплитудное значение тока через него не достигнет значения, при котором срабатывает компаратор К. Начиная с этого момента ключ Кл все время замкнут, при этом $U_{вых} \approx U_{вх}$.

После заряда конденсаторов фильтров и запуска МП на выход ОВН подключается эквивалентная нагрузка постоянной мощности.

При уменьшении сопротивления нагрузки (менее номинального значения) ОВН переходит в режим стабилизации выходной мощности, в котором ток, отдаваемый в нагрузку, будет ограничен значением, определяемым номинальной выходной мощностью и входным напряжением ОВН. Процессы происходят также как при включении – ток через ключ Кл возрастает до порогового значения,

а по сигналу с одновибратора Од ключ размыкается на время задержки $t_{зад}$, и процесс периодически повторяется, выходное напряжение при этом уменьшается. Поскольку нагрузкой является МП, то при достижении на его входе минимального значения входного напряжения он выключается. Ток через ОВН уменьшается до нуля, напряжение на верхнем входе компаратора К становится равным напряжению “подставки”. С этого момента ключ Кл замкнут, $U_{вых} \approx U_{вх}$. Затем МП снова включается, и повторяется процесс включения ОВН, начиная с подключения нагрузки постоянной мощности. В случае короткого замыкания (КЗ) на выходе ОВН периодическое запираение открывание ключа сохраняется до снятия КЗ.

При увеличении входного напряжения ограничителя сверх значения $U_{огр}$ на выходе усилителя У появляется сигнал, который через логический элемент ИЛИ запускает одновибратор Од, размыкающий ключ Кл. Этот ключ замкнется вновь только после окончания импульса одновибратора при условии, что выходное напряжение станет меньше $U_{огр}$.

В этом режиме ОВН представляет собой импульсный преобразователь напряжения первого типа с релейным регулированием, ограничивающий среднее значение напряжения на выходе на уровне $U_{огр}$. При этом длительность паузы постоянна и задается одновибратором Од, а длительность импульса задается сигналом с усилителя У – пока напряжение на выходе усилителя У имеет низкий логический уровень и не работает одновибратор Од, ключ Кл замкнут.

Для исследования характеристик ОВН воспользуемся пакетом программ компьютерного моделирования *Micro-CAP* [3]. Схема моделирования ОВН на функциональных блоках с нагрузкой, эквивалентной МП для режима включения, приведена на рис. 3. Параметры заданы для ОВН с выходной мощностью 20 Вт, работающего от бортовой авиационной сети 27 В (ГОСТ Р 54073-2010 [2]). Для ОВН задано $U_{вх.мин} = 10$ В, $U_{вх.макс} = 82$ В, $U_{огр} = 33,5$ В (значения выбраны с учетом требований раздела 5 ГОСТ и использования ОВН с универсальными МП с диапазоном входного напряжения 9–36 В (4:1)).

В схеме моделирования $R_{дт}$ заменен идеальным датчиком тока DA1, используется идеальный компаратор DA2, определяющий пороговое значение тока, и идеальный одновибратор DA3. Для источника опорного напряжения $U_{оп1}$ используется элемент фиксированного смещения, значение задано равным 2,7 В.

ПИТ и R1 реализованы на функциональном источнике NTV_{ofV} E1, задаваемом таблицей зависимостей значений выходного сигнала от значений входного сигнала (V_{in}), позволяющем создать желаемую форму напряжения “подставки”. Усили-

