

Главный редактор

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

Заместитель Главного редактора

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

Редакционный совет

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.12.2014. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

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

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

Содержание

С. В. Аверин, В. С. Коныхин, С. Ф. Коныхин
Влияние параметров контуров межфазного замыкания на электромагнитные процессы в трехфазном инверторе 2

А. А. Гуров, С. Н. Бродников, Р. Н. Буланов, П. П. Лукашов
Современное состояние и тенденции развития систем автономного электроснабжения наземных подвижных объектов..... 5

С. В. Аверин, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков
Трехфазный транзисторный преобразователь частоты для систем электрооборудования летательных аппаратов ... 8

Д. С. Силкин, В. П. Падеров
Определение номиналов элементов снабберных цепей для тиристоров в составе инвертора тока для печи индукционной плавки 12

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..... 17

С. В. Федоров, Л. Э. Рогинская, А. В. Бондарев
Влияние алгоритмов формирования выходного напряжения системой управления на качественные показатели матричного преобразователя частоты 27

С. В. Федоров, Л. Э. Рогинская, А. В. Бондарев
Способ формирования выходного напряжения двенадцатифазно-однофазного непосредственного преобразователя частоты на основе цифрового квантования 32

В. П. Феоктистов, Ю. Ю. Чуверин, В. А. Шаров, Д. В. Назаров
Плавное регулирование магнитного потока тяговых электродвигателей постоянного тока последовательного возбуждения 37

Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко, К. В. Куликовский
Эффективность методов индикации аварийных дуговых разрядов в авиационных системах постоянного тока.... 41

В. М. Бардин, А. В. Пивкин
К вопросу об электромагнитной совместимости силовых преобразовательных устройств на полупроводниковых приборах 46

А. В. Вахничев
Проектирование бортовой кабельной сети летательных аппаратов с применением современных средств автоматизированного проектирования..... 50

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

С. В. Аверин, В. С. Коныхин, С. Ф. Коныхин

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОНТУРОВ МЕЖФАЗНОГО ЗАМЫКАНИЯ НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРЕХФАЗНОМ ИНВЕРТОРЕ

S. V. Averin, V. S. Koniakhin,
S. F. Koniakhin

Рассмотрены структуры контуров, образующихся при межфазном замыкании в трехфазных инверторах и показано их влияние на процессы нарастания перенапряжений на выходах питающих DC/DC конвертеров. Приведенные результаты анализа структур контуров дают возможность разрабатывать трехфазные инверторы с повышенной надежностью.

Ключевые слова: система электроснабжения летательных аппаратов, трехфазный инвертор напряжения, аварийные режимы.

Effect of phase-to-phase short circuit loops parameters on electromagnetic processes in three-phase inverter

The paper considers structures of current loops that formed in the course of phase-to-phase short circuit and shows its effect on overvoltage rise processes at tDC/DC converters. The given results of current loops structures analysis make it possible to design three-phase inverters with higher reliability.

Key words: flying vehicle electric power supply system, three-phase voltage inverter, emergency modes.

Необходимость использования на борту летательного аппарата (ЛА) трехфазного переменного напряжения стабильной частоты продиктована требованиями ряда бортовых подсистем и нагрузок. Это является основанием для включения в состав системы электроснабжения летательных аппаратов (СЭС ЛА) инверторов с синусоидальным выходным напряжением, качество которого определяется этими подсистемами и нагрузками. Совокупность требований, предъявляемых к инверторам, наряду с показателями качества электроэнергии, включает также обеспечение надежной работы в аварийных режимах, вызываемых повреждением устройств СЭС ЛА. Структуры высокоэффективных и надежных инверторов могут быть весьма разнообразными. Анализ показал [1], что одной из наиболее полно отвечающих требованиям, предъявляемым к инверторам СЭС ЛА, является структура двойного преобразования с питанием инвертора каждой фазы от собственного DC/DC конвертера рис. 1.

В нормальном режиме преобразователи фаз формируют напряжения в соответствии с величиной нагрузки фазы (рис. 2).

При возникновении межфазного замыкания образуются общие контуры, нарушающие снабжение нагрузок электроэнергией. Поскольку отключение поврежденного участка устройствами селективной защиты не происходит мгновенно, трехфазный инвертор должен определенное время работать в условиях аварийного режима. Работа рассматриваемой структуры в аварийном режиме может сопровождаться ростом напряжения на выходе DC/DC конвертера фазы [2]. Для построения эффективной схемы защиты необходимо определить влияние параметров элементов контуров межфазного замыкания на интенсивность развития процессов аварийного режима.

Для выявления этих параметров создана компьютерная модель, и применен следующий искусственный прием – заданы:

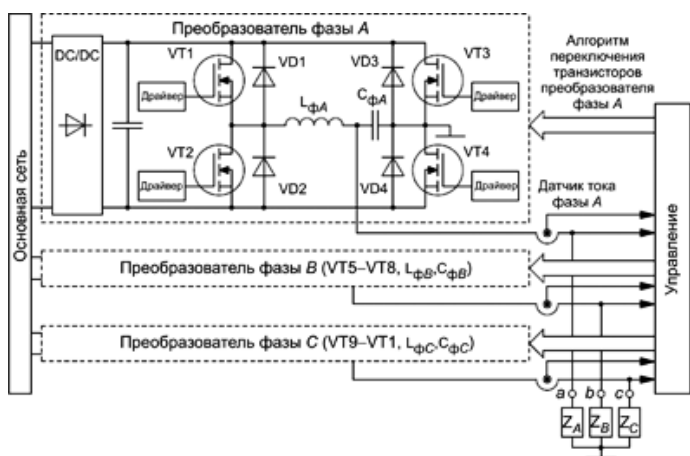


Рис. 1. Структура трехфазного инвертора

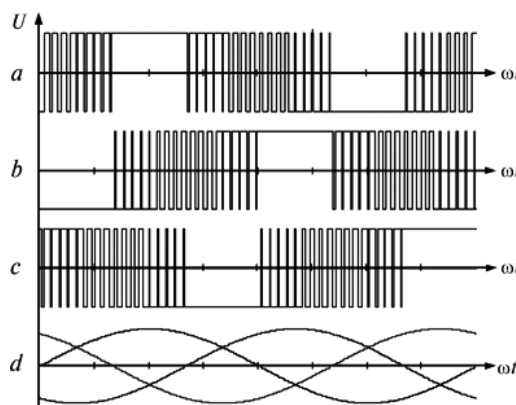


Рис. 2 Формирование выходного напряжения инвертора: a, b, c – напряжения на входе фазных фильтров; d – напряжения фаз

- простейший алгоритм коммутации силовых ключей инверторов для формирования двуполярных прямоугольных напряжений на входе фильтров силовой части (циклически коммутируя транзисторы в соответствии с табл. 1);

- длительности интервалов коммутации транзисторов инвертора, превышающие длительности свободных составляющих переходных процессов в реактивных компонентах схемы, рассчитанных для нормального режима работы инвертора.

На рис. 3 приведены результаты моделирования процессов для указанного случая при коротком замыкании между фазами *A* и *B*. Преобразователь фазы *C* в момент действия межфазного замыкания в обмене энергией между реактивными компонентами инвертора не участвует.

Из приведенных диаграмм видно, что наиболее существенные перенапряжения возникают при коммутации транзисторов отстающей фазы. При переходе силовых транзисторов инвертора из состояния II в состояние III согласно табл. 1 (при открытых транзисторах преобразователя фазы *A* (VT1 и VT4) транзисторы VT6 и VT7 преобразователя фазы *B* запираются, а транзисторы VT5–VT8 открываются. При переходе из состояния V в состояние VI (при открытых транзисторах преобразователя фазы *A* VT2 и VT3 транзисторы преобразователя фазы *B* VT5–VT8 запираются, а транзисторы VT6 и VT7 открываются).

Составим эквивалентные схемы состояний II и III при возникновении межфазного замыкания. Состояние II характеризуется накоплением энергии в дросселях фильтров инверторов (рис. 4).

Из эквивалентной схемы (рис. 4) видно, что для ограничения энергии, накапливаемой в дросселях фильтров инверторов, защита по току нагрузки фаз

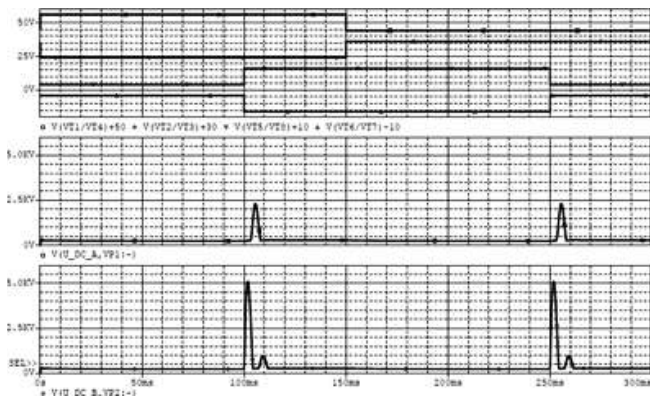


Рис. 3. Перенапряжения на шинах питания инвертора при межфазном замыкании

Состояние инвертора	I	II	III	IV	V	VI
Замкнутые ключи мостовых коммутаторов фаз инвертора	A	VT1–VT4	VT1–VT4	VT1–VT4	VT2–VT3	VT2–VT3
	B	VT6–VT7	VT6–VT7	VT5–VT8	VT5–VT8	VT6–VT7
	C	VT9–VT12	VT10–VT11	VT10–VT11	VT10–VT11	VT9–VT12

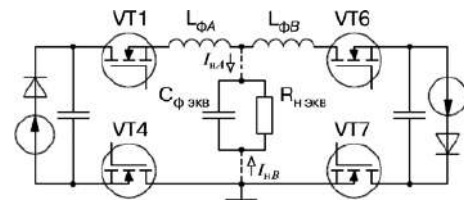


Рис. 4. Эквивалентная схема этапа накопления энергии в дросселях выходных фильтров при межфазном замыкании

неэффективна, поскольку близкие по значению сопротивления открытых транзисторов приводят к фактически нулевым величинам токов нагрузки. Кроме того, при межфазном замыкании конденсаторы выходных фильтров обоих инверторов включаются параллельно ($C_{\phi \text{ экв}}$). При этом, близкие по величине сопротивления открытых транзисторов по мере роста энергии в дросселях приводят к тому, что заряд на $C_{\phi \text{ экв}}$ стремится к нулю.

В состоянии III (рис. 5) происходит переключение транзисторов отстающей фазы, что приводит к сбросу накопленной в дросселе энергии в конденсатор DC/DC конвертора фазы *B*. При этом источник конвертор фазы оказывается отключенным выходными цепями диодного выпрямителя.

Для обеспечения эффективной защиты необходимо оценить скорость нарастания напряжения на выходах конверторов фаз в момент возникновения межфазных замыканий. При этом будем учитывать, что в процессе развития перенапряжения достаточно проанализировать первый из возникающих выбросов напряжения. Показанные на рис. 3 повторные выбросы существуют теоретически, поскольку устройство выйдет из строя уже после первого. На рис. 6 представлены результаты расчета скорости нарастания тока в зависимости от величины начального тока при резонансной частоте фильтра, равной 400 Гц. Следует отметить, что при увеличении значения начального тока $i(0)$ увеличиваются как скорость нарастания, так и максимальная величина выброса напряжения. Результаты расчета представлены в табл. 2.

Таблица 2

Начальный ток перед сбросом, А	$0,5I_n$	I_n	$3I_n$	$5I_n$
Скорость нарастания, В/мкс	0,9	1,25	2,6	4,6
Пиковое значение перенапряжения, кВ	0,55	0,9	1,8	4,9

С увеличением резонансной частоты силового фильтра пиковые значения перенапряжений существенно снижаются, а скорость нарастания, на начальном участке остается практически неизменной. На рис. 7 представлены графики нарастания напряжения DC/DC конвертора, питающего

Таблица 1

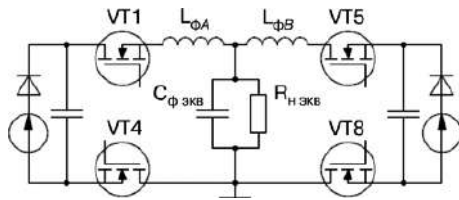


Рис. 5. Эквивалентная схема этап сброса энергии в выходные конденсаторы DC преобразователей фаз при межфазном замыкании

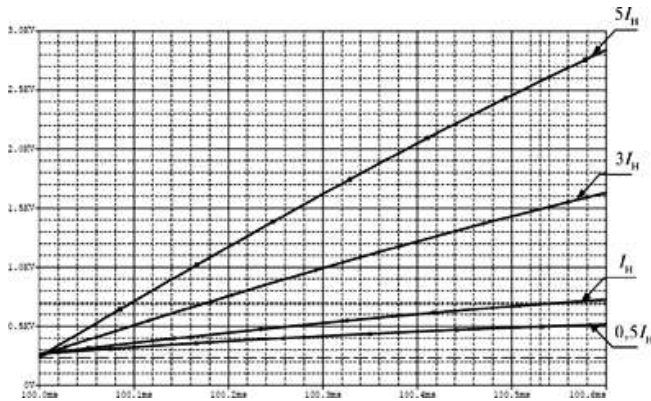


Рис. 6. Зависимость скорости нарастания напряжения на шине DC конвертора при межфазном замыкании

инвертор, для фильтров, резонансные частоты которых отличаются более чем в три раза.

Величина нагрузки фазы существенно влияет на характер процесса нарастания напряжения при межфазном замыкании. Увеличение нагрузки фазы приводит к повышению колебательности процессов, что, в свою очередь вызывает не только повторные выбросы напряжения на выходе конвертора отстающей фазы, но и выбросы напряжений выходе конвертора опережающей фазы (рис. 8).

На нижнем графике (рис. 8) показаны перенапряжения на шине конвертора отстающей фазы. Меньшая величина нагрузки приводит к увеличению выброса напряжения и появлению повторного всплеска напряжения. На верхнем графике видно, что при малой нагрузке выброс напряжения появляется также и в конверторе опережающей фазы. При стремлении нагрузки к холостому ходу число всплесков напряжения увеличивается. Однако, повторные всплески напряжения на шине питания конвертора отстающей фазы и выбросы напряжения на шине питания конвертора опережающей фазы по времени запаздывают. Таким образом, в схеме управления команда защиты должна формироваться по первому выбросу напряжения. Это позволит устранить повторные.

Рассмотренные контуры накопления и сброса энергии, образующиеся при межфазном замыкании, и их анализ позволили выявить процессы, учет которых дает возможность разработать схемы

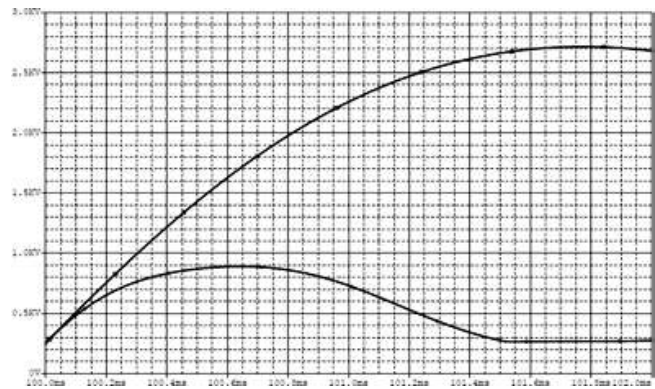


Рис. 7. Зависимость скорости нарастания напряжения на шине DC конвертора при межфазном замыкании при различных резонансных частотах фильтра инвертора

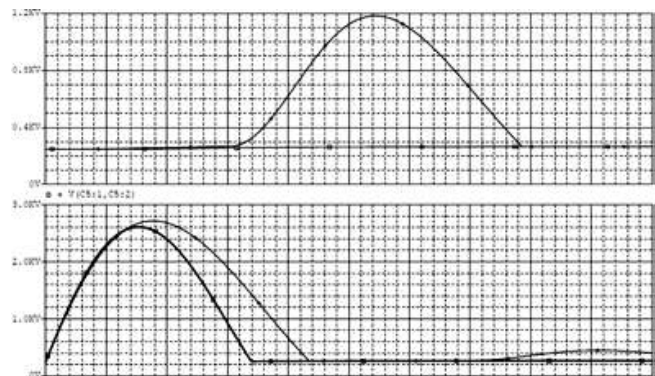


Рис. 8. Влияние нагрузки на характер процессов на этапе сброса при межфазном замыкании

защиты трехфазных инверторов от межфазных замыканий, устранить перенапряжения на силовых транзисторах преобразователей фаз, снизить выделение тепла в контурах накопления энергии дросселей. Это обеспечит повышенную надежность разрабатываемых инверторов.

Литература

1. С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин. Преобразовательные структуры вторичных систем электропитания летательных аппаратов. – Электроника и Электрооборудование Транспорта №1 2012.

2. С. В. Аверин, С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин, А. М. Нагорнов, Д. А. Шевцов. Анализ процессов в трехфазных транзисторных инверторах при межфазных замыканиях. – Практическая силовая электроника, № 1 (41), 2011, С. 25–28.

Аверин Сергей Владимирович, заведующий кафедрой "Микроэлектронных электросистем" МАИ, к. т. н., доцент, тел.: +7 (499) 158-44-26, e-mail: acb@mai.ru;

Коняхин Вячеслав Сергеевич, к. т. н., ведущий специалист ОАО "Аэроэлектромаш", тел.: +7 (495) 980-65-02;

Коняхин Сергей Федорович, главный конструктор систем преобразования электроэнергии, заместитель главного конструктора ОАО "Аэроэлектромаш", тел.: +7 (495) 980-65-02.

А. А. Гуров, С. Н. Бродников, Р. Н. Буланов, П. П. Лукашов

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ АВТОНОМНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

A. A. Gurov, S. N. Brodnikov,
R. N. Bulanov, P. P. Lukashov

State of the art and development trends of off-line electric power supply systems for ground vehicles

Рассматриваются современные тенденции проектирования автоматизированных систем автономного электроснабжения объектов специальной техники в процессе модернизации, обусловленной ростом требований потребителей к электропитанию. Основное внимание уделено выбору структуры системы в зависимости от используемого рода тока.

The paper considers recent trends of off-line automated electric power supply systems for purpose-built machinery in the course of upgrading stipulated by power consumers growing requirements for electric power quality. The emphasis is on system structure selection depending on a used type of current.

Ключевые слова: система автономного электроснабжения, преобразовательные устройства, конвертор напряжения, модернизация систем электроснабжения.

Key words: autonomous power supply system, converter units, converter, modernization of power supply systems.

Функционирование потребителей наземных подвижных объектов обеспечивается автоматизированной системой автономного электроснабжения (САЭ).

Повышение требований к САЭ, обусловленное развитием техники, поставило задачи дальнейшего совершенствования структур САЭ с целью повышения их технико-экономических показателей за счет широкого применения современных автономных и вторичных источников питания (АИП, ИВЭП), построенных с использованием перспективных устройств силовой преобразовательной техники и обеспечивающих бесперебойное и надежное электроснабжение технологической аппаратуры и технических систем соответственно.

Анализ требований к электропитанию основных систем – потребителей этих объектов показал, что, как правило, питание технологической аппаратуры этих систем непосредственно от первичного источника электроэнергии (внешняя сеть, резервные ДЭС и др.) недопустимо. В то же время многообразие требований к параметрам при ограниченных возможностях первичных источников САЭ предполагает многообразие видов преобразования электрической энергии и необходимость в различных типах преобразователей [1].

Анализ состава и режимов работы потребителей САЭ показывает, что потребители объектов используют в основном переменное напряжение и частично – напряжение постоянного тока. Электроснабжение этих потребителей на стоянках осуществляется от внешних источников, не входящих в состав САЭ (энергосистемы, резервные дизельные электростанции), обеспечивая тем самым сохранение энергоресурса бортовых АИП, ИВЭП и емкости химических источников тока (ХИТ) для последующего применения их по назначению в процессе движения объекта. В соответствии с этим в структуре эксплуатируемых САЭ предусмотрены:

- вводы от внешних источников (380/220 В, 50 Гц), питающие четырехпроводную сеть переменного тока с изолированной нейтралью;
- собственные автономные источники (АИП);
- источники (ИВЭП), содержащие: выпрямители, конверторы, инверторы, зарядные и под-

зарядные устройства и др., образующие сеть постоянного тока.

Обобщенная структура САЭ одного из наземных подвижных объектов в упрощенном виде представлена на рис. 1.

Из рис. 1 следует, что САЭ в составе подсистем переменного и постоянного тока содержит электрическую сеть гибридного типа, которая имеет обозначение AC/DC в соответствии с известной международной классификацией.

При формировании такой САЭ, где основную (по мощности) часть составляют потребители переменного тока, учтены ее известные достоинства [2]: относительная простота производства и преобразования переменного напряжения одного уровня в другое; экономическая эффективность трехфазной системы из-за пониженных потерь в проводах КЛ, обратно пропорциональных квадрату напряжения; простота коммутационных переключений в установившихся и переходных режимах работы сети и др.

Однако сети переменного тока обладают существенными недостатками, отрицательно влияющими на технико-экономические характеристики САЭ

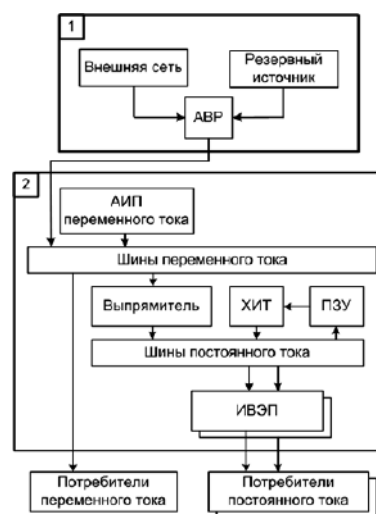


Рис. 1. Упрощенная структура САЭ (AC/DC) и ее связи: 1 – элементы внешнего электроснабжения; 2 – САЭ

и при безальтернативном проектировании замалчиваются разработчиками. К ним следует отнести:

- необходимость производства и передачи реактивной мощности, вызывающей дополнительные потери в сети;
- увеличенные сечения и стоимость проводов;
- двойная изоляция проводов сети, работающей с изолированной нейтралью;
- наличие заметных электромагнитных излучений, отрицательно влияющих на уровень электромагнитной совместимости САЭ с электроприемниками объекта;
- необходимость применения устройств синхронизации резервных источников питания при включении их на параллельную работу и устройств стандартизации качества электроэнергии, увеличивающих массогабаритные характеристики САЭ в условиях дефицита объема объекта.

Для оценки возможностей альтернативного подхода к построению САЭ проведен анализ физических свойств потребителей переменного тока объектов, который показал, что более 70% потребителей инвариантны к виду подведенного напряжения и допускают питание от сети постоянного тока.

В этом случае возникает закономерный вопрос: нельзя ли за основу построения САЭ подвижного объекта принять другую гибридную схему — схему *DC/AC*, к которой первоначально от стационарных внешних источников подается или генерируется на борту постоянное напряжение, частично преобразуемое затем в постоянное напряжение другой величины или в переменное напряжение требуемого уровня? Ответ на этот вопрос становится очевидным, если рассмотреть достоинства и недостатки сети постоянного тока.

По известным данным, обобщенным в [2], к достоинствам электрических сетей постоянного тока относятся:

- отсутствие реактивной составляющей мощности, вызывающей дополнительные потери при ее передаче потребителям, что, в свою очередь, позволяет уменьшить сечение КЛ или увеличить (почти в три раза) передаваемую мощность;
- полноценное (100%) обеспечение бесперебойной работы потребителей особой группы I категории надежности как в нормальных, так и в переходных режимах работы сети;
- отсутствие заметного электромагнитного излучения сети и кондуктивных электромагнитных помех, снижающих электромагнитную совместимость сети с ответственными приемниками подвижных агрегатов;
- исключение устройств синхронизации автономных источников питания и большинства средств повышения качества электроэнергии;
- рост КПД сети, снижение удельной массы и

объема оборудования (до 30%) и др.

Основными недостатками сети постоянного тока являются:

- трудность бездуговой коммутации;
- необходимость использования электрооборудования, обеспечивающего полярность подключения средств и др.

Вместе с тем известно [1], что эти недостатки могут быть устранены путем применения в САЭ современных устройств силовой электроники (УСЭ): тиристорных контакторов или переключателей для коммутации силовых цепей; тиристорных импульсных регуляторов напряжения и тока; устройств обеспечения полярности подключаемых к САЭ энергетических и информационных средств.

Из приведенного анализа достоинств и недостатков электрических сетей различного рода тока следует, что применение сети постоянного тока в САЭ подвижных агрегатов может повысить технические характеристики системы и является экономически привлекательным в части повышения надежности функционирования системы, динамической стабильности выходного напряжения при коммутациях нагрузки, снижения массогабаритных показателей и суммарных затрат на САЭ.

Однако анализ работ, направленных на решение научных задач по реализации повышенных требований к САЭ наземных подвижных объектов показал, что большая их часть посвящена эволюционному развитию структур систем, использующих электрическую сеть *AC/DC*. Вместе с тем, опираясь на приведенные достоинства постоянного тока, предлагается в процессе модернизации САЭ применить электрическую сеть гибридного типа *DC/AC*, обобщенная схема которой представлена на рис. 2.

Основное отличие предлагаемой структуры САЭ от ранее рассмотренной (рис. 1) состоит в том, что на стоянке в эту систему первоначально подается напряжение постоянного тока от модернизированных средств наземной инфраструктуры, что исключает необходимость установки на агрегат выпрямителя, распределительного устройства переменного тока и других средств и обеспечивает выигрыш в массе и габаритах. Затем это напряжение распределяется по соответствующим потребителям, а также преобразуется в переменное напряжение для питания оставшейся части потребителей переменного тока.

Функционирование САЭ (рис. 2) в процессе движения объекта не имеет существенных отличий от схемы (рис. 1).

Основой построения модернизируемых структур САЭ является применение в них модулей конверторов напряжения постоянного тока в постоянный (ППС), осуществляющих преобразование электроэнергии на повышенной частоте и модулей инверторов — для преобразования постоянного тока в переменное однофазное и трехфазное стабилизированное напряжение (типа ПОС или ПТС соответственно). Последние выполняют также функции существенного повышения качества электроэнергии на выходе САЭ и на входе потребителей.

Такие модули выполняют одновременно ряд функций:

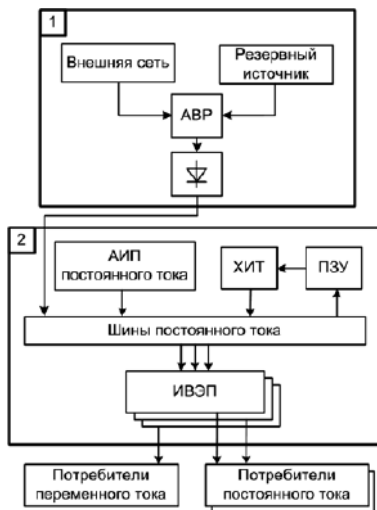


Рис. 2. Упрощенная структура модернизированной САЭ (DC/AC):
1 – элементы внешнего электроснабжения; 2 – САЭ

- преобразование электрической энергии первичного источника на повышенной частоте;
- стабилизацию выходного напряжения ППС;
- гальваническую развязку основных систем-потребителей от первичных источников электроэнергии.

Целью модульного конструирования является минимизация времени и производственных затрат на создание однотипных преобразователей для САЭ, а также улучшение условий их эксплуатации. Такой подход является наиболее рациональным при решении следующих задач:

- согласование входных и выходных значений тока и напряжений;
- снижение уровня высших гармоник входных и выходных токов и напряжений;
- наращивание мощности изделий при ограниченных параметрах элементной базы;
- резервирование изделий и их составных частей без прерывания выходных параметров;
- унификация элементной базы электрорадиоизделий;
- сокращение сроков разработки изделий.

В процессе всестороннего проектирования таких САЭ следует учитывать выявленные ранее особенности, влияющие на весь комплекс энергетических показателей. К ним относятся [3]:

- соизмеримость мощности источников питания и нагрузки и связанные с этим более тяжелые переходные режимы при включении и отключении нагрузки;
- резкие изменения напряжения постоянного тока при включении нагрузки, часто оказывающей скачкообразное воздействие на генератор АИП;
- малые постоянные времени электрических цепей САЭ и связанные с этим большие скорости протекания электромагнитных процессов, влия-

ющие на значение выдержек времени устройств управления и защиты и др.

Указанные особенности САЭ обуславливают специфику методов расчета системы и оценки установившихся и переходных режимов при формировании методики компьютерного моделирования.

К числу основных задач, требующих дальнейшего исследования, относятся:

1. Обоснование оптимального уровня напряжения постоянного тока, подаваемого в САЭ от внешних источников на стоянке, которые, в свою очередь, должны быть также модернизированы.

2. Математическое и физическое моделирование САЭ со схемой электрической сети типа DC/AC и сравнение результатов с характеристиками эксплуатируемых систем.

3. Разработка предложений по выбору параметров средств силовой электроники для модернизируемых САЭ и оценка массогабаритных показателей инверторов, конверторов и других элементов силовой электроники.

Выводы

1. Рост требований потребителей наземных подвижных объектов вызывает необходимость модернизации автоматизированных систем автономного электроснабжения с электрической сетью типа AC/DC.

2. Предлагается в процессе модернизации САЭ принять альтернативный подход к построению системы с электрической сетью DC/AC, ориентированный на использование преимуществ постоянного тока, выявленных в результате анализа достоинств и недостатков переменного и постоянного тока и оценки возможности перевода большей части потребителей переменного тока, инвариантных к виду напряжения, на постоянный ток.

Литература

1. Берг В. Р. Современное состояние и тенденции создания эффективных преобразовательных устройств систем автономного электроснабжения // Электротехника, № 10, 2012.
2. Зотин О. Т. В преддверии возрождения войны токов // Силовая электроника, №№ 4, 5, 6, 2013.
3. Гуров А. А., Каримский И. А. К расчету энергетических показателей источников питания для автономных систем электроснабжения // Электротехника, № 11, 2002.

Гуров Алексей Алексеевич, д. т. н., профессор Военной академии РВСН им. Петра Великого;

Бродников Сергей Николаевич, к. т. н., заместитель генерального директора ОАО «ГОКБ «Прожектор» по НИОКР.;

Буланов Роберт Николаевич, к. т. н., начальник кафедры ВА РВСН им. Петра Великого;

Лукашов Павел Павлович, адъюнкт Военной академии РВСН им. Петра Великого.

С. В. Аверин, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков

ТРЕХФАЗНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

S. V. Averin, V. V. Kryuchkov,
U. G. Sledkov

Three-Phase Cycloconverter for Flying Vehicles
Electric Power Systems

Рассмотрен трехфазный транзисторный преобразователь частоты (ТТПЧ), основой которого является трехфазный мостовой инвертор в режиме двухуровневой синусоидальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ-СИН-2), предназначенный для работы в составе как бортового, так и наземного электрооборудования летательных аппаратов (ЛА). Подобные устройства необходимы для обеспечения питания бортовых и наземных потребителей систем электрооборудования трехфазным синусоидальным напряжением стабильной частоты.

The paper presents three-phase transistor cycloconverter, based on three-phase transistor bridge inverter operating in two-level sinusoidal pulse-width modulation (SPWM-2) designed for either on-board or nonflying aircraft electronic and electromechanical equipment. Such cycloconverters are absolutely necessary to provide on-board and ground consumers of electrical energy with three-phase sinusoidal voltage of constant frequency.

Ключевые слова: система электрооборудования, преобразователь частоты, трехфазный транзисторный мостовой инвертор, спектральный состав, коэффициент гармоник, выходной фильтр.

Key words: electric power system, cycloconverter, three-phase transistor bridge inverter, frequency content, total harmonic distortion, output filter.

Роль преобразователей частоты постоянно повышается в связи с увеличением на борту летательного аппарата числа потребителей, требующих повышенного качества электропитания. Согласно ГОСТ Р 54073-2010 [1] частота первичного источника (авиационного генератора) может изменяться в пределах 360 ... 800 Гц, что категорически неприемлемо для целого ряда потребителей, например навигационных устройств (датчики угловых скоростей и ускорений, прецизионные следящие электроприводы и т. п.). Кроме того, не для всех потребителей подходит и диапазон изменения напряжения генератора – 113...118 В.

– инвертор, обеспечивающий преобразования постоянного напряжения в трехфазное синусоидальное напряжение стабильной амплитуды и частоты.

Основу ТТПЧ составляет трехфазный инвертор напряжения в режиме ШИМ-СИН-2, структура которого показана на рис. 2. инвертор состоит из силовой части – трехфазного мостового коммутатора (МК) и силового LC-фильтра и схемы управления.

На выходе трехфазного мостового коммутатора формируется импульсное напряжение режима ШИМ-СИН-2 [2]. Для реализации такого режима схема управления инвертором состоит из:

– генератора тактовых импульсов (ГТИ), задающего частоту работы инвертора;

Структура ТТПЧ

Блок схема ТТПЧ показана на рис. 1. В нее входят:

- входной выпрямитель;
- преобразователь постоянного напряжения (ППН), необходимый для обеспечения напряжения питания (E_n) инвертора;

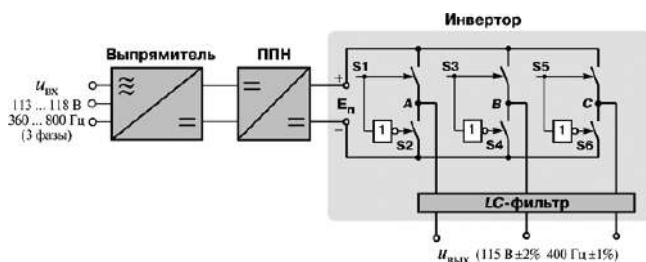


Рис. 1. Блок-схема трехфазного транзисторного преобразователя частоты (ТТПЧ)

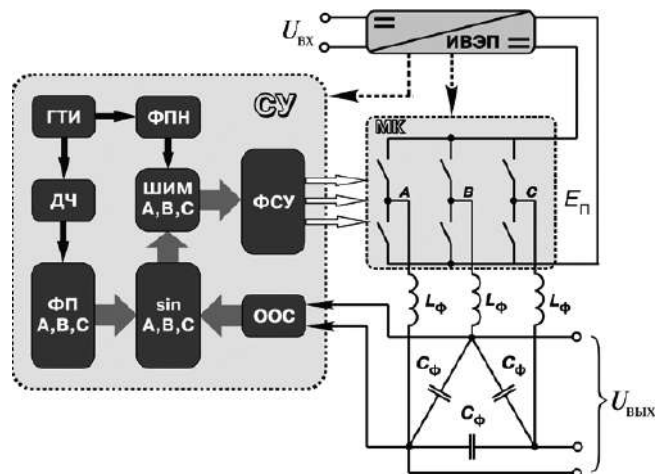


Рис. 2. Блок-схема инвертора в составе ТТПЧ

- делителя частоты (ДЧ);
- формирователя импульсов с периодом выходного напряжения (ФП);
- активного фильтра с устройством сдвига фаз ($\sin A, B, C$) для формирования трехфазного эталонного синусоидального напряжения;
- формирователя пилообразного (треугольного) напряжения (ФПН);
- широтно-импульсного модулятора (ШИМ);
- формирователя сигналов управления силовыми ключами мостового коммутатора (ФСУ);
- устройства отрицательной обратной связи (ООС);
- источник вторичного электропитания (ИВЭП) необходим для обеспечения необходимого уровня напряжения питания трехфазного мостового коммутатора, драйверов силовых транзисторов и схемы управления.

Анализ работы силовой части инвертора

Анализ работы инвертора ТППЧ в режиме ШИМ-СИН-2 проведен в *MATLAB* в предположении, что напряжение питания трехфазного мостового коммутатора равно 1 В, что никоим образом не влияет на качественные характеристики процессов. Известно, что с помощью трехфазного мостового коммутатора реализуются такие напряжения режима ШИМ-СИН-2, у которых число импульсов за период выходного (синусоидального) напряжения кратно трем. Для простоты рассмотрено напряжение режима ШИМ-СИН-2 при формировании 15 импульсов за период выходного напряжения.

Формирование сигналов управления ключами мостового коммутатора (S_1, S_3 , и S_5), т. е. сигналов на входе и выходе ШИМ показано на рис. 3. Формы сигналов управления полностью соответствуют формам напряжений, формируемых стойками трехфазного мостового коммутатора (рис. 1): $u_{S1,2} \rightarrow S_1$; $u_{S3,4} \rightarrow S_3$; $u_{S5,6} \rightarrow S_5$.

Фазные напряжения на выходе трехфазного мостового коммутатора формируются в соответствии с соотношениями:

$$u_A = \frac{u_{S1,2} - \frac{u_{S3,4}}{2} - \frac{u_{S5,6}}{2}}{3};$$

$$u_B = \frac{u_{S3,4} - \frac{u_{S1,2}}{2} - \frac{u_{S5,6}}{2}}{3};$$

$$u_C = \frac{u_{S5,6} - \frac{u_{S1,2}}{2} - \frac{u_{S3,4}}{2}}{3},$$

а линейные

$$u_{AB} = u_A - u_B;$$

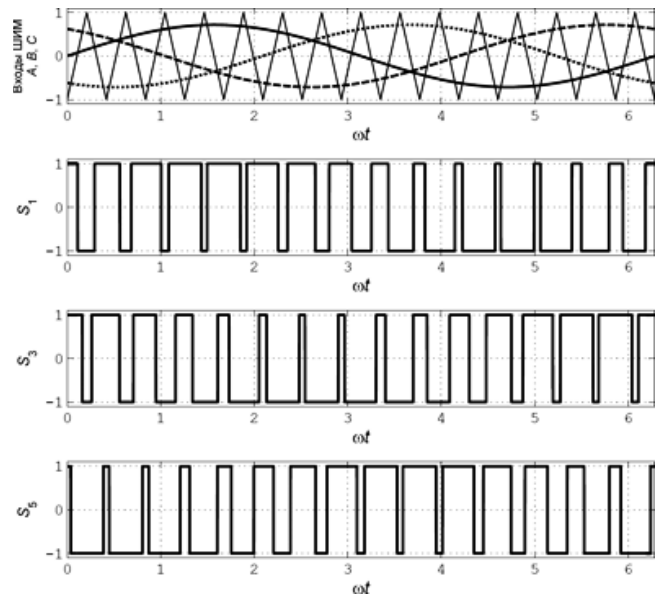


Рис. 3. Формирование сигналов управления силовыми ключами трехфазного мостового инвертора

$$u_{BC} = u_B - u_C;$$

$$u_{CA} = u_C - u_A.$$

Формы фазных и линейных напряжений, сформированных на выходе мостового коммутатора, показаны на соответственно рис. 4 и 5.

Спектральный анализ напряжений, формируемых на выходе мостового коммутатора рис. 6 проведен с помощью быстрого преобразования Фурье (*FFT*) в программе *MATLAB*. Результаты спектрального анализа приведены на рис. 6 ($U_{\text{л}}$ – линейное напряжение, $U_{\text{ф}}$ – фазное напряжение).

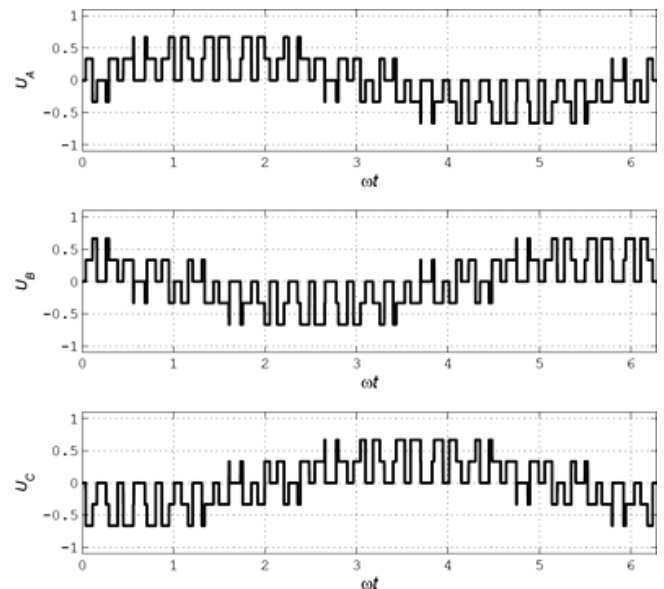


Рис. 4. Фазные напряжения, формируемые мостовым коммутатором

Расчетные коэффициенты гармоник при учете 101 высшей гармоники: фазного напряжения – $k_{грф} = 0,952$; линейного напряжения – $k_{грл} = 0,951$.

Моделирование процессов в инверторе ТТПЧ, работающем в режиме ШИМ-СИН-2 при формировании 15 импульсов за период выходного напряжения проведено в программе *PSpice* при следующих параметрах: напряжение питания мостового коммутатора – 360 В, суммарная выходная мощность – 3 кВА, коэффициент гармоник выходного напряжения – не более 7% [1].

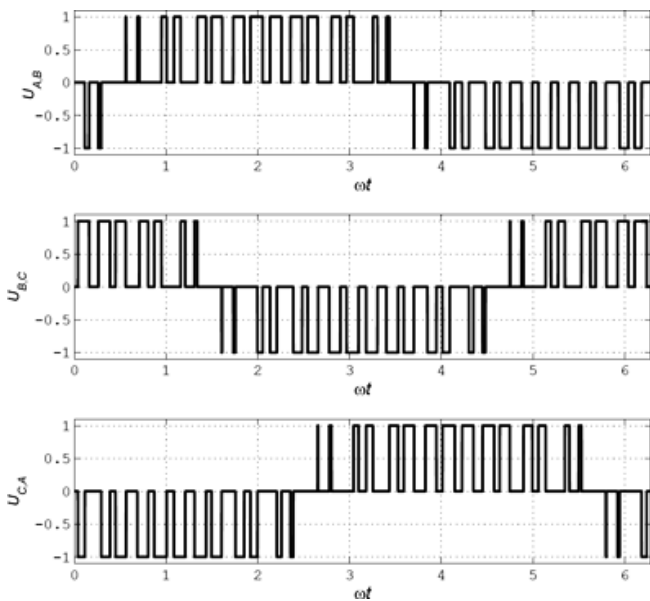


Рис. 5. Линейные напряжения, формируемые мостовым коммутатором

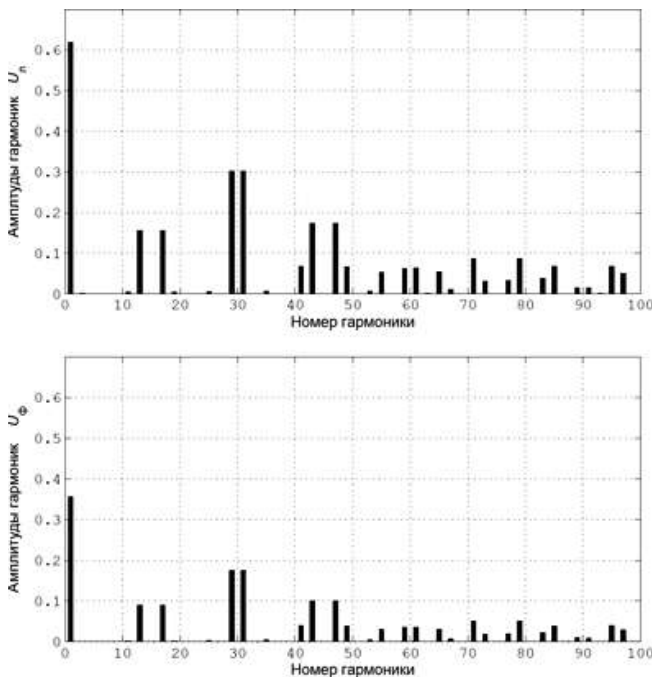


Рис. 6. Спектральный состав линейного (вверху) и фазного (внизу) напряжений на выходе мостового коммутатора

Расчет выходного фильтра инвертора проведен в соответствии с [3].

Результаты моделирования процессов в силовой части инвертора приведены на рис. 7, а полученный в результате моделирования спектральный состав фазного и линейного напряжений – на рис. 8.

Величины коэффициента гармоник напряжений, полученные в результате моделирования:

$V(1, N)$ – фазное напряжение на выходе мостового коммутатора:

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.308293E+01 PERCENT

$V(1, 2)$ – линейное напряжение на выходе мостового коммутатора:

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.325334E+01 PERCENT

$V(A, N)$ – фазное напряжение на выходе ТТПЧ

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.159337E+00 PERCENT

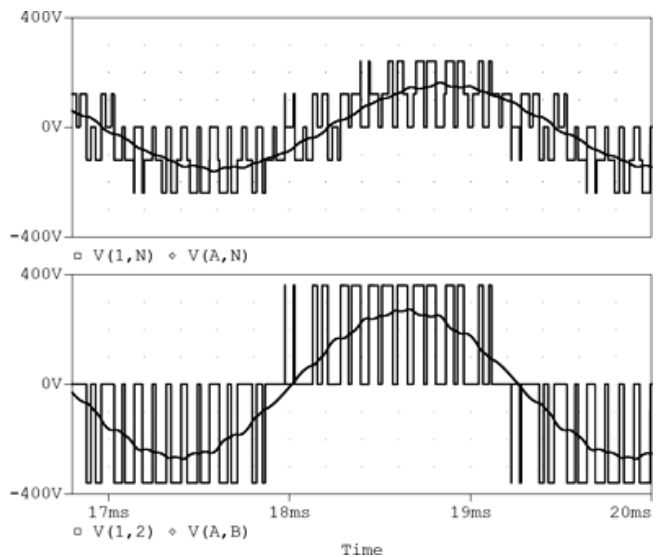


Рис. 7. Результаты моделирования инвертора в режиме ШИМ-СИН-2 – напряжения на входе и выходе силового фильтра инвертора ТТПЧ: фазное напряжение (вверху); линейное напряжение (внизу)

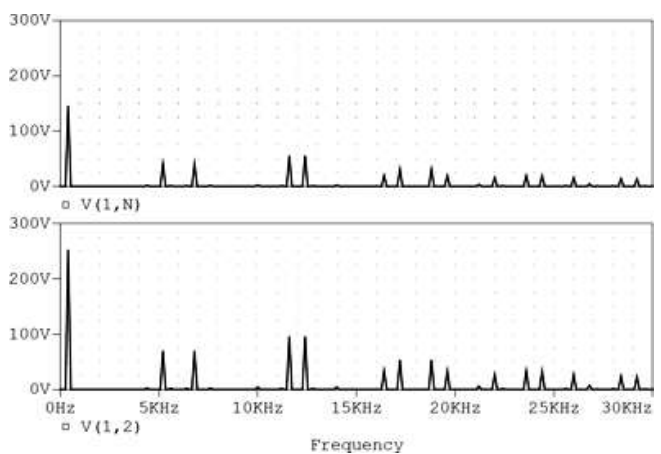


Рис. 8. Результаты моделирования: спектральные составы фазного (вверху) и линейного (внизу) напряжений, формируемых мостовым коммутатором инвертора ТТПЧ

$V(A, B)$ – линейное напряжение на выходе ТППЧ:

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.156733E+00 PERCENT

Расхождение величин коэффициентов гармоник, полученных при анализе и моделировании инвертора, вызвано тем, что в программе *PSpice* имеется возможность учесть меньшее число высших гармоник исследуемой формы напряжения или тока. При учете одинакового числа гармоник вычисленные величины будут: $k_{гф} = 0,889$; $k_{гд} = 0,887$.

Заключение

Результаты моделирования инвертора ТППЧ полностью подтверждают результаты теоретического анализа процессов в силовой части инвертора. Таким образом, подобная структура преобразователя частоты может быть использована для разработки преобразователей частоты в составе системы бортового и наземного электрооборудования летательных аппаратов.

Литература

1. ГОСТ Р 54073-2010 “Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии”.
2. *Т. В. Анисимова, А. В. Бокунов, В. В. Крючков.* Сравнительный анализ многоимпульсных выходных напряжений инверторов. – Практическая силовая электроника, № 2 (46), 2012, С. 28–36.
3. *Т. В. Анисимова, В. В. Крючков.* Расчет параметров выходного фильтра инверторов с синусоидальным выходным напряжением. – Практическая силовая электроника, № 3 (47), 2012, С. 6–10.