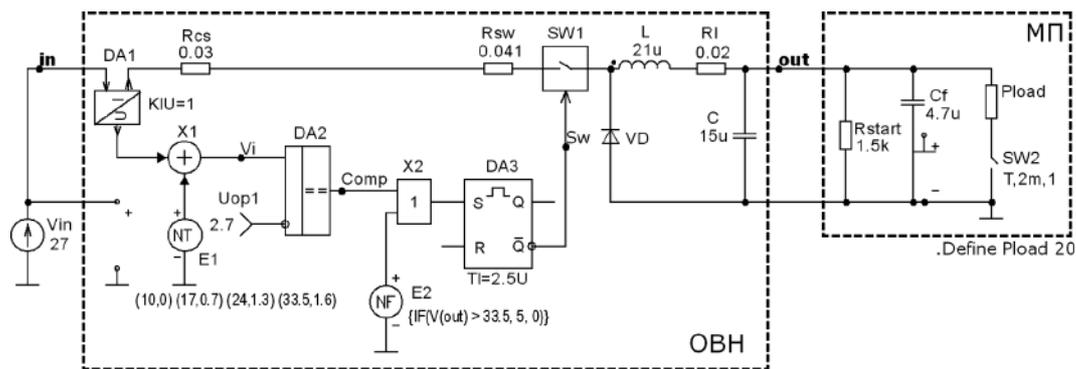


Рис. 3. Схема моделирования

тель сигнала рассогласования по напряжению U , источник опорного напряжения $U_{оп2}$ и делитель напряжения ДН реализованы на функциональном источнике NFV E2, задаваемом формулой. Ключ Кл взят идеальным – SW1, его сопротивление задано внешним резистором Rsw. Сопротивление дросселя L также задано внешним резистором R1.

В схеме МП емкость входного фильтра и сопротивление цепей запуска обозначены Cf и Rstart соответственно. Нагрузка постоянной мощности, которой для установившегося режима заменен МП, задана элементом Constant Power [3]. Подключение нагрузки производится через несколько миллисекунд после подачи входного напряжения (после запуска управляющей части МП) ключом SW2.

Для реализации режима ограничения выходной мощности следует получить необходимую характеристику программируемого источника тока (ПИТ).

Согласно [4] для устранения зависимости максимальной выходной мощности от входного напряжения параметры ПИТ программируют таким образом, чтобы при изменении входного напряжения в диапазоне $U_{вх.мин} \leq U_{вх} \leq U_{огр}$ он создавал на резисторе R1 (рис. 2) напряжение “подставки”, определяемое из выражения

$$U_{R1} = U_{оп1} \times (1 - U_{вх.мин}/U_{вх}). \quad (1)$$

При изменении входного напряжения в диапазоне $U_{огр} \leq U_{вх} \leq U_{вх.макс}$ значение

$$U_{R1} = U_{оп1} \times (1 - U_{вх.мин}/U_{огр}).$$

Графическая зависимость напряжения на R1 представлена на рис. 4, верхний график.

Рассчитанная по формуле (1) “подставка” справедлива для среднего значения входного (выходного) тока в установившемся режиме. Но при работе в импульсном режиме ОВН должен также обеспечивать на выходе ток не менее $I_{вых} = P_{вых.макс}/U_{вых}$. При этом максимальное мгновенное значение тока через ключ будет превышать рассчитанное выше среднее значение на амплитуду пульсации тока в дросселе, т. е. реальные значения напряжения U_{R1} будут отличаться от расчетных в меньшую сторону.

Наиболее просто эту зависимость можно полу-

чить экспериментально для нескольких значений входного напряжения (рис. 4, нижний график). Для этого в схеме моделирования на рис. 3 функциональный источник NTVofV E1 (реализующий ПИТ и R1) был заменен на источник постоянного напряжения (Battery)). Для диапазона входного напряжения 10–33,5 В ($U_{вх.мин} - U_{вх.огр}$) для четырех значений 10; 17; 24; 33,5 В подбиралась “подставка” и контролировалось установление выходного напряжения.

На рис. 5 для входного напряжения 27 В приведены осциллограммы установления выходного напряжения ОВН при включении на нагрузку, соответствующую его максимальной выходной мощности, с различными напряжениями “подставки” – 1,1; 1,3; 1,5 В. Для подстановки в функциональный источник NTVofV E1 (реализующий ПИТ и R1) выбрано крайнее значение равное 1,3 В, позволяющее выйти на установившийся режим.

Приведем характерные осциллограммы напряжений в ОВН в точках согласно обозначениям на схеме моделирования рис. 3: In – входное напряжение, Out – выходное напряжение, Vi – напряжение на верхнем входе компаратора, Sw – напряжение на управляющем выводе ключа.

На рис. 6 приведены осциллограммы напряжений в ОВН при включении.