Аверин Сергей Владимирович, заведующий кафедрой “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, доцент, к. т. н., тел.: +7 (499) 158-44 26, e-mail: kaf306@mai.ru;

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

Д. С. Силкин, В. П. Падеров

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НОМИНАЛОВ ЭЛЕМЕНТОВ СНАББЕРНЫХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ТИРИСТОРОВ В СОСТАВЕ ИНВЕРТОРА ТОКА ДЛЯ ПЕЧИ ИНДУКЦИОННОЙ ПЛАВКИ

D. S. Silkin,
V. P. Paderov

В статье приведены результаты моделирования инвертора тока в программе Saber с помощью физической кусочно-зарядовой модели тиристора scr2, использующей физические параметры полупроводниковой структуры. Из результатов моделирования были получены графики зависимостей перенапряжений на тиристорах от номиналов элементов снабберных цепей и разброса заряда обратного восстановления самих приборов в последовательном соединении. Были определены значения сопротивлений и емкостей снаббера для данного инвертора тока, обеспечивающие защиту от перенапряжений.

Ключевые слова: тиристор, последовательное соединение, инвертор тока, перенапряжение, определение номиналов снабберной цепи.

Snubber circuits rated values evaluation for thyristors as parts of current-source inverter for induction melting furnace

The article presents modeling results of a current-source inverter with the aid of a physical lumped-charge thyristor model scr2 using physical parameters of semiconductor structures. Graphic dependences of thyristors overvoltages from snubber circuit elements rated values as well as variation of reverse recovery charge of devices in serial connection were obtained from simulation results. The values of snubber resistance and capacitance values providing a surge protection were calculated for this current-source inverter.

Keywords: thyristor, serial connection, current-source inverter, overvoltage, snubber circuit rated values determination.

Мощность индукционных печей, применяемых в современной металлургической промышленности, может достигать нескольких десятков мегаватт. Для управления такими мощностями в инверторах тока (рис. 1) применяются силовые тиристоры с максимальным значением среднего тока в открытом состоянии до нескольких тысяч ампер. Частота выходного тока инвертора составляет порядка нескольких сотен герц, что обуславливает необходимость использования частотных тиристоров. Эти приборы обладают меньшей запирающей способностью, по сравнению с низкочастотными тиристорами. В связи с этим в инверторах тока для управления большими напряжениями используется последовательное включение приборов. При этом нередки случаи выхода тиристоров из строя в результате перенапряжений, возникающих во время коммутационных процессов.

Из-за высокой сложности уравнений, описывающих коммутационные процессы в полупроводниковых приборах, для расчета номиналов элементов снабберов используется либо построение математической упрощенной модели, из которой искомые величины находятся численными методами (одна из таких методик изложена в [1]), либо программы схемотехнического моделирования, либо приближенные эмпирические соотношения [2] и экспериментальные зависимости [3]. Эти методики не учитывают перенапряжения, возникающие вследствие разброса зарядов обратного восстановления тиристоров, а потому снабберные цепи, рассчитанные по ним, могут быть не способны обеспечить надлежащую защиту для тиристора в последовательном соединении.

При расчете номиналов элементов снабберных цепей следует учесть все факторы, способные оказать значительное влияние на перенапряжения, возникающие в тиристорах. Поэтому сначала необходимо рассмотреть причины возникновения этих перенапряжений. Основными причинами являются, как правило, разброс заряда обратного восстановления и выброс напряжения на паразитной индуктивности при выключении тиристоров.

Разброс заряда обратного восстановления тиристоров в последовательном соединении означает, что тиристор с меньшим зарядом будет закрываться раньше остальных. Эквивалентное сопротивление этого тиристора будет намного больше, чем у остальных тиристоров в последовательном соединении. К этому тиристорному прикладывается большая часть

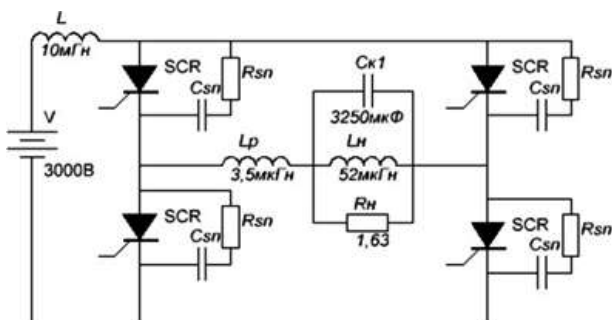


Рис. 1. Упрощенная схема инвертора тока

внешнего напряжения. Конденсаторы снабберных цепей, подключенных параллельно тиристорам, ограничивают скорость нарастания напряжения, тем самым не позволяя ему вырасти выше предельно допустимого значения. Напряжение на тиристорах, для последовательного соединения двух приборов, равно [1]:

$$V_{sQrr}(t) = \frac{V(t)}{2} - \frac{\Delta Q_{rr}}{C_{sn}}; \quad (1)$$

$$V_{bQrr}(t) = \frac{V(t)}{2} + \frac{\Delta Q_{rr}}{C_{sn}}, \quad (2)$$

где V_{sQrr} , V_{bQrr} – напряжения на тиристорах с меньшим и большим зарядом обратного восстановления, соответственно, V – внешнее напряжение, прикладываемое к тиристорам, ΔQ_{rr} – разница зарядов обратного восстановления, C_{sn} – емкость снабберного конденсатора. $\Delta Q_{rr}/C_{sn}$ – значение разбаланса напряжений, определяемого разницей зарядов обратного восстановления ΔQ_{rr} . Знаки в уравнениях (1) и (2) показывают в каком направлении к тиристоры прикладывается разбаланс напряжений. То есть, тиристор с меньшим Q_{rr} испытывает перенапряжение при обратном смещении, а тиристор с большим Q_{rr} – при прямом. Этот тип перенапряжений можно уменьшить либо точным подбором тиристоров по заряду обратного восстановления, либо увеличением емкости в снабберной цепи. Чтобы смоделировать этот эффект, необходимо использовать модель тиристора, в которой ток обратного восстановления моделировался бы без применения управляемых источников тока.

Выброс напряжения на паразитной индуктивности возникает при выключении тиристора, после того как ток обратного восстановления достигает своего пикового значения (I_{rrm}) и начинает спадать. Для пояснения причины возникновения выброса напряжения на паразитной индуктивности с помощью моделирования были получены графики переходных процессов по току и напряжению в тиристоре и снаббере (рис. 2).

Скорость спада обратного тока в тиристоре определяется его внутренними параметрами, а не внешней схемой, и обратный ток тиристора без снаббера, протекая через последовательную паразитную индуктивность L_p (рис. 1), вызывает напряжение, равное:

$$V_{Lp} = -L_p \left(\frac{dI_r}{dt} \right)_{t1}, \quad (3)$$

где V_{Lp} – напряжение, возникающее на индуктивности L_p в случае, когда снабберы отсутствуют, $(dI_r/dt)_{t1}$ – скорость изменения тока обратного восстановления, соответствующая моменту $t1$ (рис. 2), когда скорость спада обратного тока тири-

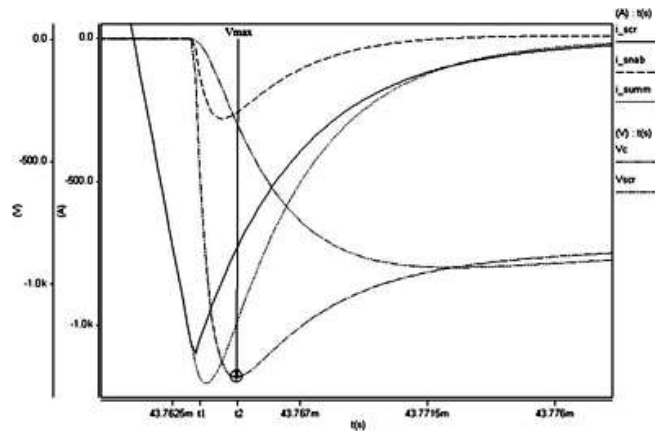


Рис. 2. Переходные процессы по току и напряжению на тиристоре и элементах снаббера при выключении (i_{scr} – ток тиристора, i_{snab} – ток снаббера, i_{summ} – общий ток, протекающий через индуктивность, V_{scr} – напряжение на тиристоре, V_c – напряжение на конденсаторе C_{sn})

стора максимальна. При подключении снабберной цепи ток через индуктивность, по первому закону Кирхгоффа, будет представлять собой сумму токов тиристора и снаббера (рис. 2). Ток снаббера – это ток зарядки конденсатора, определяемый формулой:

$$I_{snab}(t) = \frac{V_{SCR}(t) - V_C(t)}{R_{sn}}, \quad (4)$$

где V_{SCR} – напряжение на тиристоре, V_C – напряжение на снабберном конденсаторе, R_{sn} – сопротивление снабберного резистора. Обратное напряжение на тиристоре начинает расти лишь после достижения током обратного восстановления пикового значения, одновременно со спадом обратного тока тиристора. Вместе с обратным напряжением тиристора начинает расти и ток снаббера. Направления скоростей изменения тока во времени тиристора и снаббера при этом противоположны (рис. 2), поэтому для выброса напряжения на паразитной индуктивности следует записать:

$$V_{Lp}(t1) = -L_p \left[\left(\frac{dI_r}{dt} \right)_{t1} - \left(\frac{dI_{snab}}{dt} \right)_{t1} \right], \quad (5)$$

где $(dI_{snab}/dt)_{t1}$ – скорость изменения тока снаббера, соответствующая моменту $t1$ на рис. 2. На этом этапе заряд на конденсаторе мал, в соотношении (4) $V_C \ll V_{SCR}$, ток снаббера определяется сопротивлением снабберного конденсатора и напряжением на тиристоре. После достижения пикового значения (рис. 2), ток снаббера начинает спадать. При этом направления скоростей изменения токов снаббера и тиристора совпадают, т. е.:

$$V_{Lp}(t2) = -L_p \left[\left(\frac{dI_r}{dt} \right)_{t2} + \left(\frac{dI_{snab}}{dt} \right)_{t2} \right], \quad (6)$$

где $(dI_r/dt)_{r2}$ и $(dI_{snab}/dt)_{r2}$ – скорости изменения тока обратного восстановления тиристора и тока снаббера, соответственно, соответствующие моменту t_2 (рис. 2), когда скорость спада тока снаббера максимальна. На этом этапе напряжение на конденсаторе V_C увеличивается, ток снаббера спадает. Пик напряжения на паразитной индуктивности наблюдается после того, как скорость изменения тока снаббера изменит знак. При этом перенапряжение определяется суммой скоростей спада тока снаббера и тиристора. Значение напряжения $V_{Lp}(t_2)$ меньше, чем V_{Lp} , если сумма $(dI_r/dt)_{r2}$ и $(dI_{snab}/dt)_{r2}$ будет меньше, чем значение $(dI_r/dt)_{r1}$.

Для моделирования выбросов напряжения при выключении тиристорov важно, чтобы спад тока обратного восстановления тиристора моделировался максимально точно.

Моделирование схемы инвертора тока (рис. 1) проводилось с помощью программы схемотехнического моделирования *Saber* [4]. В каждом плече инвертора (рис. 1) – последовательное соединение четырех тиристорov. В программу *Saber* включена физическая кусочно-зарядовая модель *scr2* [5], которая позволяет моделировать переходные процессы в последовательном соединении тиристорov с разбросом Q_{rr} , так как в этой модели поведение прибора моделируется при помощи базовых уравнений физики полупроводников и теории электрических цепей, упрощенных с помощью метода моделирования кусочными зарядами [6]. В качестве параметров модели при этом выступают физические параметры полупроводниковой структуры. Параметры модели были рассчитаны в соответствии с [7].

Из результатов моделирования была получена зависимость обратного напряжения на тиристорах без разброса Q_{rr} от номиналов элементов снабберной цепи (рис. 3). Из рис. 3 видно, что чем больше сопротивление R_{sn} , тем слабее обратное перенапряжение на тиристоре зависит от емкости C_{sn} . Кроме того, после некоторого значения C_{sn} , емкость снабберного конденсатора практически не оказывает влияния на перенапряжение на тиристоре. То есть, при больших перенапряжениях необходимо уменьшать значение R_{sn} и увеличивать C_{sn} . Если же перенапряжения малы, то можно использовать

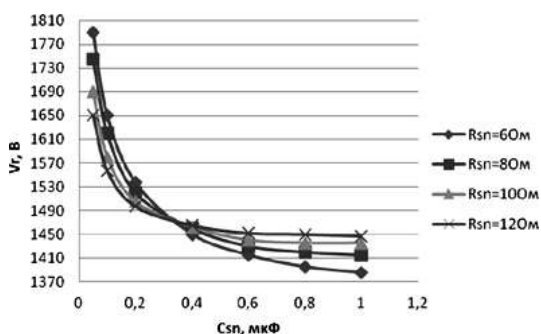


Рис. 3. Зависимость напряжения на тиристоре от номиналов элементов снабберной цепи

меньшую емкость C_{sn} с большим сопротивлением R_{sn} , что желательно для ослабления влияния снаббера на эффект dI/dt при включении тиристора.

Затем, чтобы правильно оценить требуемые номиналы элементов снаббера, у тиристорov в последовательном соединении был задан разброс Q_{rr} . Для этого изменялось время жизни в n -базовой области модели.

В реальном устройстве заряд обратного восстановления каждого тиристора в последовательном соединении может иметь произвольное значение внутри диапазона, определяемого разбросом заряда. Для этого изменялось время жизни в n -базовой области модели. В реальном устройстве заряд обратного восстановления каждого тиристора в последовательном соединении может иметь произвольное значение внутри диапазона, определяемого разбросом заряда. При этом будут различаться значения перенапряжений. Таким образом, даже если известен диапазон, в котором варьируется Q_{rr} тиристорov, нельзя рассчитывать перенапряжение на каждом тиристоре, не зная их зарядов обратного восстановления. Поэтому необходимо определить наихудший случай, такой, чтобы снабберы, способные обеспечить защиту от перенапряжений в этом случае, обеспечивали бы ее и для любого другого варианта разброса Q_{rr} . Для определения такого наихудшего случая схема инвертора тока (рис. 1) моделировалась, когда в группе тиристорov с заданным разбросом Q_{rr} один из приборов имеет минимальный заряд, в то время как остальные – максимальный. При этом тиристор с минимальным Q_{rr} будет испытывать максимальное перенапряжение при выключении [1].

Наибольшее перенапряжение в режиме прямого блокирования будет наблюдаться в другом случае: когда один из тиристорov группы будет обладать максимальным Q_{rr} , в то время как остальные – минимальным. Однако разброс Q_{rr} – не единственный фактор, способный оказать влияние на напряжение в режиме прямого блокирования тиристора. Значение емкости снабберного конденсатора также имеет определенный разброс. При последовательном соединении нескольких конденсаторов с разными номиналами наибольшее напряжение будет падать на том, у которого значение емкости меньше. В инверторе тока разброс номиналов емкостей слабо влияет на перенапряжения, возникающие при выключении тиристора. Однако в режиме прямого блокирования разница напряжений, вызванная разбросом номиналов емкостей, может быть достаточно велика. В снабберных цепях используются конденсаторы с отклонением по емкости $\pm 5\%$ от номинальной. По результатам моделирования инвертора (рис. 1) такой разброс привел к возникновению дополнительного перенапряжения 150 В на тиристоре, к которому был подключен снаббер с минимальной емкостью. Таким образом, наибольшее перенапряжение в режиме прямого блокирования будет наблюдаться на тиристоре с максимальным зарядом обратного восстановления Q_{rr} и минимальной емкостью снабберного конденсатора C_{sn} . Снаббер можно считать эффективным, если он сможет обеспечивать защиту приборов от

перенапряжений в обоих описанных выше случаях.

Зависимость максимального напряжения на тиристоре относительно его запирающей способности от номиналов элементов снаббера при разных разбросах Q_{rr} представлена на рис. 4. Следует отметить, что при моделировании некоторых сочетаний номиналов при разбросе $\Delta Q_{rr} = 15\%$ возникли ошибки сходимости.

Разброс заряда обратного восстановления тиристорov увеличивает также и прямое напряжение на тиристоре с большим зарядом обратного восстановления. График зависимости прямого напряжения V_f , нормированного на максимальное прямое повторяющееся напряжение V_{drm} , от емкости снабберного конденсатора для разных ΔQ_{rr} также приведен на рис. 4. Из приведенных графиков становится ясно, что разброс параметров тиристорov является чрезвычайно важным критерием для выбора снабберной цепи. Если для случая $\Delta Q_{rr} = 5\%$, близкого к изображенному на рис. 3, достаточная защита от перенапряжений обеспечивается любой из исследованных комбинаций номиналов сопротивления и емкости, то разброс $\Delta Q_{rr} = 15\%$ серьезно ограничивает диапазон допустимых значений номиналов элементов снаббера.

Стоит обратить внимание на то, что перенапряжения, возникающие при прямом напряжении на тиристоре с большим Q_{rr} , для заданного ΔQ_{rr} можно уменьшить, лишь увеличивая емкость снабберного конденсатора. В то же время обратные перенапряжения, возникающие вследствие выброса напряжения на паразитной индуктивности, можно уменьшить также и уменьшением сопротивления снабберного резистора. Поэтому при расчете но-

миналов снаббера следует сначала выбрать емкость конденсатора, способную обеспечить надлежащую защиту в режиме прямого блокирования, а затем подобрать сопротивление резистора для ограничения перенапряжений, связанных с выбросом напряжения на паразитной индуктивности.

Для определения номиналов элементов снабберной цепи предлагается следующая методика. Рассмотрим легко реализуемый на практике случай, когда $\Delta Q_{rr} = 15\%$. Определим номиналы элементов, при которых перенапряжения не превысят значений максимально допустимого повторяющегося обратного напряжения V_{rrm} и максимально допустимого повторяющегося прямого напряжения V_{drm} . Сначала необходимо определить минимальную емкость, обеспечивающую защиту от перенапряжений в режиме прямого блокирования. Экстраполировав график (рис. 4г), получим емкость снабберного конденсатора $C_{sn} = 0,8$ мкФ.

Далее определяем максимальное сопротивление для данной емкости и ΔQ_{rr} , обеспечивающее необходимую защиту от обратного перенапряжения. Максимальное – потому, что сопротивление снабберной цепи также ограничивает ток разрядки конденсатора при включении тиристора, который может привести к возникновению эффекта dI/dt . Из графика (рис. 4г) для $\Delta Q_{rr} = 15\%$ следует, что сопротивление R_{sn} должно быть менее 7 Ом. Затем выбираем ближайшие подходящие номиналы из рядов емкостей и сопротивлений. Таким образом, получаем снабберную цепь с номиналами: $C_{sn} = 1$ мкФ, $R_{sn} = 6,8$ Ом. Обратим внимание на то, что при $\Delta Q_{rr} = 5\%$ любое из рассмотренных сочетаний номиналов даст необходимую защиту. Для

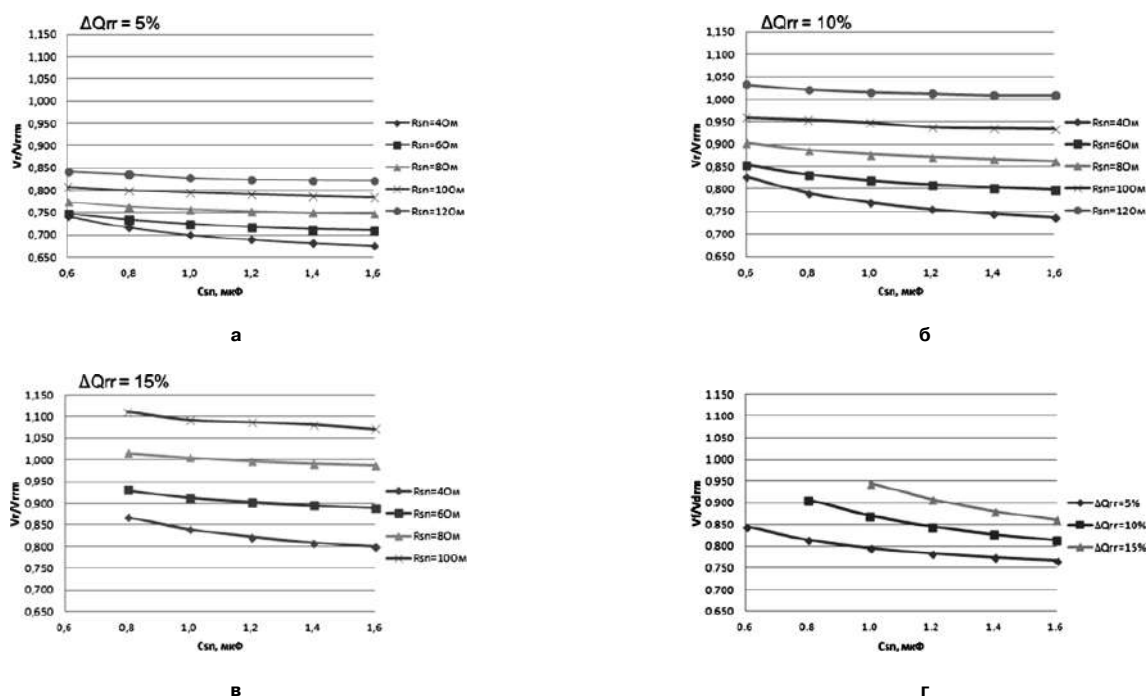


Рис. 4. Перенапряжения на тиристоре в последовательном соединении в относительных единицах

этого случая проводилось дополнительное моделирование с целью выбрать максимальное значение сопротивления и минимальное значение емкости, чтобы снизить стоимость и габариты снабберного конденсатора и уменьшить ток разрядки конденсатора при включении тиристора. Полученные результаты приведены в табл. 1.

Таблица 1. Номиналы элементов снабберной цепи для различных значений ΔQ_{rr}

$\Delta Q_{rr}, \%$	15	10	5
$C_{sn}, \text{мкФ}$	1	0,68	0,33
$R_{sn}, \text{Ом}$	6,8	8,2	15

Для сравнения номиналы элементов снаббера были рассчитаны по другим известным методикам [1–3]. Методика, изложенная в [1], дает несколько вариантов сочетаний номиналов R_{sn} и C_{sn} . При этом значение C_{sn} для частотных тиристорov, полученное по данной методике, варьируется в достаточно широком диапазоне, что затрудняет выбор снабберного конденсатора. Исходя из того, что емкость должна быть минимальна, а сопротивление максимально, можно получить $C_{sn} = 0,62 \text{ мкФ}$ и $R_{sn} = 4 \text{ Ом}$. В [2] для расчета номиналов элементов снаббера, полученные на основе эмпирических исследований. Эти соотношения дают $C_{sn} = 2 \text{ мкФ}$, $R_{sn} = 2,65 \text{ Ом}$. В [3] предложено оценивать R_{sn} и C_{sn} , используя зависимости, полученные на основе экспериментальных измерений. Как и в случае методики [1], по этим зависимостям можно определить несколько различных сочетаний номиналов R_{sn} и C_{sn} . Исходя из того, что емкость должна быть минимальна, а сопротивление максимально, по данной методике можно получить $C_{sn} = 1,18 \text{ мкФ}$ и $R_{sn} = 2,5 \text{ Ом}$.

Таким образом, при расчете номиналов элементов снабберных цепей для тиристорov в последовательном соединении необходимо учитывать следующие факторы:

1. Разброс зарядов обратного восстановления тиристорov в последовательном соединении;
2. Разброс номиналов снабберных емкостей;
3. Выброс напряжения на паразитной индуктивности при обратном восстановлении.

Известные методики [1–3] расчета номиналов не учитывают разброс зарядов обратного восстановления и разброс номиналов снабберных емкостей, а потому могут давать результаты, содержащие значительные погрешности. С помощью физической модели тиристора `scr2` в программе схемотехнического моделирования *Saber* можно построить модель, учитывающую все вышеперечисленные факторы, и рассчитать снаббер, способный обеспечить защиту от перенапряжений в наихудшем случае.

Изложенный выше способ, по сравнению с другими известными [1–3], дает меньшие значения номиналов снабберных емкостей C_{sn} и большие значения номиналов снабберных сопротивлений

R_{sn} , что означает уменьшение стоимости снаббера и уменьшение вероятности возникновения эффекта dI/dt при включении тиристорov.

При емкости $C_{sn} > 0,6 \text{ мкФ}$ (рис. 3) влияние емкости снаббера на обратное напряжение в тиристоре становится слабее, чем влияние сопротивления снаббера R_{sn} . Поэтому ограничивать обратные перенапряжения лучше изменением R_{sn} .

В качестве недостатка предлагаемого метода следует указать, что для задания параметров модели `scr2` требуются данные по физической структуре тиристора [7]. Кроме того в программе *Saber* возникают ошибки сходимости при расчете схем с разбросом зарядов обратного восстановления ΔQ_{rr} тиристорov при малых значениях номинала емкости C_{sn} снабберного конденсатора.

Литература

1. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках / М. И. Абрамович, В. М. Бабайлов, В. Е. Либери др. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 432 с.: ил.
2. Общий подход к расчету снабберных RC-цепей [Электронный ресурс] // ЗАО “Протон-Электротекс”. URL: <http://www.proton-electrotex.com/ru/articles/3> (дата обращения: 02.07.2014).
3. *Waldmeyer J., Backlund B.* Design of RC snubbers for phase control application. [Электронный ресурс] // Application Note 5SYA 2020-02. 2008. URL: <http://www05.abb.com/> (дата обращения 02.07.2014)
4. Desktop Design of Power Systems and Multi-domain Physical Systems [Электронный ресурс] // Описание программы SaberRD. URL: <http://www.synopsys.com/Systems/Saber/CapsuleModule/SaberRD-ds.pdf> (дата обращения: 02.07.2014)
5. *Ma C. L.* Modeling of high-Power Thyristors Using the Lumped-Charge Modeling Technique / Ma C.L., Lauritzen P.O., Sigg J. // 6th European Conference on Power Electronics and Applications. – 1995. – Vol. 2. – P. 15–21.
6. *Ma C. L.* Modeling of bipolar power semiconductor devices // Ph. D. Dissertation. University of Washington. 1994. 116 p. (UMI number: 9523719).
7. *Силкин Д. С.* Экстракция параметров физической кусочно-зарядовой модели тиристора / Силкин Д.С., Падеров В.П. // Энергосбережение, Электромагнитная совместимость и качество в электрических системах: сборник статей V Международной научно-практической конференции. – Пенза: Приволжский Дом Знаний, 2014. С. 68–71.

Силкин Денис Сергеевич, аспирант кафедры электроники и наноэлектроники Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, теле.: +7 (917) 999 47-54, email: d-s.silkin@mail.ru;

Падеров Виктор Петрович, к. ф-м н., доцент кафедры электроники и наноэлектроники Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, тел.: +7 (927) 276-51-74, email: paderov@mail.ru.

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 ПЕРЕМЕННО-ПОСТОЯННОГО ТОКА (Цикл статей)

Часть 1. Унифицированные базовые модули обратимых импульсных конверторов с промежуточным индуктивным накопителем

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

Унифицировано – модульный синтез статических преобразователей, в частности- вторичных источников питания, регуляторов, стабилизаторов и др. является наиболее перспективной технологией в области практической силовой электроники транспортных средств. Особую роль он играет в авиационно-космических бортовых системах электроснабжения (СЭС) с повышенными требованиями к надежности, взаиморезервированию (живучести), контроле- и ремонтпригодности (с учетом вынужденных простоев транспорта), массо- габаритным и энергетическим показателям, качеству электроэнергии и ЭМС, элементной и схемотехнической преемственности и возможности гибкого варьирования установленной мощности (модульно-масштабируемая архитектура).

Авторами предлагается цикл статей с указанным в заголовке общим названием, посвященных нетрадиционным схемотехническим решениям при создании основных унифицированных базовых модулей для дальнейшего синтеза силовых интегральных схем (СИС) обратимых (двухнаправленных) многофункциональных импульсных преобразователей (МИП): непосредственных и каскадно-трансформаторных, с промежуточными трансреакторными демодуляторами-накопителями и др. Предлагаемые схемотехнические решения являются результатом многолетних научно-исследовательских работ, проведенных с участием авторов в МАИ совместно с ведущими авиационно- космическими предприятиями и защищены приоритетом РФ.

Цикл статей предназначен для разработчиков комбинированных автономных систем электроснабжения постоянно–переменного тока “полностью электрифицированных самолетов”, а также представляется интересным для широкого круга специалистов в области транспортной силовой электроники.

Ключевые слова: полностью электрифицированный самолет, обратимый преобразователь, бортовая система электроснабжения, многофункциональные импульсные преобразователи.

Unified-modular synthesis of power ICs for multifunctional SMPCs for aerospace combined AC-DC electrical power systems (Series of articles).

Part 1. Unified basic modules of reversible SMPCs with intermediate inductive energy storage device

Unified-modular synthesis of static converters, particularly secondary power supplies regulators, stabilizers, etc. is the most promising technology in the field of transportation vehicles power electronics. It plays special part in aerospace onboard power supply systems with high requirements for reliability, survivability, control, and serviceability (taking into account transport downtime), weight, dimensions and energy performances, power quality and EMC, components and circuit continuity as well as flexibility of varying the installed capacity (modular, scalable architecture).

The authors offer a series of articles with the general title name dedicated to non-traditional circuit engineering solutions when creating unified basic modules for further synthesis of power integrated circuits. Proposed circuit solutions are the result of years of research work carried out with the participation of the authors from MAI in cooperation with leading aerospace companies and are protected by the priority of the Russian Federation.

This series of articles is intended for developers of AC–DC off-line power supply systems for “All Electric Aircraft” and appeals to a wide range of experts in the field of transportation power electronics.

Key words: all electric aircraft, reversible converter, onboard power system, multifunctional pulse converters.

Общие критерии-рекомендации к проектированию конверторных модулей

Регулируемые импульсные преобразователи параметров однополярного напряжения (конверторы) составляют фундамент силовой электроники и потому требуют к себе особого внимания и тщательного выбора базовых принципов импульсного преобразования и их модернизации.

Прежде всего, следует отметить некоторые широко распространенные укоренившиеся заблуждения и недоработки схем, тормозящие развитие унифицировано-модульного синтеза многофункциональных преобразователей, а следовательно и автономных систем электроснабжения, и предложить нижеследующие критерии-рекомендации.

1. В составе традиционных базовых импульсных модуляторов: понижающего, повышающего, комбинированного понижающего–повышающего, инвертирующего, прямо- и обратногоходовых, а также с топологиями “*Cuk*”, “*SEPIC*”, “*Zeta*” и др. [1] предусмотрено только однонаправленное (прямое) преобразование. При этом логично предполагается, что для обратного (рекуперативного) преобразования можно использовать такой же или функционально–аналогичный импульсный модулятор. Это приводит, как минимум, к удвоению массо-габаритных и стоимостных параметров, а также к снижению надежности. В этой связи представляется целесообразной модернизация традиционных импульсных модуляторов с минимальным добавлением элементов для *обеспечения обратимости* (двунаправленности) преобразования, необходимого для синтеза инверторов синусоидального напряжения, для обеспечения режима рекуперативного торможения электропривода, для взаиморезервирования питающих сетей и т. п.

2. При выборе из вариантов схем непосредственных (бестрансформаторных) импульсных конверторов недостаточное внимание обращается на наличие общего (желательно заземленного) *входного–выходного вывода*, позволяющего модернизировать схемы, реализуя многофазность, параллельное многотактное расщепление и т. п.

3. Реализуя крайне желательную гальваническую (трансформаторную) развязку часто выбирают кажущийся рациональным очевидно- прямолинейный вариант с промежуточным трансформаторным инвертором прямоугольного напряжения повышенной частоты. При этом практически всегда приходится решать непростую проблему вольтсекундного симметрирования разнополярных питающих импульсов трансформатора для предотвращения насыщения его магнитопровода. В мало-мощных инверторах для этого обычно используются разделительные высокочастотные конденсаторы или двухконденсаторные стойки (в полумостовых инверторах) с большой реактивной мощностью (т. е. низкой надежностью) или большой инер-

ционностью симметрирования. В относительно мощных инверторах прямоугольного напряжения в последние годы для симметрирования стали применять следящие системы с быстродействующими микропроцессорами и с индикаторами насыщения (типа пояса Роговского), что в большинстве случаев представляется неадекватным по степени сложности решением. В некоторых случаях для исключения насыщения трансформатора вместо инвертора напряжения пытаются использовать так называемый “инвертор прямоугольного тока” с предвключенным реакторным звеном постоянного тока или смешанный инвертор напряжения и тока (для разных полярностей питающих импульсов трансформатора)[2, 3, 4]. В обоих случаях возникает не менее простая проблема *ограничения коммутационных перенапряжений*, возникающих при *перекоммутации тока реактора* из цепи источника или из коротко-замкнутой цепи в *цепь* первичной обмотки трансформатора. Здесь уместно указать на практическую нереализуемость варианта указанного смешанного конвертора напряжения и тока с трансформаторным выходом, предложенного сотрудниками Калифорнийского технологического института Слободаном Куком и др.[2, 3, 4]. Указанный вариант представляется неудачной попыткой модификации заслуженной и широко известной схемы одноключевого понижающе-повышающего бестрансформаторного конвертора с промежуточным емкостным фильтром – так называемой “схемы Кука” (или иначе – конвертора с топологией “*Cuk*”) [1, 2, 3]. В предложенном ими варианте не предусматривается защита транзисторного ключа от указанных коммутационных перенапряжений, возникающих из-за наличия индуктивности рассеяния обмоток трансформатора. В данной работе для обеспечения гальванической развязки в схемах конверторов предлагается вместо совокупности реактора и трансформатора использовать так называемый трансреактор (двухобмоточный дроссель) с обратно-ходовым режимом передачи энергии с одновременной рекуперацией электромагнитной энергии индуктивности рассеяния в фильтровый или снабберные конденсаторы, либо ее временным сохранением (и даже накоплением вместе с энергией намагничивания) для парирования (фильтрации) пульсаций питающего напряжения, например, выпрямленно-сетевое.

4. Учитывая практическую эксплуатационную непригодность энергоемких электролитических конденсаторов в авиационно-космических бортовых условиях из-за их низких показателей надежности (термостойкости, безотказности и долговечности) предлагается полностью их исключить из состава входных, промежуточных и выходных емкостных фильтров, возложив их низкочастотные фильтрующие функции на высокочастотные импульсные регуляторы/стабилизаторы (так на-

зываемые, активные фильтры) и на вышеуказанные индуктивные накопители (реакторы и трансреакторы), несмотря на неизбежные связанные с этим массо-габаритные и энергетические издержки.

Следует особо отметить, что на реакторный сглаживающий накопитель (фильтр) в отличие от электролитического емкостного можно возложить и функцию демодулирующего звена однополярно пульсирующего тока по закону: $I_L(t) = I_0 |\sin(\omega t)|$ в тех случаях, когда конверторный модуль, дополненный выходным коммутатором полярности, используется для реализации инвертора синусоидального тока или напряжения, а также преобразователя частоты (см. продолжение цикла статей) с аналогичными внешними характеристиками.

5. При выборе рациональной схемы конвертора следует по возможности исключать или по меньшей мере минимизировать число цепей для протекания так называемых “сквозных сверхтоков” (без достаточного ограничения) через два последовательно соединенных транзисторных ключа при их несанкционированном синхронном включении, например, из-за помех в их управляющих драйверах. Сюда же можно отнести рекомендации по ограничению “диодно-инверсных сверхтоков”, когда роль одного из двух последовательных ключей играет обратно-включенный диод (или тиристор) с предварительным существенным прямым током, определяющим время, требуемое для восстановления диэлектрической прочности. В обоих случаях наиболее эффективным способом защиты является установка демпфирующего дросселя или трансреактора; однако при этом необходимо обеспечить так называемую “нерассеивающую демпферную цепочку” с передачей накапливаемой в ней энергии во входной или выходной фильтр конвертора. Последнее также относится к энергии так называемых “снабберных” конденсаторов, применяемых для формирования траектории запирающего транзистора с целью ограничения его коммутационных перенапряжений и динамических тепловых потерь.

6. При организации цепи поглощения энергии индуктивности рассеяния при отключении обмотки трансреактора или трансформатора, а также цепи отклонения разностного тока при подключении к обмотке трансформатора или трансреактора дроссельного звена с током, превышающим сонаправленный с ним ток обмотки, обычно используются фильтровые либо снабберные конденсаторы. Эта энергия, помноженная на частоту импульсной модуляции, определяет среднециклическую реактивную мощность ($Q_{\text{ср}} = \Delta W f_{\text{мод}}$), циркулирующую внутри преобразователя, и как следствие – его массогабаритные показатели и КПД. При этом обычно считается, что цепь поглощения должна иметь противонапряжение $U_{\text{полг}}$, превышающее ЭДС индукции (взаимоиндукции) E в цепи поглощаемого тока хотя бы незначительно, что и обе-

спечит спадание этого тока и сброс накопленной энергии $\Delta W = LI_0^2/2$. Однако при этом совершенно не учитывается, что поглощающий элемент помимо энергии ΔW принимает также энергию

$$A = \int_0^{t_{\text{сп}}} U_{\text{полг}} I(t) dt,$$

где $t_{\text{сп}} \approx LI_0/(U_{\text{полг}} - E)$ – время спадания тока без учета активных сопротивлений. Учитывая равенство

$$\int_0^{t_{\text{сп}}} I(t) dt \approx \frac{t_{\text{сп}} I_0}{2},$$

нетрудно получить выражение для полной поглощаемой энергии [6]:

$$W_{\text{полг}} = \Delta W + A \approx \frac{K_U \cdot \Delta W}{K_U - 1},$$

где $K_U = U_{\text{полг}}/E$ – кратность противонапряжения поглощающего элемента, из которого наглядно следует, что вышеуказанное заблуждение о достаточности выполнения условия: $K_U > 1$ может привести к неработоспособности устройства ($W_{\text{полг}} \rightarrow \infty$ при $K_U \rightarrow 1$). Отсюда также следует важная рекомендация: *максимально возможно повышать величину противонапряжения поглощающего элемента (обычно – снабберного конденсатора) до значения порядка 60% от допустимого напряжения для коммутируемого транзистора (при этом желательно выполнение соотношения $K_U \geq 3...4$).*

7. В обратноходовых импульсных модуляторах накопление электромагнитной энергии трансреактора производится за счет нарастания потокосцепления его первичной обмотки, а передача этой энергии (или ее части) в нагрузку (в фильтровый конденсатор) – за счет скачкообразно выросшего потокосцепления вторичной обмотки при выключении тока в первичной. При этом электротехнический закон коммутации для взаимно индуктивно связанных контуров не нарушается так как полное (суммарное) потокосцепление трансреактора при этом скачкообразно не изменяется. Однако, как показано в [7] КПД процесса передачи энергии из одного индуктивно-связанного контура в другой может быть существенно увеличен, если в момент коммутации тока первичного контура вторичный – короткозамкнут. Для этого *рекомендуется предусмотреть в обратноходовых импульсных модуляторах наличие закорачивающего транзисторного ключа на вторичной стороне трансреактора.*

8. Разработчиками преобразователей часто не учитывается статическая неустойчивость классических широтно-импульсных модуляторов в режиме непрерывного тока реактора (или потокосцепления трансреактора) при неизменных входных и выходных напряжениях. Это означает, что при постоянном сколь угодно малом различии

в разнополярных вольтсекундных интегралах на балластном дросселе его ток устремляется либо к недопустимой для коммутатора величине, либо спадает до нуля, переходя затем к прерывистому. Таким образом при указанных условиях регулировать и стабилизировать среднециклическую величину тока дросселя можно лишь с помощью использования отрицательной обратной связи в цепи управления скважностью импульсов, обеспечивающей динамическую устойчивость. Неучет разработчиками указанного обстоятельства обычно связан с тем, что в большинстве случаев величина хотя бы одной из фильтровых электроемкостей модуляторов относительно невелика; поэтому при работе на активную нагрузку нарушается условие постоянства обоих внешних напряжений в течение десятков (или сотен) периодов ШИМ. Однако применение обратимых импульсных конверторов для взаимного питания двух авиационно-бортовых подсистем распределения постоянных напряжений (270 В и 27 В) или им подобных предполагает строгое постоянство входного и выходного напряжений конвертора, что делает целесообразным найти способы обеспечения статической устойчивости процесса широтно-импульсного регулирования преобразуемой мощности непосредственно или косвенно – путем регулирования среднециклического значения тока дросселя. Это может обеспечиваться введением регулируемой паузы Δt_n между этапом нарастания тока (потокосцепления) с длительностью t_n и этапом его спада с длительностью $(T_{\text{ШИМ}} - t_n - \Delta t_n)$, т. е. между этапами накопления энергии и ее дозированной передачи в нагрузку. В течение указанной паузы обмотка дросселя (трансреактора) замкнута накоротко шунтирующим транзистором. В этом случае *удобно осуществлять дуальное управление:*

а) среднециклическим током дросселя $I_{\text{Лср}}$ путем регулирования коэффициента заполнения импульса $\gamma = t_n / T_{\text{ШИМ}}$;

б) среднециклической мощностью нагрузки

$$P_{\text{ср}} = \frac{\Delta W_{\text{д}}}{T_{\text{ШИМ}}},$$

где $\Delta W_{\text{д}} = L(I_{\text{Lmax}}^2 - I_{\text{Lmin}}^2) / 2 = L|\Delta I_L| I_{\text{Лср}}$;
 $\Delta I_L = \Delta t_n \Delta U_L / L = \gamma \Delta U_L / L$, $\Delta U_L = U_n$ или $\Delta U_A = |U_{\text{ист}} - U_n|$ в зависимости от типа модулятора, путем регулирования коэффициента заполнения паузы $\gamma = \Delta t_n / T_{\text{ШИМ}}$.

Естественно, что такое регулирование опирается на две отрицательные обратные связи (по $I_{\text{Лср}}$ и $|\Delta I_L|$) подобно так называемому изодромному регулированию (по $y(x)$ и dy/dx).

9. При реализации обратного преобразования электроэнергии *не рекомендуется использование того же накопительного реактора (трансреактора), с обратным направлением (реверсом) тока (потокосцепления)*, так как указанный реверс может недопу-

стимо снизить быстродействие регулирования. Это в первую очередь относится к синтезу инверторов синусоидального напряжения, регулируемых с отрицательной обратной связью по эталонному генератору синусоидального сигнала. При указанном регулировании для обеспечения удовлетворительной формы выходного напряжения необходимо в течение каждого его полупериода многократно пересекать кривые выходного и эталонного напряжения с целью их сближения (многократный реверс с перерегулированием). Поэтому для обеспечения обратимости (двунаправленности) преобразования *рекомендуется использование однонаправленного реактора (трансреактора) с переменной (переключаемой) схемой цепей накопления и дозирования передачи энергии.*

10. При схемно-модульном и коммутационно-временном расщеплении преобразуемой мощности рекомендуется использовать также *раздельно-модульные трансформаторы и трансреакторы*. При этом рекомендуется использовать не менее двух типов тех и других модулей: *высоковольтных (в/в) и низковольтных (н/в)* для обеспечения гибкости в выборе их последовательного, параллельного или смешанного соединения. Для магнитопроводов индуктивных накопителей рекомендуется использовать сердечники из ленточного аморфного железа (при $f_{\text{ШИМ}}$ до 5–10 кГц) или феррита (при $f \geq 10$ кГц). При выборе коэффициента трансформации предпочтение следует отдавать значению 1, позволяющему максимально повысить коэффициент связи, применив двухленточную (плоскошинную) обмотку.

Выбор силовой схемы для унифицированного модуля обратимого непосредственного импульсного конвертора (ОНИК)

На рис. 1 приведены четыре варианта силовой схемы ОНИК с заземленными внешними выводами (“трехполюсники”) с однообмоточным двунаправленным реактором ($L_{\text{д}}$) без накопления энергии (а) и двухобмоточными однонаправленными (по потокосцеплению) накопительными реакторами $T-L_{1,2H} \downarrow$ (б, в, г).

Первый вариант в зависимости от направления преобразования ($U_1 \rightarrow U_2$, $U_1 \rightarrow U_3$, $U_2 \rightarrow U_1$, $U_2 \rightarrow U_3$, $U_3 \rightarrow U_1$, $U_3 \rightarrow U_2$) может работать в режимах “повышения”, “понижения” и “понижения–повышения”, причем либо в “полярно-повторяющем”, либо “полярно-инвертирующем”. Однако, несмотря на указанную универсальность (многофункциональность), этот вариант в аспекте ранее перечисленных рекомендаций, помимо отсутствия гальванической развязки, присущего бестрансформаторным схемам, обладает следующими существенными недостатками:

1) отсутствие индуктивного накопителя с использованием регулярных пауз с сохранением потокосцепления;

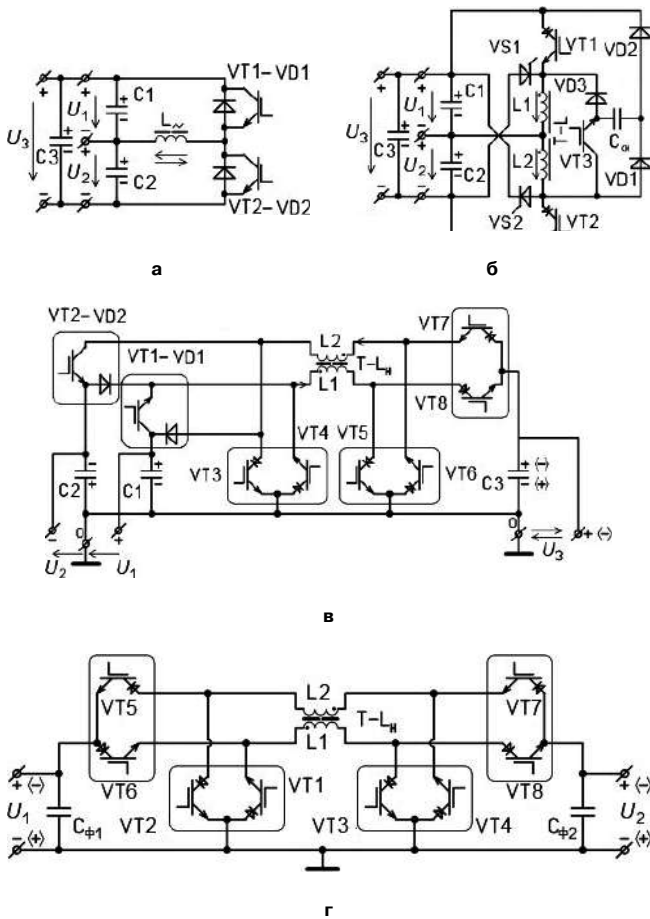


Рис. 1. Варианты силовой схемы ОНИК: а – с однообмоточным двунаправленным реактором без накопления энергии; б – с однополярным выходом; реверсивные – с двухполярным выходом (РОНИК); в – с двумя разнополярными входами, г – с двухполярными входом и выходом

2) низкое быстродействие переключения режимов прямого и обратного преобразования (из-за реверса тока в L_н);

3) наличие цепи для возможных “сквозных сверхтоков” через двухтранзисторную стойку VT1,2 при несанкционированном одновременном проводящем состоянии ключей;

4) отсутствие двухполярного (реверсивного) выхода.

Следует отметить, что повысить быстродействие реверса тока можно путем применения режима прерывистых токов реактора. Однако при этом резко увеличатся амплитудные значения импульсов тока и существенно снизится КПД устройства.

Второй вариант схемы ОНИК (рис. 1б) свободен от первых трех указанных недостатков и по сравнению с первым вариантом обладает несомненными преимуществами. Поэтому он в принципе может быть рекомендован для создания базового модуля ОНИК с однополярным (нереверсивным) выходом. Рассмотрим работу схемы этого варианта для случая, когда источник питания подключен к выводам с напряжением U₃. Тогда на выводах с напряжениями U₂, и U₁ появятся пониженные выходные напряже-

ния с повторенными полярностями относительно общих для входа и выхода выводов. Каждый период ТШИМ широтно- импульсной модуляции включает в себя три интервала:

- 1) интервал импульса $t_{и} = \gamma_{и} T_{ШИМ}$, на котором включен VT1;
- 2) интервал паузы $\Delta t_{п} = \gamma_{п} T_{ШИМ}$, на котором включены VT3 и VS1;
- 3) интервал дозирования

$$(T_{ШИМ} - t_{и} - \Delta t_{п}) = \gamma_{д} T_{ШИМ},$$

где $\gamma_{д} = 1 - \gamma_{и} - \gamma_{п}$, когда выключены все транзисторы и включен тиристор VS1.