Характер установления выходного напряжения зависит от параметров LC-фильтра ОВН, значения емкости входного фильтра МП и сопротивления (мощности) нагрузки. Чтобы обеспечить наглядность изображения параметры LC-фильтра и на-

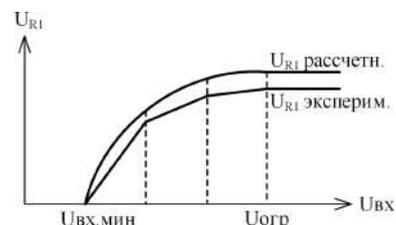


Рис. 4. Зависимость напряжения на резисторе R1 от напряжения $U_{вх}$

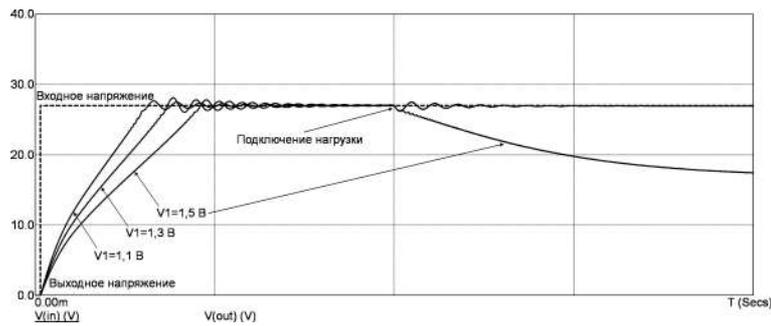


Рис. 5. Осциллограммы установления выходного напряжения в ОВН при включении при различных напряжениях “подставки”

грузки в исходных данных к схеме моделирования отличаются от рассмотренных ранее.

На рис. 7 приведены осциллограммы напряжений в ОВН при кратковременной перегрузке (КЗ) на его выходе. После устранения перегрузки установление выходного напряжения аналогично режиму включения на рис. 6.

Для уменьшения потерь на элементах ОВН и исключения их перегрева при длительных перегрузках обычно используется режим релаксации, при котором ОВН работает в режиме циклического перезапуска. Длительность паузы при релаксации составляет десятки миллисекунд и превышает длительность “рабочего” времени в 5–10 раз. Осциллограммы включения и выключения ОВН при длительной перегрузке в режиме релаксации аналогичны приведенным на рис. 6 и 7.

Короткое замыкание на выходе является самым тяжелым режимом для ОВН с точки зрения тепло-

выделения. Именно при коротком замыкании проявляются главные преимущества ОВН с режимом ограничения мощности. Обработка результатов моделирования позволяет строить сложные зависимости, такие как изменение мощности потерь от входного напряжения. В [1] показано сравнение упомянутых характеристик при ограничении выходного тока и ограничении выходной мощности в ОВН.

На рис. 8 приведены осциллограммы напряжений в ОВН при воздействии импульса верхнего переходного отклонения.

Из осциллограмм видно, что в данном режиме задействованы и обратная связь по току и обратная связь по напряжению. Выходное напряжение увеличивается до значения ограничения (на осциллограмме можно видеть процесс установления) и поддерживается на нем, пока входное напряжение не опустится ниже его.