На первом интервале происходит нарастание полного (суммарного) потокосцепления двухобмоточного реактора L1,2 вместе с токами в цепях: C3–VT1–L1–C2–C3 и C1–VT1–L1–C1.

На втором интервале это потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с током в короткозамкнутой цепи: L1–L2–VT3–L1. При этом разностный ток обмоток, определяемый их разными начальными условиями и индуктивностями рассеяния (т.е. неидеальной взаимоиндуктивной связью), быстро падает до нуля по цепи зарядки C2: L1–C2–VS1–L1, после чего тиристор VS1 запирается нулевым током.

На последнем интервале потокосцепление частично падает, передавая дозу накопленной к началу интервала электромагнитной энергии в нагрузку с током по цепи: L1–C2–VS1–L1. При этом энергия индуктивности рассеяния обмотки L2 поглощается снабберным конденсатором C_{сн} вместе с быстро спадающим током в цепи: L2–VD1–C_{сн}–VD3–L1–L2. Указанная энергия затем опять передается реактору на третьем интервале следующего периода ШИМ при разрядке C_{сн} по цепи: C_{сн}–VD2–VT1–L1–L2–VT3–C_{сн}.

Если принять условия: постоянства напряжений на конденсаторах в течение нескольких периодов ШИМ и непрерывности полного потокосцепления трансреактора, то в квазистатическом циклическом режиме регулировочные характеристики будут иметь следующий вид:

$$U_2(\gamma_{и}, \gamma_{п}) = U_3 \gamma_{и} (1 - \gamma_{п}); U_1(\gamma_{и}, \gamma_{п}) = U_3 [1 - \gamma_{и} / (1 - \gamma_{п})].$$

Если исключить паузу из перечисленных интервалов, то получим классические характеристики для питающего ШИМ-регулирования со стабилизацией тока реактора с помощью отрицательной обратной связи по одному параметру:

$$U_2(\gamma_{и}) = \gamma_{и} U_3; U_1(\gamma_{и}) = (1 - \gamma_{и}) U_3.$$

Аналогичным образом схема будет работать в режиме повышающего ШИМ, если источник питания подключить к выводам с напряжением U₂. В этом случае с помощью модулированного управления транзисторами VT2 и VT3 будет реализован режим повышения напряжения с повторением полярности

(от U_2 к U_3) и режим понижения – повышения напряжения с инвертированием полярности.

Работу третьего варианта силовой схемы ОНИК (рис. 1в) следует рассмотреть отдельно для случая полярного повторения U_3 и $U_1(\pm)$ и случая полярного инвертирования U_3 относительно $U_1(\pm)$. При этом в каждом из указанных случаев возможны два направления преобразования электроэнергии: прямое (от выводов с $U_{1,2}$ к выводам с U_3) и обратное (от выводов с U_3 к выводам с $U_{1,2}$). При каждом из указанных направлений возможны три режима работы: а) режим “понижения”, б) режим “повышения”, в) режим “повышения-понижения” в зависимости от скважности импульсов ШИМ. И наконец, каждый период ШИМ ($T_{\text{ШИМ}}$) в указанных режимах имеет три этапа: этап нарастания полного потокосцепления $T-L$ на интервале импульса с длительностью $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{ШИМ}}$, этап приблизительного сохранения потокосцепления на интервале паузы с длительностью $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} / T_{\text{ШИМ}}$ и этап дозированной передачи энергии $T-L$ в нагрузку на интервале дозирования с оставшейся длительностью

$$(T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}}) = (1 - \gamma_{\text{и}} - \gamma_{\text{п}}) T_{\text{ШИМ}}$$

Поскольку рассматривать все возможные варианты случаев, направлений, режимов и этапов (36 сочетаний) нецелесообразно из-за схожести процессов, то ограничимся рассмотрением наиболее универсального режима “повышения-понижения” для одного сочетания полярностей (повторения полярности U_3 и U_1), но в двух направлениях преобразования (прямом и обратном).

Режим прямого преобразования. При включении VT1 и VT5 происходит нарастание тока в цепи: C1–VT1–L1–VT5–C1 за время $t_{\text{и}}$. Затем при включении VT4 и выключении VT1 (VT5 остается включенным) происходит приблизительное сохранение полного потокосцепления $T-L$ с током в цепи: L1–VT5–VT4–L1. По истечении интервала паузы $\Delta t_{\text{п}}$ VT8 – включается, а VT5 выключается, и ток в L1 частично спадает по цепи: L1–VT8–C3–VT4–L1. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{\text{ШИМ}}$.

Режим обратного преобразования. При включении VT7 и VT3 происходит нарастание тока в цепи: C3–VT7–L2–VT3–C3. Затем при включении VT6 и выключении VT7 (VT3 остается включенным) происходит приблизительное сохранение полного потокосцепления $T-L$ с током в цепи: L2–VT3–VT6–L2. За время $t_{\text{и}}$ по истечении интервала паузы $\Delta t_{\text{п}}$ VT3 выключается, и ток в L2 частично спадает по цепи: L2–VD1–C1–VT6–L2. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{\text{ШИМ}}$.

Следует особо указать, что при переходе с одного из двух рассмотренных режимов на другой знак полного потокосцепления трансреактора $T-L$ не изменяется, что обеспечивает высокое быстродействие регулирования (стабилизации) выходного

напряжения U_3 с отрицательной обратной связью и сравнением с эталоном (например, по релейно-прогоговому принципу, с изодромной обратной связью по производной (по току C3) и т. п.).

Третий и четвертый варианты схемы ОНИК (РОНИК, рис. 1в, г) свободны от всех четырех недостатков по сравнению с первым и обладают важным преимуществом по сравнению со вторым, а именно – имеют *двуполярный (реверсивный) выход*. Учитывая большую роль последнего обстоятельства при синтезе схем многофазных инверторов и преобразователей частоты, последний вариант (РОНИК рис. 1г) *рекомендуется в качестве унифицированного базового модуля РОНИК*. Данная схема реализуется на базе четырех двухтранзисторных однонаправленных стоек (например, IGBT с блокирующими диодами, как показано на рис. 1в), двухобмоточного трансреактора с антинасыщающим зазором в магнитопроводе и двух неполярных (пленочных) конденсаторов. В качестве блока управления могут быть применены широко выпускаемые микросхемные драйверы для двухтранзисторных стоек и одиночных транзисторов.

Как будет показано в следующих работах, большинство импульсных преобразователей, включая многофазные и с расщепленными каналами, может быть синтезировано на базе предлагаемого в качестве базового модуля РОНИК, так как он имеет общий (заземляемый) вывод и любое сочетание полярностей для входного и выходного напряжений. Однако существует ряд специфических преобразователей с требованием обязательной гальванической развязки вход-выход. В этой связи представляется также рациональным рассмотрение возможности создания унифицированного модуля обратимого трансформаторного (трансреакторного) импульсного конвертора (ОТИК) с индуктивным накопителем.

Выбор силовой схемы для унифицированного модуля обратимого трансформаторного (трансреакторного) импульсного конвертора (ОТИК) с индуктивным накопителем

На рис. 2 приведены рациональные в (аспекте рассмотренных рекомендаций) варианты схем ОТИК с индуктивными (реакторными или трансреакторными) накопителями: с инверторно-трансформаторным звеном высокой частоты (ИН → В/В ← ИТ) и накопительным реактором ($L_{\text{н}}$) (а); с двумя встречными импульсными модуляторами (ИМ_{1,2}) и накопительным трансреактором ($T-L_{\text{н}}$): на базе промежуточного емкостного накопителя (Сп.н.) – с квадратичной регулировочной характеристикой (б) и по схеме синхронно-двухключевого обратного модулятора (в).

Первый вариант схемы ОТИК (рис. 2а) по структуре близок к классическим вариантам конверторов с промежуточным согласующим и галь-

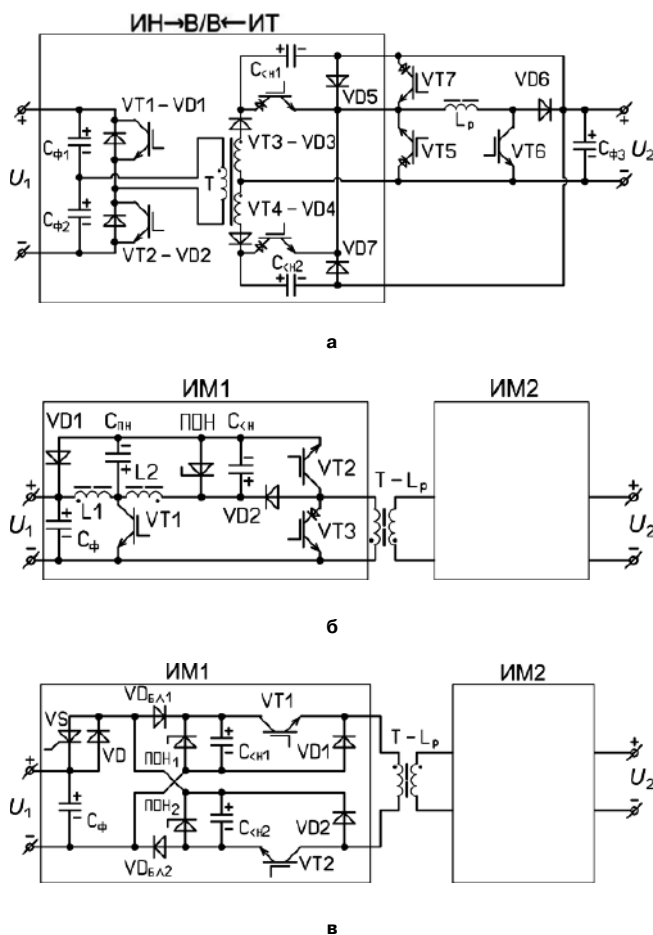


Рис. 2. Варианты схем ОТИК с индуктивными накопителями:
а – с инверторно-трансформаторным звеном высокой частоты (ИН → В/В ← ИТ) и накопительным реактором (L_H); **б** – на базе промежуточного емкостного накопителя ($C_{п.н.}$) – с квадратичной регулировочной характеристикой; **в** – по схеме синхронно-двух-ключевого обратногоходового модулятора

ваноразвязывающим трансформаторным звеном высокой частоты [8]. Однако он обладает рядом достоинств, соответствующих вышеперечисленным рекомендациям:

1) на входе схемы вместо энергоемкого не-термостойкого, ненадежного и недолговечного электролитического фильтрового конденсатора установлены два пленочных конденсатора ($C_{ф1,2}$) с относительно малыми электроемкостями, обеспечивающими автоматическое антинасыщающее симметрирование трансформатора (Т) с первичной обмоткой в диагонали полумостового инвертора прямоугольного напряжения с обратным полумостовым выпрямителем;

2) выходной выпрямитель со средней точкой вторичной обмотки трансформатора является управляемым (VT3,4), что позволяет исключить на выходе дополнительный понижающий регулятор напряжения и совместить функцию выпрямителя с функцией обратного инвертора тока с предвключенным реактором (L_H);

3) реактор (L_H) является накопительным, т. е. содержит цепь закоротки для сохранения потокос-

цепления (энергии) и его (ее) дозирования в цепь нагрузки в обоих направлениях;

4) в схеме учтена важная рекомендация, рассмотренная выше, по поводу использования относительно высоковольтных снабберных конденсаторов для повышения КПД;

5) следует отметить, что искусственное симметрирование вольт-секундных параметров для трансформатора здесь не требуется несмотря на его двухстороннее питание благодаря емкостному блокированию постоянной составляющей тока, а также благодаря тому, что при обратном питании он используется как трансформатор тока, а не напряжения.

Одним из недостатков этой схемы является относительно большое количество модулирующих транзисторных ключей (7 шт.). Другие варианты схем ОТИК призваны несколько ослабить этот недостаток и снизить число модулирующих ключей до шести и даже до четырех, причем попарно-синхронно включаемых. К более существенным недостаткам первого варианта (рис. 2а) относится наличие помимо реактора, дополнительного точного изделия – трансформатора с замкнутым магнитопроводом, плохо сочетаемого с печатным монтажом и каркасными катушками. Другие варианты свободны от этого недостатка.

Работа схемы первого варианта ОТИК (рис. 2а) в прямом направлении практически не требует пояснений. Заметим только, что двухтранзисторная стойка VT1–VT2 с обратными диодами может иметь модульное исполнение с внутренним единым драйвером (с логическим запретом совместного включения) и не требует никакого широтно-импульсного регулирования (обычный генератор “меандра”). При этом функция регулирования выходных параметров возлагается на управляемый выпрямитель (VT3–VT4) и на шунтирующее звено VT5 или, в случае необходимости повышающей коррекции сильно пульсирующего выпрямленного напряжения – на повышающее звено: L_p –VT6.

В обратном направлении преобразования энергии схема работает в качестве инвертора тока. При синхронном включении VT7 и VT6 потокосцепление реактора L_p нарастает за счет тока по цепи: $C_{ф3}$ –VT7–м–VT5– $C_{ф3}$ на интервале времени импульса $t_i = \gamma_i T_{ШИМ}$. После выключения VT7 и одновременного или опережающего включения VT5 этот ток приблизительно сохраняется в цепи: L_p –VT6–VT5 в течение интервала паузы $\Delta t_n = \gamma_n / T_{ШИМ}$. На третьем интервале:

$$T_{ШИМ} - t_i - \Delta t_n = (1 - \gamma_i - \gamma_n) T_{ШИМ}$$

включен один из VT3, VT4 (поочередно на каждом периоде ШИМ) и VT6, а VT5 – выключен. При этом доза накопленной энергии реактора передается через трансформатор Т (в этом направлении – “трансформатор тока”) и входной выпрямитель

(VD1,2) во входной емкостный фильтр $C_{\phi 1,2}$ и к выводам U_1 . Этот режим подобен “источнику тока”, т. е. не зависит от соотношения между U_2 и U_1 (повышающе–понижающий).

Работа схем второго и третьего вариантов ОТИК (рис. 2б, в), как и их структуры обладают топологической симметрией для прямого и обратного направлений преобразования энергии. Входная часть этих схем близка к известным топологиям “Cuk”, “Sepic” и “Zeta” с промежуточным емкостным фильтром (накопителем) [1]. Ключ VT1 одновременно участвует в двух модуляторах: входном – инвертирующем (повышающе–понижающем) с элементами L1–VT1– $C_{пр.ф.}$ –VD1 и промежуточном – обратноходовом с элементами: $C_{пр.ф.}$ –VT1–T–L_H–VT2 или VD2. К нестандартным решениям, защищенным приоритетом РФ, во второй схеме (рис. 2б) относятся: а) шунтирующие цепи (VT3) на обеих обмотках трансреактора (T–L_H), обеспечивающие регулируемое накопление в нем энергии с высоким к. п. д. ее трансформации; б) цепь подключения снабберного конденсатора $C_{сн}$ для снижения потерь за счет ускоренного поглощения энергии индуктивности рассеяния обмоток транс-

реактора и ее полезного использования при разрядке через вспомогательную обмотку L2 дросселя L1,2 (отдельного или интегрированного по магнитопроводу с трансреактором T–L_H). В третьем варианте (рис. 2в) в состав каждого ИМ также введен тиристор VS (для возврата в C_{ϕ} энергии индуктивности рассеяния T–L_H).

Третий вариант схемы ОТИК (рис. 2в) с импульсными модуляторами (ИМ1,2) на базе однотактно–двухключевого обратноходового простейшего модулятора с обратным диодным выпрямителем (VD1,2) также обладает нетрадиционными особенностями: а) совмещением функций выпрямления и блокирования разрядки $C_{сн}$ в диодах VD1,2); введением встречно–параллельной тиристорно–диодной пары (VS–VD) для исключения “рекуперативного отсоса” энергии трансреактора при ее обратноходовой передаче в нагрузку (заметим, что для активного запираания VS достаточно на короткое время включить VT1 и VT2 в ИМ1 и один из них в ИМ2).

Из всех рассмотренных вариантов схем ОТИК наиболее эффективными по массо–габаритным, энергетическим и надежностным показателям представляются последние два варианта (рис. 2б, в), рекомендуемые для реализации базовых унифицированных модулей с квадратичной и классической регулировочными характеристиками повышающе–понижающего режима: $[\gamma/(1-\gamma)]^2$ и $\gamma/(1-\gamma)$. Первый вариант может составить им конкуренцию в определенных частных случаях, встречающихся при разработке подобных устройств.

Унифицированный базовый модуль ОТИК на базе “трансформаторной схемы Кука”

Авторами предложены схемотехнические решения для исправления (“реанимации”) упомянутой выше “трансформаторной схемы Кука” и ее дальнейшей модернизации с целью обеспечения двунаправленности преобразования энергии (обратимости).

Этапы этой модернизации приведены на рис. 3. Исходная “трансформаторная схема Кука” [2–4], содержащая электронный ключ (VT), балластный трансреактор (T–L), развязывающий трансформатор (Т) с $K_{тр.} = 1$, входной и выходной фильтровые конденсаторы ($C_{\phi 1,2}$), промежуточные фильтровые конденсаторы (C1, C2) и блокирующий диод (VD) приведена на рис. 3а. Эта схема, как указывалось выше, практически неприемлема из-за перенапряжений на транзисторе при его выключениях, определяемых как: $2U_{C1} + L_{стр}(di_1/dt)$, где $U_{C1} \approx U_1$ – напряжение на промежуточном фильтровом конденсаторе C1, $L_{стр}$ – индуктивность рассеяния трансформатора (Т), приведенная к первичной цепи с током i_1 . Заметим, что шунтирование транзистора ограничительным элементом (ПОН или R–C–VD цепью) также нерационально, так как приведет к недопустимым тепловым потерям.

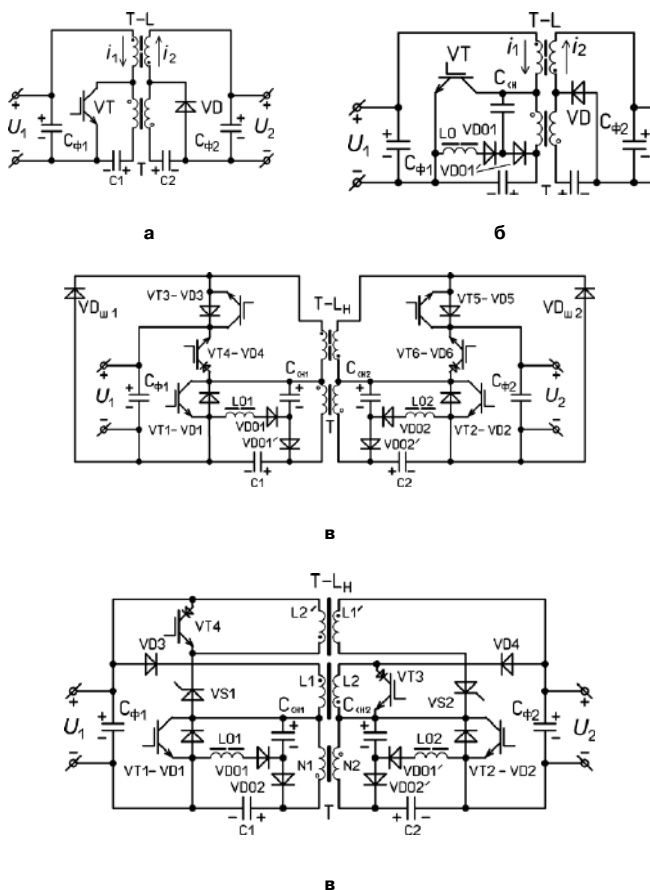


Рис. 3. Этапы этой модернизации “трансформаторной схемы Кука”: а – исходная схема; б – схема с “нерассеивающей” ограничительно–демпфирующей цепью; в – зеркальная симметрия схемной топологии; г – схема на базе неперверсивного накопительного трансреактора

На рис. 3б добавлена “нерассеивающая” ограничительно-демпфирующая цепь ($C_{сн}-L_0-VD_{01,2}$) со снабберным конденсатором ($C_{сн}$) и полярно-инвертирующей цепью его разрядки на C_1 через VT_1 , VD_{01} и VD_{02} . На рис. 3в использованы “зеркальная” симметрия схемной топологии, а также добавление двух двухключевых транзисторных стоек (VT_3-4 и VT_5-6) и двух шунтирующих диодов ($VD_{ш1,2}$). Эта схема по сравнению с исходной (рис. 3а) не только приобретает практическую работоспособность (без коммутационных перенапряжений и недопустимых тепловых потерь), но и имеет следующие существенные преимущества:

1) обеспечение двунаправленности преобразования энергии (обратимость) и

2) возможность накопления энергии в балластном трансреакторе (для исключения электролитических фильтровых конденсаторов с низкими термостойкостью, безотказностью и сроком службы, а также для обеспечения статической устойчивости при дуальном управлении по γ_n и γ_p).

К существенному недостатку рассмотренной третьей схемы (рис. 3в) относится инерционность переключения направлений преобразования из-за реверса полного потокосцепления трансреактора.

Последняя схема (рис. 3г) ОТИК на базе неревверсивного накопительного трансреактора ($T-L_H$) со вспомогательными обмотками L_2' и L_1' , подключаемыми с помощью тиристоров ($VS_{1,2}$) при обратном преобразовании, выполнена по модернизированной двунаправленной топологии (“*Cuk/Cuk*”), позволяющей обеспечить практически безынерционное переключение направления преобразования. Схема работает следующим образом.

В общем случае схема последовательно-циклически реализует следующие три этапа: а) этап нарастания полного потокосцепления и накопления энергии трансреактора ($T-L_H$); б) этап приблизительного сохранения указанных потокосцепления и энергии и в) этап частичного спада полного потокосцепления с дозированной передачей части накопленной электромагнитной энергии в нагрузку. В исходном состоянии все транзисторы и тиристоры выключены. При этом первый промежуточный фильтровый конденсатор (C_1) заряжен от источника питания до его напряжения U_1 .

На этапе нарастания полного потокосцепления при включенном транзисторе VT_1 ток в основной первичной обмотке L_1 трансреактора нарастает по цепи: $C_{\phi 1}-VD_3-L_1-VT_1-C_{\phi 1}$, ток в первичной обмотке N_1 трансформатора нарастает благодаря частичной разрядке конденсатора C_1 по цепи: $C_1-N_1-VT_1-C_1$, а ток во вторичных обмотках L_2 и N_2 нарастает благодаря ЭДС индукции обмотки N_2 по цепи: $N_2-L_2-VD_4-C_{\phi 2}-C_2-N_2$ в течение длительности импульса $t_{ин} = \gamma_n T_{ШИМ}$.

На этапе приблизительного сохранения полного потокосцепления и энергии трансреактора при

включенном транзисторе VT_3 и выключенном с небольшим запаздыванием (для снижения потерь) транзисторе VT_1 ток в обмотке L_2 после начального резкого нарастания приблизительно сохраняется в коротко-замкнутой цепи $L_2-VT_3-L_2$ за счет ЭДС самоиндукции этой обмотки, встречно-направленные токи обмоток L_1 и N_1 интенсивно спадают по цепям зарядки снабберного конденсатора $C_{сн1}$: $L_1-C_{сн1}-VD_2-C_1-C_{\phi 1}-VD_3-L_1$ и $N_1-C_{сн1}-VD_2-N_1$, затем становятся однонаправленными и сравниваются по величине, заряжая конденсатор C_1 за счет ЭДС самоиндукции обмотки L_1 , частично спадая по цепи $L_1-N_1-C_1-C_{\phi 1}-VD_3-L_1$. При этом ток во вторичной обмотке N_2 благодаря ее ЭДС индукции поддерживается, спадая в цепи: $N_2-C_2-VD_2-N_2$ и заряжая конденсатор C_2 в течение длительности паузы $\Delta t_{п}$.

На этапе частичного спада полного потокосцепления с дозированной передачей энергии трансреактора в нагрузку после выключения транзистора VT_3 ток основной вторичной обмотки L_2 частично спадает по цепи: $L_2-VD_4-C_{\phi 2}-VD_2-L_2$, передавая дозу энергии трансреактора в нагрузку. Длительность этого этапа занимает оставшееся от периода $T_{ШИМ}$ время: $(T_{ШИМ} - t_{ин} - \Delta t_{п}) = \gamma_{доз} T_{ШИМ}$.

Далее перечисленные этапы периодически повторяются, реализуя прямое дозированное преобразование энергии. При этом энергия, накапливаемая в снабберном конденсаторе $C_{сн1}$, передается в промежуточный фильтровый конденсатор C_1 при каждом последующем включении транзистора VT_1 через балластный дроссель L_{01} и двухдиодную стойку $VD_{01}-VD_{02}$ по так называемой схеме инвертирующего импульсного модулятора.

Коэффициенты заполнения чередующихся с паузами ($\Delta t_{п}$) относительных интервалов γ_n и $\gamma_{доз}$ регулируются с отрицательными обратными связями таким образом, чтобы обеспечить: а) стабилизацию или регулирование требуемой величины выходного напряжения, б) устойчивость и непрерывность поддержания полного потокосцепления трансреактора ($T-L_H$) и наличие минимальных запасов накопленной в нем энергии для обеспечения возможности его использования в качестве промежуточного фильтрового накопителя (деמודулятора). Благодаря этому обеспечивается возможность при пульсирующем однополярном входном напряжении (U_1 , например, выпрямлено-сетевом) исключить энергоемкие электролитические фильтровые конденсаторы с низкой надежностью (термостойкостью, безотказностью и сроком службы) за счет увеличения энергоемкости трансреактора с большей надежностью.

В режиме обратного преобразования энергии постоянно включены тиристоры VS_1 и VS_2 , а вместо транзисторов VT_1 и VT_3 широтно-модулируются транзисторы VT_2 и VT_4 . В этом режиме вместо основных обмоток L_1 и L_2 в работе участвуют вспо-

могательные обмотки L_2' и L_1' трансреактора. При этом все вышеперечисленные процессы происходят аналогичным образом.

Следует особо отметить, что при переключениях направлений преобразования энергии с прямого на обратное и наоборот *полное потокоцепление* трансреактора ($T-L_H$) *не реверсируется* по направлению, благодаря чему обеспечивается *высокое быстродействие* управления режимами.

Перечисленные достоинства последней схемы ОТИК (рис. 3в) в сочетании с небольшим количеством (4) модулирующих ключей позволяет рекомендовать ее в качестве унифицированной базовой схемы ОИК.

Вывод: по сумме качеств с учетом десяти общих критериев-рекомендаций, приведенных выше, *наиболее унифицированными* схемами для использования в качестве базовых модулей РОНИК и ОТИК представляются четыре схемы, показанные на рис. 1г, рис. 2б, в и рис. 3г. Остальные приведенные схемы также могут оказаться полезными в некоторых специфических частных случаях.

Заключение

1. С учетом фундаментальной важности модулей обратимых непосредственных и трансформаторных импульсных конверторов (ОНИК и ОТИК) для унифицировано – модульного синтеза более сложных обратимых импульсных преобразователей (выпрямительно – инверторных с ККМ и делителем /умножителем, инверторов и регуляторов синусоидальных токов и напряжений, непосредственных и каскадных преобразователей частоты и др.) сформулированы основные критерии-рекомендации по выбору и разработке оптимальных схемотехнических решений базовых модулей ОНИК и ОТИК.

2. Предложены рациональные схемы силовых частей, рекомендуемые для разработки базовых модулей ОНИК и ОТИК и защищенные приоритетом РФ.

3. Статья представляется полезной для широкого круга специалистов в области импульсной силовой электроники, является первой в предложенном авторами цикле статей и призывает читателей к широкой дискуссии.

Продолжение следует.

Литература

1. С. Резников, В. Бочаров, И. Харченко, Ю. Ермилов, А. Лавринович. Импульсные вторичные источ-

ники питания с повышенным качеством входных и выходных токов. – Силовая электроника, № 2, 2013г., С. 74–80.

2. С. Кук, С. Ненахов, Новый DC/DC преобразователь с нулевыми пульсациями и интегрированными магнитопроводами. – Силовая электроника, № 2, 2004 г., С. 62–64.

3. U.S. Patent, Jan.15, 1980, 4, 184, 197, S.Cuk.

4. R. D. Middlebrook, S. Cuk. Isolation and Multiple Output Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter. – IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 1978. (IEEE Publication 78CH1337-SAES).

5. Патент РФ на пол. модель № 125787 от 10.03.2013г. Обратимый преобразователь постоянного напряжения с инверторно-трансформаторным звеном высокой частоты. Резников С. Б., Бочаров В. В., Ермилов Ю. В., Харченко И. А.

6. Резников С. Б., Бочаров В. В., Кириллов В. Ю., Постников В. А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость транспортного электрооборудования с высоковольтными цепями питания. – М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2010. – 512 с.

7. Накопители энергии: Учеб. пособие для вузов / Д. А. Бут, Б. Л. Алиевский, С. Р. Мизюрин, П. В. Васюкевич; Под ред. Д. А. Бута. – М.: Энергоатомиздат. 1991. – 400 с.

8. Эраносян С. А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1991. – 176 с.

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

Бочаров Владимир Владимирович к. т. н., доцент Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-4529; e-mail: e.bocharowa@yandex.ru;

Лавринович Андрей Вячеславович, аспирант очного отделения кафедры Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (926) 104-5889; e-mail: rewersion@yandex.ru;

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

С. В. Федоров, Л. Э. Рогинская, А. В. Бондарев

ВЛИЯНИЕ АЛГОРИТМОВ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ НА КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

S. V. Fedorov, L. E. Roginskaya,
A. V. Bondarev

В статье производится систематизация существующих алгоритмов модуляции и систем управления, реализующих данные алгоритмы. Проводится оценка алгоритмов модуляции по критерию минимума несинусоидальности (коэффициента гармоник) выходного напряжения. Приводятся результаты сравнения алгоритмов формирования выходного напряжения.

Ключевые слова: матричный преобразователь частоты, циклическое переключение, широтно-импульсная модуляция, гармонический анализ выходного напряжения.

The impact of output voltage algorithms generation by control system on the quality indicators of matrix frequency converter

This article systematizes the existing modulation algorithms and control systems that implement these algorithms. The estimation of modulation algorithms is performed on the basis output voltage anharmonicity minimum criterion (THD). The results of the output voltage generating algorithms comparison are given.

Key words: matrix converter frequency, cycle, pulse-width modulation, harmonic analysis of the output voltage.

На современном этапе развития науки и техники системы электропривода прочно занимают лидирующее положение среди приводных устройств и обеспечивают бесперебойную и надежную работу технологических механизмов во многих отраслях промышленности.

В качестве приводного двигателя наибольшее распространение находит асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутым ротором. Повсеместное применение АД обусловлено их высокой надежностью, сравнительно низкой стоимостью и приемлемыми эксплуатационными расходами. По экспертным оценкам на предприятиях Российской Федерации используются от 120 до 150 млн. единиц АД. До 70% АД сосредоточено в энергоемких отраслях горно-нефте-газодобывающей, металлургической, строительной промышленности и жилищно-коммунального хозяйства. В настоящее время повышение энергоэффективности работы оборудования выдвигается на первый план развития национальной экономики.

Использование энергоэффективных асинхронных электроприводов и их эксплуатация с минимальным потреблением энергии позволят сэкономить в РФ до 6 ТВт·ч в год или более 12 млрд. руб. Поэтому повышение эффективности работы электромеханических систем и эксплуатация их в энергосберегающих режимах являются, несомненно, актуальной задачей [1].

В настоящее время проблемы электромагнитной совместимости асинхронных электроприводов разделяют на три вида:

1. Проблемы обеспечения качества электриче-

ской энергии питающей сети и обратного влияния вентильных преобразователей на сеть.

2. Проблемы помехоустойчивости систем управления вентильными преобразователями.

3. Проблемы эмиссии электромагнитных помех вентильными преобразователями в окружающую среду.

Среди основных нормируемых показателей качества электроэнергии на которые влияет подключение к питающей сети полупроводникового преобразователя рассматривается: несинусоидальность напряжения, количественно определяемая через коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения.

Проблема несинусоидальности связана с тем, что полупроводниковый преобразователь представляет собой нелинейный элемент. Выходное напряжение такого преобразователя может быть представлено совокупностью гармонических колебаний разной частоты.

Поэтому одним из важных вопросов создания энергоэффективного электропривода это уменьшение негармоничности выходного напряжения преобразователей [2].

Одним способов эффективного применения преобразователей частоты является решение проблемы сравнения алгоритмов формирования выходного напряжения системами управления.

Для решения этой проблемы необходимо решить следующие задачи:

1. Систематизация существующих алгоритмов модуляции и систем управления, реализующих данные алгоритмы.

2. Оценка алгоритмов модуляции по критерию минимума несинусоидальности выходного напряжения.

В качестве объекта исследования была взята система управления матричного преобразователя частоты (МПЧ) (рис. 1) с однотактным подключением нагрузки к каждой фазе и двухпроводными ключами $S_{Aa}, S_{Ab}, S_{Ac}, S_{Ba}, S_{Bb}, S_{Bc}, S_{Ca}, S_{Cb}, S_{Cc}, \dots$ [6].

В качестве критерия отражающего качество выходной электроэнергии матричных преобразователей частоты был принят коэффициент искажения синусоидальности напряжения ГОСТ 13109-97.

В качестве алгоритмов были рассмотрены алгоритм формирования выходного напряжения с циклическим переключением фаз (рис. 2) и широтно-импульсная модуляция (ШИМ) (рис. 3) [3, 4, 5, 7, 10].

Гармонический анализ, сформированных с помощью этих алгоритмов сигналов, производился с помощью разработанных имитационных моделей в *MathCAD 14.0*. На рис. 4 приведены зависимости коэффициента гармоник K_G от частоты выходного напряжения [8, 9]:

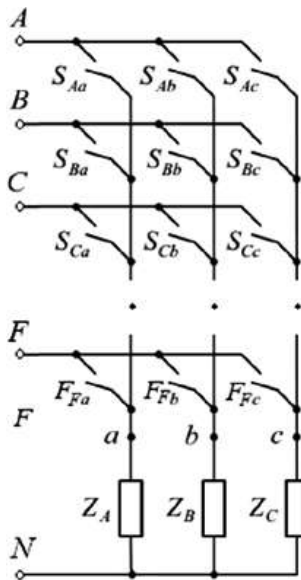


Рис. 1. Схема МПЧ с однотактной схемой подключения нагрузки к каждой фазе

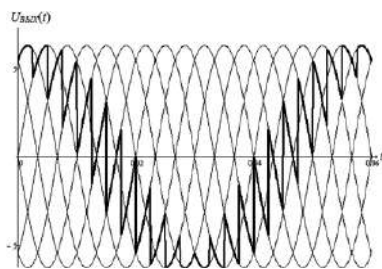


Рис. 2. Формирование выходного напряжения шестифазно-однофазного МПЧ с циклическим переключением фаз ($f = 16,667$ Гц)

1 – при ШИМ в МПЧ;
2 – при линейной модуляции и линейной синхронизации для шестифазно-однофазного МПЧ с циклическим переключением фаз;

3 – при линейной модуляции и линейной синхронизации для девятифазно-однофазного МПЧ с циклическим переключением фаз;

4 – при линейной модуляции и линейной синхронизации для двенадцатифазно-однофазного МПЧ с циклическим переключением фаз.

Анализ данных графиков показывает, что используемый на данный момент в производстве МПЧ алгоритм ШИМ позволяет формировать выходное напряжение крайне низкого, с точки зрения коэффициента искажения, качества. Как видно из рисунка 4 коэффициент гармоник составляет от 60 до 70%.

В табл. 1 приведены значения коэффициента гармоник в области низких частот (от 0 до 50 Гц) при

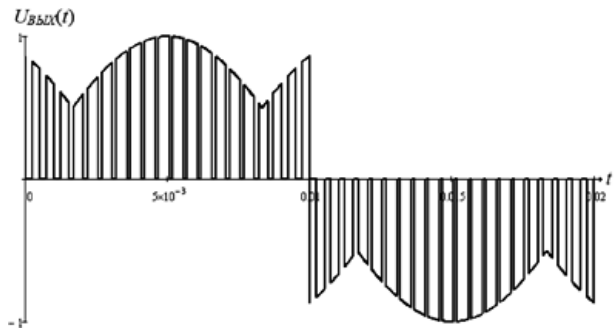


Рис. 3. Формирование выходного напряжения трехфазно-однофазного МПЧ с ШИМ ($f = 50$ Гц)

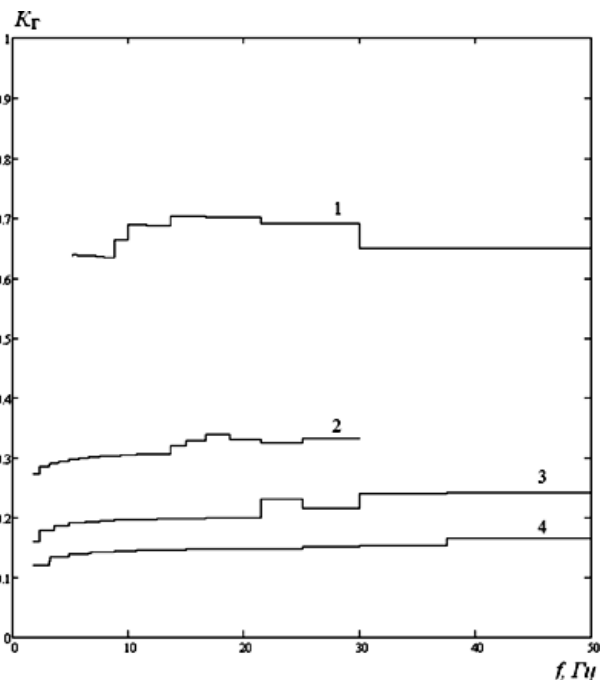


Рис. 4. Зависимости коэффициента гармоник от частоты выходного напряжения

линейной модуляции и линейной синхронизации для n -фазно-однофазного МПЧ с циклическим переключением фаз.

Таблица 1. Значения коэффициентов гармоник в области низких частот при линейной модуляции и линейной синхронизации для n -фазно-однофазного МПЧ с циклическим переключением фаз

Число фаз входного напряжения МПЧ	Минимальный коэффициент гармоник, %	Максимальный коэффициент гармоник, %	Среднее значение коэффициента гармоник, %
6	27,3	31,8	28,8
9	16	21,1	17,9
12	11,9	15	12,9
18	7,9	9,8	8,5
24	4,3	7,3	6,3

Алгоритм формирования выходного напряжения с циклическим переключением фаз дает более качественный результат. Более того, качество выходного напряжения зависит от числа фаз входного напряжения. Исходя из результатов, полученных в данной главе, а именно: в области низких частот коэффициент гармоник, не зависимо от типа модулирующей функции, слабо изменяется, поэтому можно принять его независимым от частоты, можно вывести зависимость среднего значения коэффициента гармоник от числа фаз входного напряжения. Для этого воспользуемся функцией *MathCAD*: $\text{expfit}(vx, vy, vg)$ – регрессия экспоненциальной функцией $y = ae^{bx} + c$. Данная функция возвращает вектор, содержащий три коэффициента экспоненциальной кривой вида $y = ae^{bx} + c$, которая наилучшим образом аппроксимирует данные в векторах vx , vy . Необязательный вектор vg содержит начальное приближение для этих трех векторов.

Вектор vy в нашем случае это средние значения коэффициентов гармоник:

$$vy = \begin{pmatrix} 28,8 \\ 17,9 \\ 12,9 \\ 8,5 \\ 6,3 \end{pmatrix} \%.$$

Вектор vx число фаз входного напряжения, соответствующее данным гармоникам:

$$vx = \begin{pmatrix} 6 \\ 9 \\ 12 \\ 18 \\ 24 \end{pmatrix}.$$

Результат вычислений следующий:

$$\text{expfit}(vx, vy) = \begin{pmatrix} 77.362 \\ -0.206 \\ 6.129 \end{pmatrix}.$$

Таким образом коэффициенты уравнения $y = ae^{bx} + c$ равны:

$$a = 77,362; b = -0,206; c = 6,129.$$

Графики зависимости среднего значения коэффициента гармоник от числа фаз входного напряжения приведены на рис. 5.

На графике (рис. 5) пунктиром показана зависимость среднего значения коэффициента гармоник от числа фаз входного напряжения, полученная путем имитационного моделирования. Сплошной линией показан график, полученный путем аппроксимации.

Анализ, полученной путем аппроксимации зависимости показывает, что максимальное отклонение от экспериментальных значений не превышает 6,03%. Также все значения находятся внутри диапазона разброса от минимального до максимального значения, что позволяет считать полученную зависимость достоверной.

В результате зависимость среднего значения коэффициента гармоник от числа фаз входного напряжения можно записать следующим образом:

$$K_{Г\text{ср}} = 77,362 \cdot e^{-0,206 \cdot N_{\Phi}} + 6,129,$$

где $K_{Г\text{ср}}$ – среднее значение коэффициента гармоник;

N_{Φ} – число фаз входного напряжения.

Данная формула справедлива для N_{Φ} от 6 до 24.

Спектральный анализ выходного напряжения МПЧ приведен на рис. 6–9.

Анализ спектров выходного напряжения МПЧ с циклическим переключением фаз приводит к следующим выводам:

1 высшие гармоники расположены в области от 400 до 2000 Гц;

2 они имеют дискретную структуру, а именно по две рядом стоящие гармоники;

3 амплитуды этих гармоник убывают по экспоненте с увеличением частоты;

4 установлена зависимость среднего значения коэффициента гармоник от числа фаз входного напряжения для устройства формирования управляющих

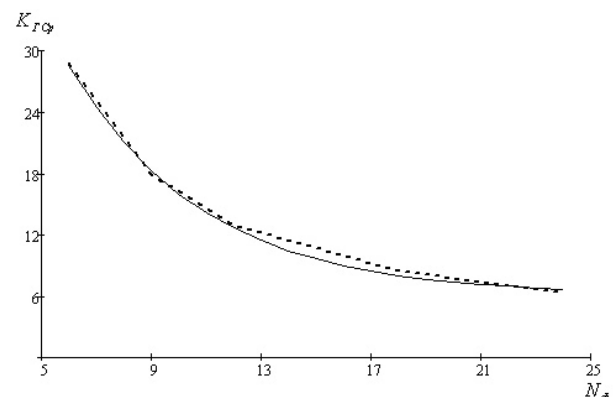


Рис. 5. Зависимости среднего значения коэффициента гармоник от числа фаз входного напряжения

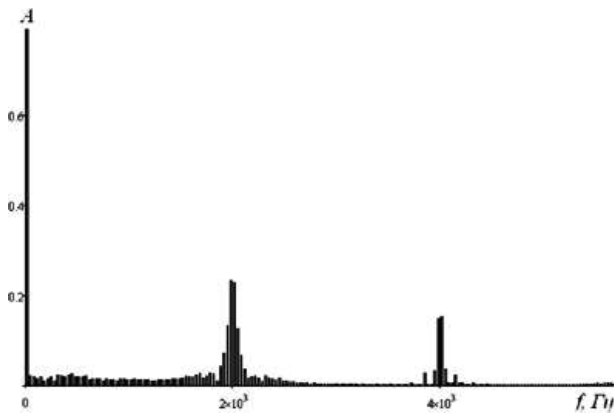


Рис. 6. Спектр гармоник выходного напряжения трехфазно-однофазного МПЧ с ШИМ ($f = 16,667$ Гц)

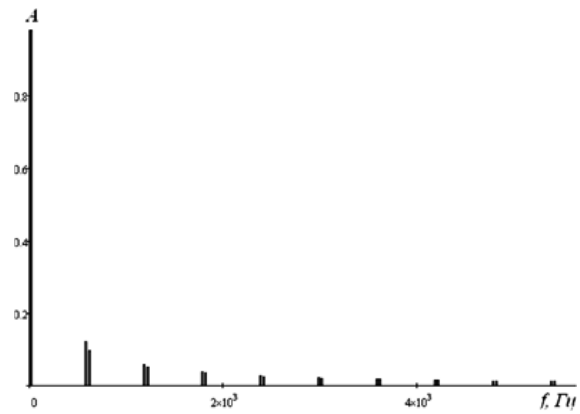


Рис. 8. Спектр выходного напряжения девятифазно-однофазного МПЧ с циклическим переключением фаз ($f = 16,667$ Гц)

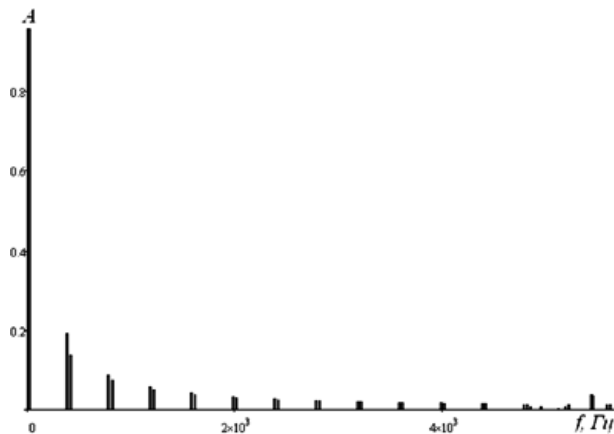


Рис. 7. Спектр выходного напряжения шестифазно-однофазного МПЧ с циклическим переключением фаз ($f = 16,667$ Гц)

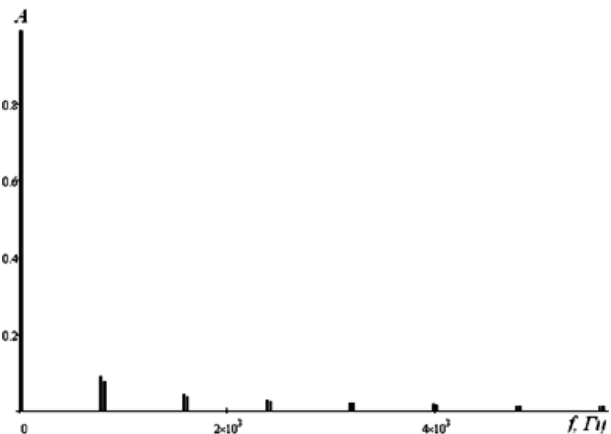


Рис. 9. Спектр выходного напряжения двенадцатифазно-однофазного МПЧ с циклическим переключением фаз ($f = 16,667$ Гц)

воздействий системы управления с циклическим переключением фаз $K_{Гср} = 77,362 \cdot e^{-0,206 \cdot N_{\phi}} + 6,129$.

5 дискретность спектра выходного напряжения МПЧ с циклическим переключением фаз позволяет оценить влияние каждой гармонической группы на оборудование при проектировании систем управления МПЧ;

6 доказано, что алгоритм циклического переключения фаз приводит к уменьшению искажения синусоидальности напряжения, в отличие от ШИМ.

Анализ спектров выходного напряжения МПЧ с ШИМ:

1 весь спектр гармоник расположен в областях частот кратных несущей частоте;

2 уменьшение высших гармоник после применения ШИМ не происходит. Они просто смещаются в область высоких частот.

Результат сравнения алгоритмов формирования выходного напряжения приводит к тому, что наиболее рациональным с позиции искажения синусоидальности является способ комбинированного управления МПЧ, объединяющий алгоритм формирования на выходе преобразователя частоты

напряжений, близких по форме к синусоидальным и ШИМ для сдвига оставшихся гармоник в область высоких частот.

Литература

1. А. С. Ушков, А. Р. Колганов. Исследование современных методов энергосберегающего управления асинхронным электроприводом. Вестник ИГЭУ. Вып. 2, 2012.

2. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. — М.: Стандартинформ, 2006.

3. Джюджи Л., Пели Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 400 с., ил.

4. Жемеров Г. Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. М., “Энергия”, 1977.

5. Карташов, Р. П. Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией /

Р.П. Карташов, А. К. Кулиш, Э. М. Чехет. К., Изд-во Техника, 1979. 152 с.