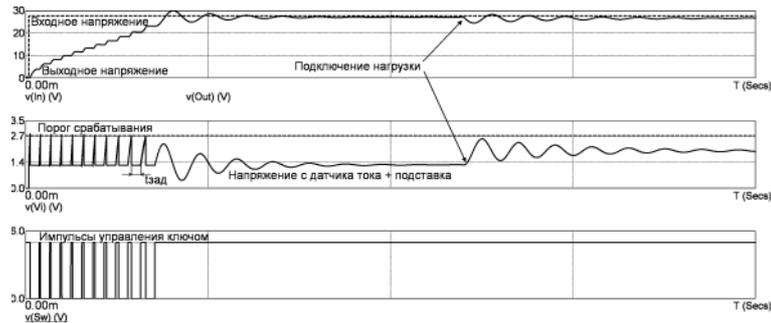


Рис. 6. Осциллограммы напряжений в ОВН при включении

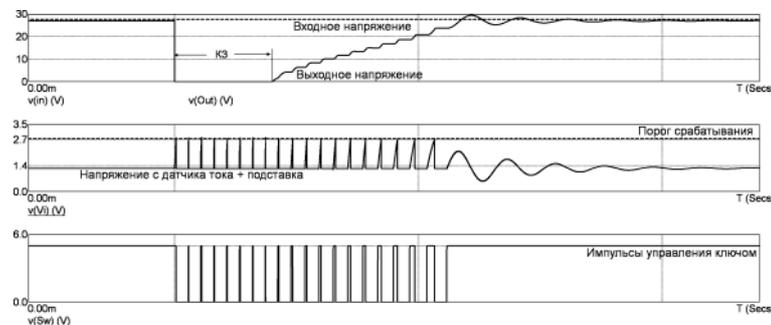


Рис. 7. Осциллограммы напряжения в ОВН при кратковременной перегрузке (КЗ)

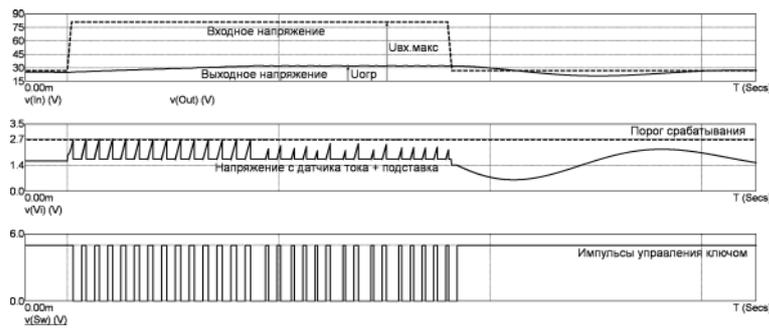


Рис. 8. Осциллограммы напряжений в ОВН при воздействии импульса верхнего переходного отклонения

Заключение

Полученные результаты моделирования подтвердили, что предложенная схема ОВН [4] адекватно работает во всех режимах, характерных для СЭС летательных аппаратов и подвижных объектов. ОВН, работающий в режиме ограничения мощности, является перспективным решением при построении СЭС на основе универсальных МП в сетях постоянного тока с большими значениями верхних переходных отклонений.

Авторы выражают благодарность Анатолию Александровичу Миронову, главному конструктору ООО «Александр Электрик источники электропитания», за помощь при подготовке статьи.

Литература

1. А. А. Миронов, С. Л. Затулов. Расширение функциональных возможностей ограничителей выбросов напряжения для бортовых сетей. — Электропитание, М., 2015 г., № 2, С. 54–58.

2. ГОСТ Р 54073 – 2010 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии.

3. Амелина М. А., Амелин С. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. [Электронный ресурс]: учеб. пособие / Амелина М. А. — Электрон. текстовые дан. — 2-е изд.,

испр. и доп. — СПб.: Лань, 2014. — 632 с. Режим доступа: URL http://e.lanbook.com/books/element.php?pl1_id=53665.

4. Патент № 153770 на полезную модель «Ограничитель напряжения».

Затулов Сергей Леонидович, главный конструктор ОКР ООО «Александр Электрик источники электропитания», тел.: +7(499)181-19-20, +7(499)181-26-04, +7(909)156-54-97, факс: +7(499)181-05-22, (916)950-87-53, Web-сайт: www.aeip.ru, e-mail: alecsan@aeip.ru, zatulov@aeip.ru;

Амелин Сергей Александрович, к. т. н., доцент кафедры «Электроника и микропроцессорная техника» филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Национальный исследовательский университет «МЭИ» в г. Смоленске, тел. +7(4812)65-14-61, +7(4812)39-11-38, +7(4812)66-62-97. Факс: +7(4812)65-24-33. Web-сайт: <http://www.sbmpei.ru/>. E-mail: amlmtr@gmail.com;

Амелина Марина Аркадьевна, к. т. н., доцент кафедры «Электроника и микропроцессорная техника» филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Национальный исследовательский университет «МЭИ» в г. Смоленске. тел.: +7(4812)65-14-61, +7(4812)39-11-38, +7(4812)66-62-97. Факс: +7(4812)65-24-33. Web-сайт: <http://www.sbmpei.ru/>. E-mail: amelina.marina@gmail.com.