6. *Кокорин Н. В.* Исследование и разработка преобразователя частоты матричного типа для электроприводов переменного тока: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 11.05.10. – Чебоксары, 2010. – 157 с.

7. *Федоров С. В., Бондарев А. В.* Способы широтно-импульсной модуляции на основе сравнения синхронизирующих сигналов с сигналами модуляции матричных преобразователей частоты. Вестник ОГУ № 3 (164), март 2014.

8. *Федоров С. В., Бондарев А. В., Яппаров Ф. К.* Анализ гармонического состава выходного напряжения непосредственных преобразователей частоты. – Практическая силовая электроника, № 4(52), 2013.

9. *Федоров С. В., Бондарев А. В., Яппаров Ф. К.* Расчет коэффициента гармоник выходного напряжения непосредственного преобразователя частоты с трехфазным входным напряжением при треуголь-

ной и синусоидальной модуляции. – Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013615359 от 05 июня 2013 г.

10. *Casadei D., Grandi G., Serra G., Tani A.* Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms / Proceedings of IEEEP' 93. Vol. 7. 1993.

Федоров Сергей Витальевич, старший преподаватель кафедры электроснабжения промышленных предприятий, Оренбургского государственного университета (филиал в г. Курмертау), тел.: 8 927 3458730, e-mail: s.v.fedorov@inbox.ru;

Рогинская Любовь Эммануиловна, д. т. н., профессор кафедры “Электромеханика” Уфимского государственного авиационного технического университета, тел.: 8(347) 273-77-87, e-mail: elm.ugatu@gmail.com

Бондарев Андрей Владимирович, к. т. н., заведующий кафедрой электроснабжения промышленных предприятий Оренбургского государственного университета (филиал в г. Курмертау), тел: 8(34761) 57330, e-mail: kafedraepp@kfosu.edu.ru.

С. В. Федоров, Л. Э. Рогинская, А. В. Бондарев

СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДВЕНАДЦАТИФАЗНО-ОДНОФАЗНОГО НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОГО КВАНТОВАНИЯ

S. V. Fedorov, L. E. Roginskaya,
A. V. Bondarev

Twelve-phase-single-phase direct frequency converter output voltage formation method based on digital quantization

В представлен способ формирования выходного напряжения двенадцатифазно-однофазного непосредственного преобразователя частоты на основе цифрового квантования. Проводится оценка данного способа по критерию минимума несинусоидальности (коэффициента гармоник) выходного напряжения.

This article presents a twelve-phase-single-phase direct frequency converter output voltage formation method based on digital quantization. Evaluation of this method according to the of minimum non-sinusoidal output voltage criterion (THD) is carried out.

Ключевые слова: непосредственный преобразователь частоты, цифровое квантование, гармонический анализ выходного напряжения.

Key words: direct frequency converter, digital quantization, harmonic analysis of the output voltage.

Выходное напряжение преобразователей частоты (ПЧ) в общем случае имеет несинусоидальную форму. Степень несинусоидальности напряжения характеризуется коэффициентом гармоник по напряжению K_T . Несинусоидальность напряжения, питающего асинхронный двигатель, приводит к тому, что высшие гармоники прямой последовательности создают полезный момент, а обратной – тормозной момент, а нулевой последовательности – пульсирующее поле. В связи с отрицательным влиянием высших гармоник на работу электрооборудования содержание их обычно регламентируется [5].

Поэтому одним из важных вопросов создания энергоэффективного электропривода это уменьшение негармоничности выходного напряжения преобразователей.

Преобразователи частоты, применяемые в регулируемом электроприводе, в зависимости от структуры и принципа работы силовой части разделяются на два класса:

1. Преобразователи частоты с явно выраженным промежуточным звеном постоянного тока.

2. Преобразователи частоты с непосредственной связью (НПЧ) (без промежуточного звена постоянного тока).

Первый способ преобразования электромагнитной энергии для питания АД основан на непосредственном принципе преобразования.

Преимущества непосредственных преобразователей частоты:

1. Практически самый высокий КПД относительно других преобразователей (98,5% и выше),

2. Способность работать с большими напряжениями и токами, что делает возможным их использование в мощных высоковольтных приводах,

3. Относительная дешевизна, несмотря на увеличение абсолютной стоимости за счет схем управления и дополнительного оборудования.

На сегодняшний момент времени существуют два принципа формирования выходного напряжения непосредственных преобразователей частоты: принцип прямого преобразования и широтно-импульсная модуляция (ШИМ) [2, 3, 4, 6, 8]. Основным недостатком принципа прямого преобразования частоты является зависимость коэффициента гармоник выходного напряжения непосредственного преобразователя частоты от числа фаз входного напряжения. Это приводит к тому, что на вход преобразователя необходимо подключать дополнительное оборудование в виде многофазного фазообразующего трансформатора [7].

Недостаток принципа широтно-импульсной модуляции заключается в том, что он не приводит к уменьшению высших гармоник в спектре выходного напряжения, поскольку весь спектр смещается в область высоких частот кратных несущей частоте. Наличие высших гармоник в спектре питающего напряжения приводит к ускоренному износу изоляции, нарушениям питания потребителей, что приводит к соответствующему экономическому ущербу.

Для того, что бы устранить приведенные выше недостатки предлагается использовать мостовую схему силовой части непосредственного преобразователя частоты с нулевым выводом (рис. 1). Такая

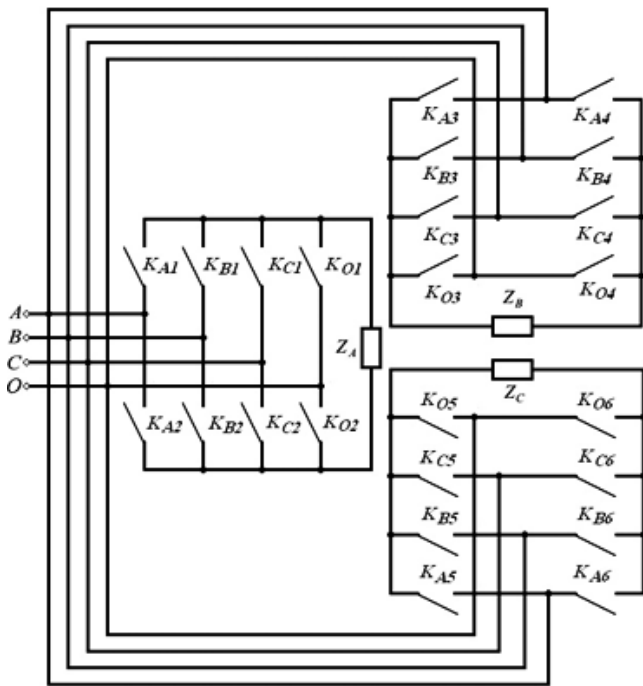


Рис. 1. Мостовая схема НПЧ с нулевым выводом

схема позволяет применить способ построения выходного напряжения с помощью его цифрового квантования.

Выходное напряжение НПЧ каждой фазы образуется как из линейных напряжений, формирующихся как разность напряжений двух фаз, так и фазных, формирующихся как разность напряжения фазы и нуля.

В результате разности напряжений трех фаз получаем следующие комбинации линейных напряжений: $U_{AB}, U_{AC}, U_{BC}, U_{BA}, U_{CA}, U_{CB}$, т. е. на каждую фазу подается шестифазное линейное напряжение.

Выражения для этих напряжений имеют следующий вид:

$$U_{AB}(t) = U_m \sin\left(\omega_{ВХ}t - \frac{11\pi}{6}\right);$$

$$U_{AC}(t) = U_m \sin\left(\omega_{ВХ}t - \frac{\pi}{6}\right);$$

$$U_{BC}(t) = U_m \sin\left(\omega_{ВХ}t - \frac{3\pi}{6}\right);$$

$$U_{BA}(t) = U_m \sin\left(\omega_{ВХ}t - \frac{5\pi}{6}\right);$$

$$U_{CA}(t) = U_m \sin\left(\omega_{ВХ}t - \frac{7\pi}{6}\right);$$

$$U_{CB}(t) = U_m \sin\left(\omega_{ВХ}t - \frac{9\pi}{6}\right).$$

В результате разности напряжений трех фаз и нуля получаем следующие комбинации фазных напряжений: $U_{A0}, U_{0A}, U_{B0}, U_{0B}, U_{C0}, U_{0C}$.

Выражения для этих напряжений имеют следующий вид:

$$U_{A0}(t) = U_m \sin(\omega_{ВХ}t);$$

$$U_{0A}(t) = U_m \sin(\omega_{ВХ}t - \pi)$$

$$U_{B0}(t) = U_m \sin\left(\omega_{ВХ}t - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$U_{0B}(t) = U_m \sin\left(\omega_{ВХ}t - \frac{5\pi}{3}\right);$$

$$U_{C0}(t) = U_m \sin\left(\omega_{ВХ}t - \frac{4\pi}{3}\right);$$

$$U_{0C}(t) = U_m \sin\left(\omega_{ВХ}t - \frac{7\pi}{3}\right).$$

Способ цифрового квантования заключается в том, что желаемая выходная синусоида подвергается дискретизации по времени (рис. 2).

Таким образом, задав n равных промежутков времени T_d (T_d – период дискретизации), можно выделить конечную последовательность импульсов с амплитудами $U_d(n, T_d)$, точно соответствующими значениям напряжений $U(t)$ в эти моменты времени.

Таким образом, реализуется свойство дискретности сигнала по времени. По уровню напряжения импульсы сохраняют свойства непрерывности, поскольку амплитуда $U_d(n, T_d)$ этих импульсов может принимать произвольные значения.

Также желаемая синусоида подвергается квантованию по уровню. Если в качестве дискретных выбрать m уровней напряжений, то функция $U(t)$

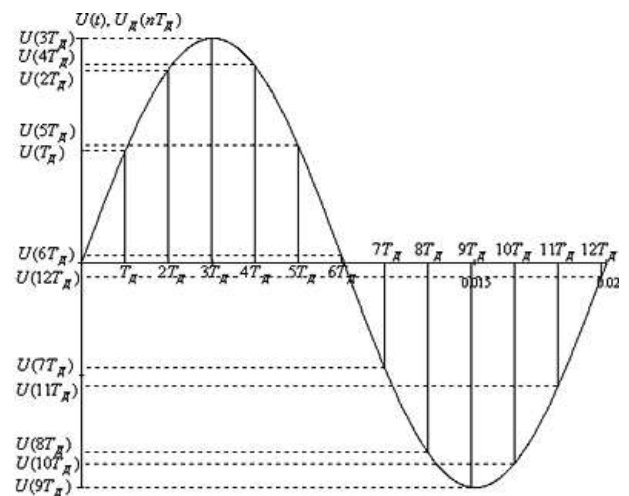


Рис. 2. Дискретизация по времени эталонного синусоидального сигнала

вырождается в ступенчатую функцию $U_K(mQ)$, где каждый следующий потенциал отличается от предыдущего на одинаковую величину Q (рис. 3).

Условия формирования квантованного по уровню напряжения следующие:

☞ для положительных значений $U(t)$ – при $0 \leq U(t) < Q$ значение $U_K(mQ) = Q$; при $Q \leq U(t) < 2Q$ значение $U_K(mQ) = 2Q$; при $2Q \leq U(t) < 3Q$ значение $U_K(mQ) = 3Q$ и т. д.;

☞ для отрицательных значений $U(t)$ – при $0 \geq U(t) > -Q$ значение $U_K(mQ) = -Q$; при $-Q \geq U(t) > -2Q$ значение $U_K(mQ) = -2Q$; при $-2Q \geq U(t) > -3Q$ значение $U_K(mQ) = -3Q$ и т. д.

Причем поскольку функция $U(t)$ имеет нелинейную синусоидальную форму, то, очевидно, что пересечения этой функции с квантованными уровнями mQ будут наблюдаться в неравные промежутки времени $\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$.

Таким образом, цифровое или смешанное квантование заключается в том, что желаемая синусоида дискретизируется по времени с периодом дискретизации T_d . При этом полученные произвольные значения $U(t)$ квантуются по уровню согласно условиям формирования квантованного по уровню напряжения. Результатом такого преобразования является ступенчатая функция, показанная на рис. 4.

В качестве периода дискретизации T_d возьмем время между пересечением какой-либо из 12 фаз нулевого значения (рис. 5).

На рис. 5 приведены 12 фаз входного напряжения НПЧ. Время дискретизации T_d составляет величину равную $T_0/12$, где T_0 – период входного 12-фазного сигнала. Выбор такого периода дискретизации является наиболее удобным поскольку достаточно просто зафиксировать момент перехода какой-либо фазы через ноль.

Квантование по уровню осуществляется эталонного синусоидального напряжения $U(t)$ (рис. 3) с числом положительных уровней равным 6, а также 6

отрицательных (т. е. всего 12 уровней). Это означает, что выходное напряжение будет ступенчатым с 6 положительными и 6 отрицательными ступенями. Выбор такого количества ступеней связан с тем, что на всем периоде дискретизации T_d 12 фазное входное напряжение представлено 12 участками с различными средними значениями (рис. 6).

Таким образом, выходное напряжение будет составлено из ступеней с разным средним значением и представляющем собой участки входного 12 фазного напряжения длительностью T_d . Переключение с одной фазы на другую будет осуществляться при пересечении нулевого значения в соответствии с условиями формирования квантованного по уровню напряжения.

В связи с вышеизложенным важным является вопрос привязки каждой фазы к номеру ступени выходного напряжения в моменты времени $T_d, 2T_d, \dots$, т. е. задать такие условия, при которых можно однозначно определить какая из фаз соответствует требуемому уровню квантования.

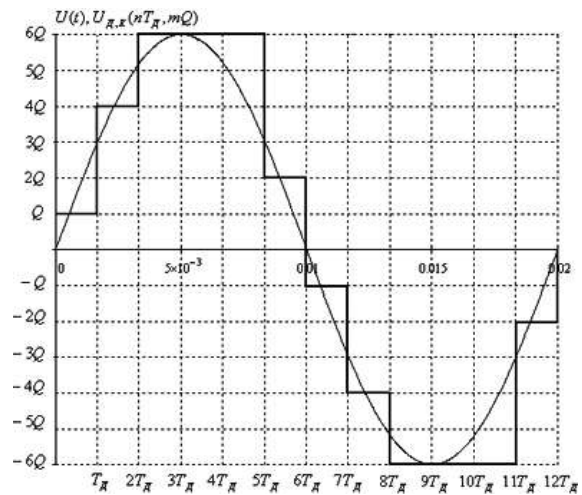


Рис. 4. Ступенчатая функция, полученная в результате цифрового квантования

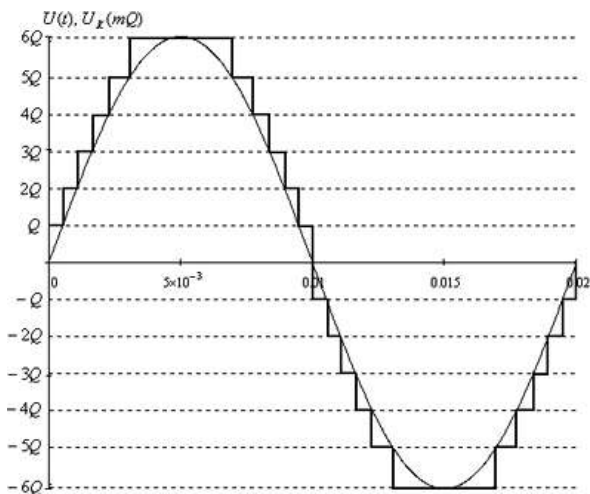


Рис. 3. Квантование по уровню эталонного синусоидального сигнала

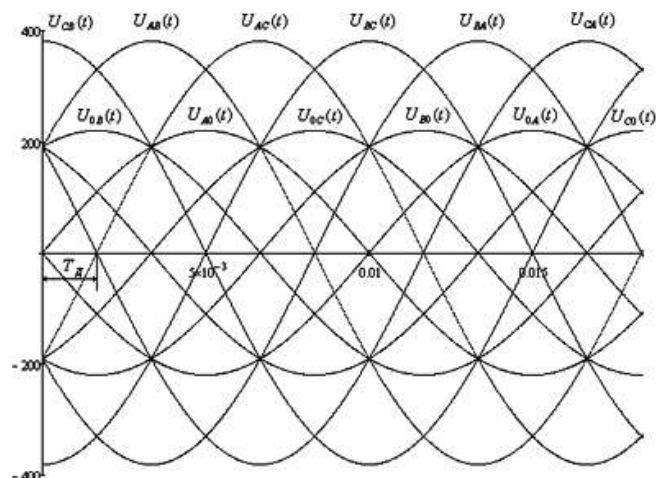


Рис. 5. Входное 12-фазное напряжение мостовой схемы НПЧ с нулевым выводом

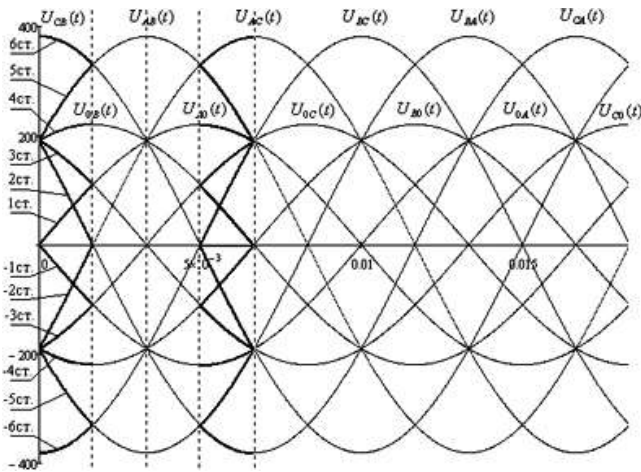


Рис. 6. Участки входного 12-фазного напряжения, используемые в качестве ступеней при формировании выходного напряжения

Этот вопрос решается следующим образом: в момент пересечения фаз с нулем каждая ступень, сформированная участком 12 фазного входного напряжения однозначно определяется совокупностью двух параметров – значением напряжения и скорости. Так при пересечении через ноль фазных напряжений значения уровней и скоростей входных напряжений, соответствующих определенным ступеням приведены в табл. 1.

Таким образом, при пересечении фазных напряжений для формирования 6 ступени необходимо подключить на выход НПЧ тот входной сигнал из 12, значение уровня и скорости которого соответствует первой строке табл. 1.

При переходе через ноль линейных напряжений значения уровней и скоростей входных напряжений, соответствующих определенным ступеням приведены в табл. 2.

На рис. 7 показано выходное шестиступенчатое напряжение, полученное в результате модуляции в *MathCAD 14.0*, с частотой 3 Гц.

Анализ гармонического состава выходного напряжения двенадцатифазно-однофазного НПЧ на основе цифрового квантования был произведен в программе *MathCAD 14.0*.

Результатом такого анализа стала зависимость, приведенная на рис. 8, коэффициента гармоник $K_{Г}$ от номера частоты выходного напряжения N (сама частота определяется зависимостью $\omega_{\text{ВЫХ}} = 3\omega_{\text{ВХ}}/N$).

Та же зависимость, но от частоты $\omega_{\text{ВЫХ}}$ приведена на рис. 9.

Из приведенных графиков можно сделать вывод, что среднее значение $K_{Г}$ в диапазоне частот от 0 до 50 Гц не превышает 14,5%. Число гармоник при получении значений $K_{Г}$ было принято 400.

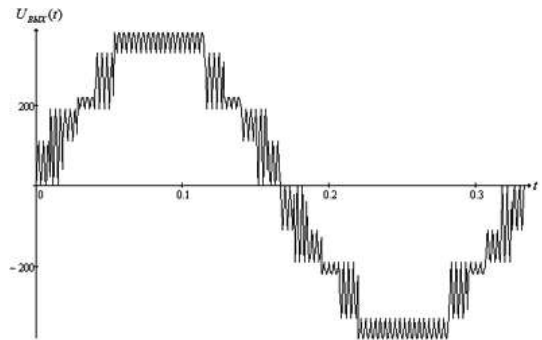


Рис. 7. Выходное шестиступенчатое напряжение, полученное в результате модуляции в *Mathcad 14.0*, с частотой 3 Гц

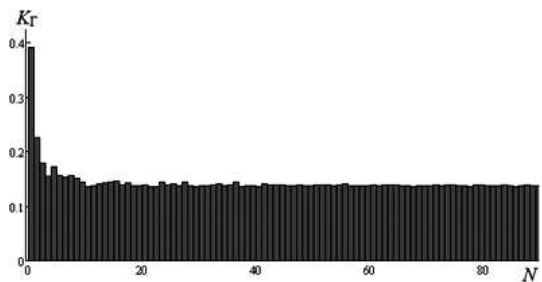


Рис. 8. Зависимость коэффициента гармоник $K_{Г}$ от номера частоты выходного напряжения N

Таблица 1. Значения уровней и скоростей входных напряжений, соответствующих определенным ступеням выходного напряжения при пересечении через ноль фазных напряжений

Номер ступени	Значение уровня входного напряжения	Значение скорости входного напряжения
6	380	$7,348 \cdot 10^{-12}$
5	190,526	$1,037 \cdot 10^5$
4	190,526	$3,456 \cdot 10^4$
3	190,526	$-3,456 \cdot 10^4$
2	190,526	$-1,037 \cdot 10^5$
1	0	$6,912 \cdot 10^4$
-1	$-2,694 \cdot 10^{-14}$	$-6,912 \cdot 10^4$
-2	-190,526	$1,037 \cdot 10^5$
-3	-190,526	$3,456 \cdot 10^4$
-4	-190,526	$-3,456 \cdot 10^4$
-5	-190,526	$-1,037 \cdot 10^5$
-6	-380	$-2,621 \cdot 10^{-12}$

Таблица 2. Значения уровней и скоростей входных линейных напряжений, соответствующих определенным ступеням выходного напряжения при переходе через ноль линейных напряжений

Номер ступени	Значение уровня входного напряжения	Значение скорости входного напряжения
6	330	$5,986 \cdot 10^4$
5	330	$-5,986 \cdot 10^4$
4	220	$-9,389 \cdot 10^{-11}$
3	110	$5,986 \cdot 10^4$
2	$4,231 \cdot 10^{-14}$	$1,197 \cdot 10^5$
1	110	$-5,986 \cdot 10^4$
-1	-110	$5,986 \cdot 10^4$
-2	$-4,666 \cdot 10^{-14}$	$-1,197 \cdot 10^5$
-3	-110	$-5,986 \cdot 10^4$
-4	-220	$-9,389 \cdot 10^{-11}$
-5	-330	$5,986 \cdot 10^4$
-6	-330	$-5,986 \cdot 10^4$

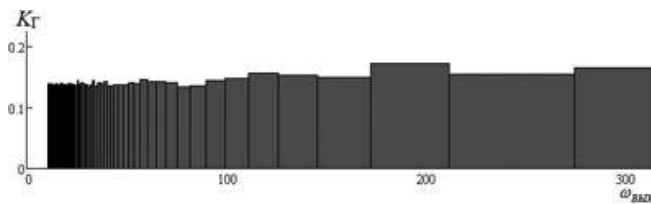


Рис. 9. Зависимость коэффициента гармоник K_G от частоты выходного напряжения $\omega_{\text{вых}}$

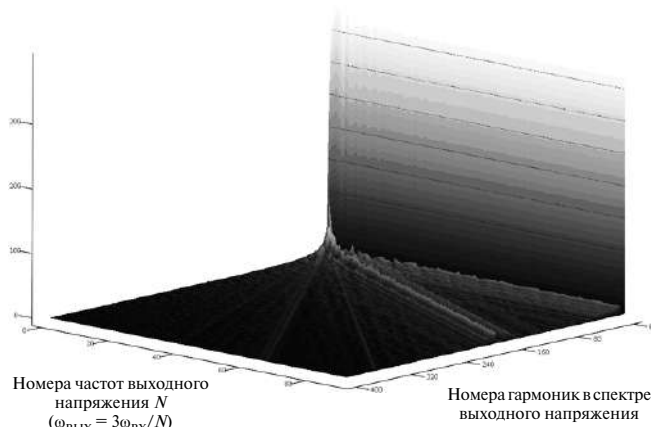


Рис. 10. График спектра гармоник выходного напряжения в диапазоне частот $\omega \in [75\pi; 3,333\pi]$ рад/с

На рис. 10 представлен график спектра гармоник выходного напряжения в диапазоне частот $\omega \in [75\pi; 3,333\pi]$ рад/с.

Согласно пункту Б.3.3.1 ГОСТ 13109-97: для каждого i -го наблюдения за установленный период времени определяют действующие значения гармонических составляющих напряжения в диапазоне гармоник от 2-й до 40-й в вольтах, киловольтах [1].

В соответствии с ГОСТ 13109-97 построим зависимость коэффициента гармоник K_G от номера частоты выходного напряжения N при числе гармонических составляющих равном 40 (рис. 11).

Из графика видно, что в области низких частот коэффициент гармоник K_G не превышает 8%. Согласно ГОСТ 13109-97 нормально допустимое значение коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения при $U_{\text{НОМ}} = 380$ В составляет 8%. Следовательно, не требуется дополнительных средств (например, ШИМ) для улучшения выходного напряжения.

Литература

1. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2006.

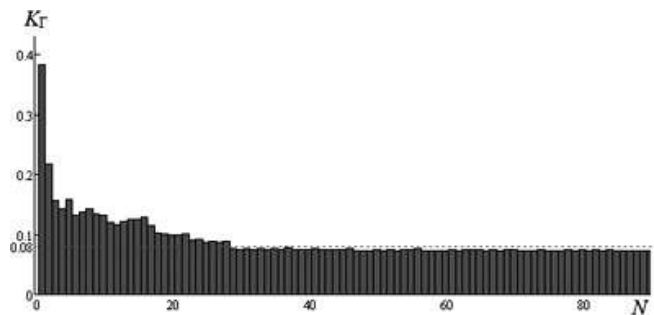


Рис. 11. Зависимость коэффициента гармоник K_G от номера частоты выходного напряжения N при числе гармонических составляющих, равном 40

2. Джюджи Л., Пели Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с., ил.

3. Жемеров Г. Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М., “Энергия”, 1977.

4. Карташов, Р. П. Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией / Р. П. Карташов, А. К. Кулиш, Э. М. Чехет. – К.: Изд-во Техника, 1979. 152 с.

5. Розанов Ю. К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.: ил.

6. Федоров С. В., Бондарев А. В. Способы широтно-импульсной модуляции на основе сравнения синхронизирующих сигналов с сигналами модуляции матричных преобразователей частоты. – Вестник ОГУ № 3 (164)/март 2014.

7. Ялалова З. И., Рогинская Л. Э. Улучшение электромагнитной совместимости полупроводниковых преобразователей с сетью и нагрузкой. – Электро, 2013, № 2, С. 16 – 20.

8. Casadei D., Grandi G., Serra G., Tani A. Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms / Proceedings of IEEEPE’ 93. Vol. 7. 1993.

Федоров Сергей Витальевич, старший преподаватель кафедры электроснабжения промышленных предприятий, Оренбургского государственного университета (филиал в г. Курментау), тел.: 8 927 3458730, e-mail: s.v.fedorov@inbox.ru;

Рогинская Любовь Эммануиловна, д. т. н., профессор кафедры “Электромеханика” Уфимского государственного авиационного технического университета, тел.: 8(347) 273-77-87, e-mail: elm.ugatu@gmail.com

Бондарев Андрей Владимирович, к. т. н., заведующий кафедрой электроснабжения промышленных предприятий Оренбургского государственного университета (филиал в г. Курментау), тел: 8(34761) 57330, e-mail: kafedraepp@kfosu.edu.ru.

В. П. Феоктистов, Ю. Ю. Чуверин, В.А.Шаров, Д.В.Назаров

ПЛАВНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ МАГНИТНОГО ПОТОКА ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

V. P. Feoktistov, Y. Y. Chuverin,
V. A. Sharov, D. V. Nazarov

Smooth control of magnetic flux for traction DC motors
with series excitation

В тяговых электроприводах с двигателями постоянного тока широко используют регулирование магнитного потока. Это облегчает управление поездом, особенно в зоне высоких скоростей, но применяемая система регулирования предполагает использование небольшого числа ступеней для изменения соотношения тока обмоток возбуждения и тока якорных обмоток. На мотор-вагонных электропоездах постоянного тока обычно предусматривают три таких ступени, а на пассажирских электровозах – пять. При этом усложняется управление электроприводом и ухудшаются условия функционирования тягового двигателя.

Для исключения этих недостатков предложено плавное регулирование магнитного потока при помощи импульсного преобразователя. Этот преобразователь может быть выполнен на базе силового транзистора, включенного параллельно резистору в цепи шунтирования обмотки возбуждения. Любой диапазон регулирования в такой схеме обеспечивается изменением коэффициента заполнения преобразователя.

Показано, что такая система управления обеспечивает нелинейную регулировочную характеристику непрерывного типа (без разрывов первого и второго рода). Приведена рекомендация по переходу к схеме с линейной регулировочной характеристикой.

Импульсное регулирование ведет к пульсациям тока в обмотках возбуждения двигателей. Расчет этих пульсаций выполнен на основе теории электрических цепей для квазистационарного режима работы тягового электропривода.

Соответствующий электромагнитный процесс описан линейным дифференциальным уравнением первого порядка, которое соответствует второму закону Кирхгофа. Для его решения введены допущения, позволяющие перейти к линейному алгебраическому уравнению. Его решение соответствует пульсационной характеристике, в качестве которой принята зависимость размаха пульсаций тока от коэффициента заполнения импульсного цикла.

Указанные характеристики рассчитаны для электропоезда ЭД4М при модернизации его с установкой импульсного преобразователя в цепи шунтирования обмоток возбуждения в каждом моторном вагоне. Обоснована рекомендация по усовершенствованию тягового электропривода с двигателями постоянного тока.

Ключевые слова: тяговые электродвигатели, регулирование магнитного потока, постоянный ток, импульсный преобразователь, автоматическое регулирование.

Traction DC motor drives extensively use magnetic flux regulation. It simplifies train control, in particular in high speed area. But such control system assumes small number of steps to alter the ratio of excitation and armature windings currents. With motor coach DC electric train three such steps are provided, and with passenger electric locomotive – five. With this, electric motor drive control becomes more complicated, and traction engine operation conditions deteriorate.

To eliminate these disadvantages the paper suggests smooth control of magnetic flux with switched mode converter. This converter can be based on power transistor in parallel with resistor in excitation winding bypassing circuit. Any desirable control range in such structure is provided by a duty ration of the converter.

It is shown that such control system provides non-linear regulating characteristic of continuous type (without ordinary and non-removable discontinuity). The authors give recommendation on transition to the structure with linear regulating characteristic.

Pulse control leads to current ripples in motor excitation winding. Evaluation of these current ripples was made based on electric circuit theory for traction drive quasi-stationary operating mode.

Corresponding electromagnetic process is described by first-order linear differential equation, which complies with KVL. To solve it we introduce suppositions that allow transition to linear algebraic equation. Its solution conforms to oscillatory response, represented by the current ripples magnitude dependence from pulse cycle duty ratio.

The abovementioned characteristics were calculated for the electric train during its upgrading by switched mode converter installation in excitation winding bypassing circuit in every motor coach. The paper also validates the recommendations on traction DC motor drive improvement.

Keywords: traction electric motors, magnetic flux regulation, direct current (DC), chopper converter, automated control.

Регулирование тяговых электродвигателей постоянного тока реализуют по двухзонному принципу [1]. Пусковой режим осуществляют сначала постепенным повышением напряжения на двигателе до максимального при постоянном коэффициенте регулирования возбуждения $\beta = I_B/I_A$ (зона 1),

а потом при постоянном напряжении – снижением β до минимального значения $\beta_{\min} < 1$ (зона 2). При электрическом торможении эти зоны реализуют в обратном порядке [2]. В качестве примера на рис. 1 показана диаграмма пуска электропоезда ЭД4, где в каждом моторном вагоне тяговые дви-

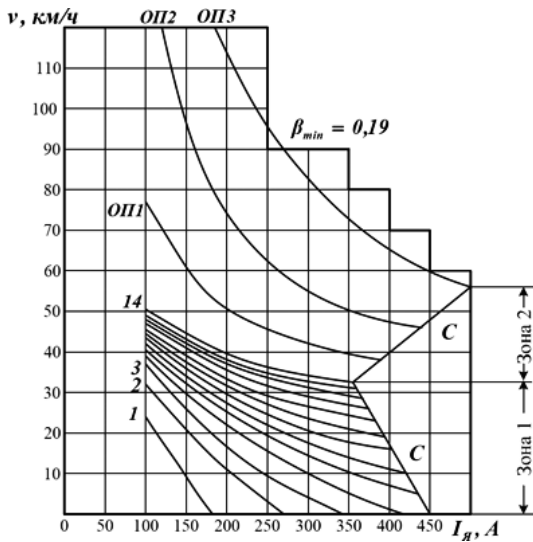


Рис. 1. Скоростные характеристики электропоезда типа ЭД4М и ограничение тока по сцеплению С

гатели соединены последовательно. В зоне 1 реализуют ступенчатое регулирование при помощи реостата, включенного последовательно в цепь двигателей, а в зоне 2 (рис. 2а) при помощи реостата R и индуктивного шунта ИШ, подключенных посредством контактора K параллельно обмотке возбуждения. Как показано на рисунке 1, зона 1 на пусковой диаграмме используется до 32 км/ч, а зона 2 до 70 км/ч (при пусковом токе 350 А). На практике регулирование скорости электропоезда в том числе ее стабилизация осуществляется в основном в зоне 2. Однако, эта задача осложняется ступенчатым изменением сопротивления R и соответственно коэффициента β . Неравномерность поддержания пускового тока $I_{п}$ целесообразно оценить коэффициентом

$$K_n = \frac{\Delta I}{I_{п}} \cdot 100\% \quad (1)$$

где ΔI – изменение тока при переключении ступеней регулирования в зонах 1–2.

Как видно из пусковой диаграммы на рис. 1 для зоны 2 характерны значительно более высокие значения коэффициента неравномерности, чем для зоны 1, что объясняется небольшим числом ступеней ослабления возбуждения ОП1-ОП3.

Аналогичная ситуация имеет место и на электровозах. Например, для электровоза ЧС7 в зоне 2 (ступени ОП1-ОП5) имеем $K_n = 16-22\%$ [2]. При этих переключениях существенно ухудшаются потенциальные условия на коллекторе тягового двигателя, который в зоне 2 работает с максимальным напряжением до 2 кВ. Имеет место четкая тенденция расширения зоны 2: на электропоездах при мощности двигателя 250 кВт имеем $\beta_{min} = 0,19$, а на электровозах при мощности до 950 кВт

$\beta_{min} = 0,4$. Поскольку на электроподвижном составе постоянного тока обычно используют переключение группировок тяговых двигателей, то для каждой из них устанавливают свое значение β_{min} . Тем самым дополнительно усложняется регулирование в зоне 2.

Все указанные выше затруднения можно легко устранить применением системы плавного бесконтактного регулирования β . Для этого целесообразно к имеющейся цепочке R–ИШ (рис. 2а) подключить импульсный прерыватель ИП – сейчас имеется возможность выполнить его на силовом транзисторе IGBT, включаемом и выключаемом по входу управления У [3]. Такая система хорошо зарекомендовала себя на электропоездах ЭР200 и на вагонах метро. В режиме реостатного торможения регулирование возбуждения массово используют также на электровозах ЧС2Т и ЧС7. Такую же систему целесообразно использовать в первую очередь на всех электропоездах постоянного тока, поскольку нужен один ИП на моторный вагон. На электровозах постоянного тока количество ИП равно числу группировок тяговых электродвигателей, т. е. трем, а на электровозах переменного тока – числу тяговых двигателей. В любом из этих применений ИП должен быть рассчитан на длительный ток

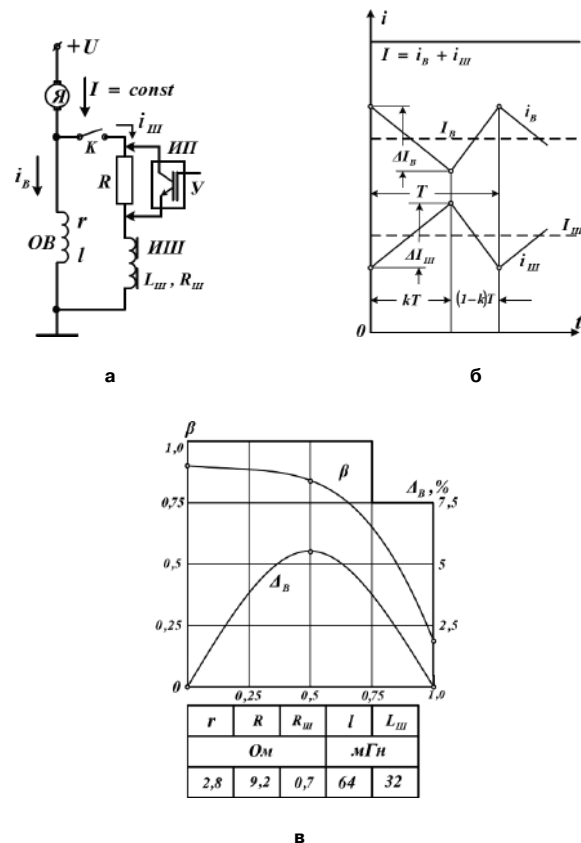


Рис. 2. Регулирование возбуждения тягового электродвигателя: а – электрическая схема; б – линейризованная диаграмма электромагнитных процессов; в – регулировочная и пульсационная характеристики

$$I_{\text{ИП}} = (1 - \beta_{\text{min}}) I_{\text{max}} \quad (2)$$

и на максимальное напряжение на обмотках возбуждения ОВ, которое обычно в установленном режиме составляет не более 10% от напряжения источника U . Таким образом, установленная мощность ИП значительно меньше мощности регулируемых им двигателей.

Регулировочная характеристика схемы по рис. 2а в зоне 2 определяется возможностью плавного изменения сопротивления резистора R при помощи ИП, работающего с коэффициентом заполнения импульсного цикла (рис. 2б)

$$k = \frac{\tau}{T} = \tau f = 0 \dots 1, \quad (3)$$

где T, f – период и частота работы ИП;

τ – длительность включенного состояния ИП.

Из теории и практики импульсного регулирования [4] следует, что при работе ИП имеем эквивалентное сопротивление шунтирующей цепи $R(1 - k) + R_{\text{ш}}$. Это дает возможность представить коэффициент ослабления возбуждения в виде

$$\beta = \left[1 + \frac{r}{R(1 - k) + R_{\text{ш}}} \right]^{-1}, \quad (4)$$

причем эта зависимость для тягового электропривода с двигателями 1ДТ 003 (электропоезд ЭД4М) представлена на рис. 2в. Регулировочная характеристика (4) свидетельствует о том, что управление двигателями в зоне 2 реализуется плавно во всем диапазоне изменения β . Характеристика существенно нелинейна, но известны [5] усовершенствования схемы по рис. 2а, которые позволяют реализовать линейную характеристику $\beta(k)$. Однако, поскольку в тяговом электроприводе применяют систему автоматической стабилизации пускового и тормозного тока, то конкретный вид регулировочной характеристики не имеет существенного значения.

Более важной является проблема пульсаций тока возбуждения и соответственно магнитного потока двигателей. Качество их сглаживания определяется индуктивностями l и $L_{\text{ш}}$, а также частотой ИП. Для расчета пульсационной характеристики $\Delta I_{\text{B}}(k)$ или $\Delta I_{\text{B}}(\beta)$ нужно рассчитать квазиустановившийся электромагнитный процесс в контуре, содержащем ОВ и шунтирующую цепь. Согласно второму закону Кирхгофа [6] этот контур описывается дифференциальным уравнением

$$L_{\text{ш}} \frac{di_{\text{ш}}}{dt} + [R(1 - k) + R_{\text{ш}}] i_{\text{ш}} = l \frac{di_{\text{B}}}{dt} + r i_{\text{B}}, \quad (5)$$

для решения которого вводят допущения:

1. Ввиду небольшого размаха пульсаций тока можно падение напряжения на активных сопротивлениях в рассматриваемом контуре допустимо считать не по мгновенным, а по средним значениям тока, т. е.

$$i_{\text{B}} \approx I_{\text{B}}; \quad i_{\text{ш}} \approx I_{\text{ш}} = \left(\frac{1}{\beta} - 1 \right) I_{\text{B}}. \quad (6)$$

2. При высокой частоте $f = 1/T$ можно допустить, что токи i_{B} и $i_{\text{ш}}$ изменяются линейно в функции времени, как показано на рисунке 2б, т. е. при включенном ИП

$$\frac{di_{\text{B}}}{dt} = -l \frac{\Delta I_{\text{B}}}{kT}; \quad \frac{di_{\text{ш}}}{dt} = L_{\text{ш}} \left(\frac{1}{\beta} - 1 \right) \frac{\Delta I_{\text{B}}}{kT}. \quad (7)$$

При этом учтено, что при идеально сглаженном токе I должно быть $\Delta I_{\text{ш}} = \Delta I_{\text{B}}$, т. е. эти пульсации имеют одинаковый размах и противоположны по фазе. Подставляя (6) и (7) в (5), получим линейное алгебраическое уравнение, решение которого дает искомое выражение для относительного значения пульсаций тока возбуждения

$$\Delta_{\text{B}}(\%) = 100 \Delta I_{\text{B}} / I_{\text{B}} = 100 k T \{ r_{\text{B}} \beta - [R(1 - k) + R_{\text{ш}}] (1 - \beta) \} / [l \beta + L_{\text{ш}} (1 - \beta)] \%, \quad (8)$$

по которому можно рассчитать пульсационную характеристику. Она представлена на рис. 2в вместе с регулировочной характеристикой $\beta(k)$; расчеты выполнены для моторного вагона ЭД4М с четырьмя последовательно соединенными тяговыми двигателями ТДЭ-250. Параметры силовой цепи указаны в таблице на рис. 2в. Принята частота 800 Гц, что соответствует $T = 1,25$ мс; при повышении частоты получаем пропорциональное снижение размаха пульсаций, согласно выражению (8).

При детальных расчетах по формуле (8) нужно учитывать насыщение магнитной системы двигателя, в результате чего существенно изменяется значение индуктивности l [7]. При β_{min} имеем минимальное значение I_{B} и соответственно индуктивность l принимает максимальное значение, что способствует сглаживанию пульсаций. Этому способствует также наличие ИШ в шунтирующей цепи; кроме того ИШ защищает цепь двигателей от аварийных режимов, вызываемых, например, скачкообразными изменениями напряжения U .

Применение схемы по рис. 2, а на новых электропоездах и электровозах постоянного тока не требует значительных затрат и существенно улучшает регулировочные свойства тягового электропривода. Эту же схему целесообразно использовать при модернизации электропоездов постоянного тока с постоянным последовательным соединением тяговых двигателей при мак-

симальном сохранении имеющегося тягового электрооборудования.

Выводы

1. Для современного электроподвижного состава характерно расширение зоны регулирования возбуждения тяговых двигателей, что требует замены ступенчатого регулирования плавным. Решение этой задачи целесообразно на базе низковольтного импульсного преобразователя, подключаемого к цепи шунтирования обмоток возбуждения двигателей.

2. Указанное предложение целесообразно реализовать в первую очередь на электропоездах постоянного тока. Это существенно улучшит регулировочные свойства электропривода и позволит использовать современную систему авторегулирования.

Литература

1. *Плакс А. В.* Системы управления электроподвижного состава. М.: УМЦ ЖДТ, 2005.

2. Электроподвижной состав с электрическим торможением. Под ред. Инькова Ю. М., Фельдмана Ю. И. — М.: УМЦ ЖДТ, 2008, 412 с.

3. *Бурков А. Т.* Электронная техника и преобразователи. — М.: Транспорт, 1999, 420 с.

4. *Феоктистов В. П.* Системы регулирования режимов работы электропоездов с импульсными преобразователями. Диссертация на соискание ученой степени д. т. н. — М.: МИИТ, 1982.

5. *Дудченко Д. Н.* Плавное бесконтактное регулирование тока в обмотках возбуждения тяговых электродвигателей при помощи импульсных преобразователей. Диссертация на соискание ученой степени к. т. н. — М.: МИИТ, 2010.

6. *Касаткин А. С., Немцов М. В.* Электротехника. — М.: Высшая школа, 2000, 542 с.

7. *Феоктистов В. П.* Эквивалентная схема замещения тягового электродвигателя постоянного тока последовательного возбуждения для расчета электромагнитных процессов при импульсном регулировании [Текст] / В. П. Феоктистов, Ко Ко Хтет // Вестник МИИТа. — 2012. — № 25. — С. 3–10.

Феоктистов Валерий Павлович, д. т. н., профессор Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ), заслуженный работник Высшей школы;

Чуверин Юрий Юрьевич, к. т. н., доцент Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ);

Шаров Вячеслав Анатольевич, к. т. н., доцент Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ);

Назаров Дмитрий Валерьевич, аспирант Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ).

Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко, К. В. Куликовский

ЭФФЕКТИВНОСТЬ МЕТОДОВ ИНДИКАЦИИ АВАРИЙНЫХ ДУГОВЫХ РАЗРЯДОВ В АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

*E. V. Mashukov, G. M. Uliashchenko,
K. V. Kulikovskiy*

В статье рассмотрены методы индикации электрического дугового разряда, описаны проблемы ликвидации. Каждому из рассмотренных методов дана оценка эффективности, а также рассмотрена возможность их применения на борту ЛА.

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

Emergency arc discharges indication methods effectiveness for aircraft DC systems

The paper considers arc discharges indication methods and describes problems of liquidation of these discharges. It also analyses effectiveness of each method as well as possibilities of their realization on board an aircraft.

Key words: aircraft power supply system, switching and protection equipment, loads control center, electric arc discharge.

Аварийные дуговые разряды параллельного типа, возникающие, например, при коротких замыканиях оголенных проводов с конструктивными деталями фюзеляжа самолета, могут быть обнаружены и ликвидированы транзисторными аппаратами защиты и коммутации (АЗК), имеющими функцию непрерывного ограничения токов в нагрузках емкостного характера [1].

В данной статье оценивается эффективность индикации аварийных разрядов последовательного типа, возникающих, например, в местах крепления электрических проводов к распределительным колодкам или к контактам коммутационных и защитных аппаратов (вследствие ослабления затяжки крепежных винтов под действием вибрации). При этом дуговые разряды носят, как правило, прерывистый характер.

Известные методы индикации последовательной дуги базируются либо на обнаружении ее характерных особенностей (наличии интенсивного шума в широком диапазоне частот, рекурсивности, хаотичных изменений параметров шума и др.), либо на обнаружении ненормальных отклонений в интегральных параметрах электрических процессов в цепях нагрузок.

В любом варианте, при выборе метода индикации дуги, приходится учитывать свойства сети конкретного объекта и свойства электрических нагрузок системы. Ниже перечислены типовые нагрузки традиционных низковольтных (27 В) авиационных систем электроснабжения (СЭС):

– нерегулируемые резистивные нагрузки с нелинейными сопротивлениями (устройства освещения и обогрева);

– нерегулируемые индуктивно-резистивные нагрузки (электромагнитные механизмы и мощные контакторы);

– нерегулируемые электродвигательные механизмы с коллекторными электродвигателями постоянного тока (КДПТ);

– радиоэлектронная аппаратура с внутренними источниками вторичного электропитания (ИВЭ) различных поколений, содержащими LC фильтры с различной удельной реактивной мощностью;

– нерегулируемые вентиляторы с приводом от бесколлекторных электродвигателей постоянного тока (БДПТ);

– импульсно-периодические нагрузки (ИПН) с частотами повторения импульсов 0,5...400 Гц.

С появлением на борту транзисторной коммутационно-защитной аппаратуры и полупроводниковых центров управления нагрузками (ЦУН) возникает возможность возложить на транзисторные АЗК дополнительные функции несложного широтно-импульсного (ШИМ) управления рядом нагрузок:

– обогревателями кабин и стекол на частотах 15...30 Гц;

– устройствами освещения с лампами накаливания и светодиодами на частотах 80...120 Гц;

– регуляторами насосов и вентиляторами на частотах 30...200 Гц.

Кроме свойств нагрузок необходимо учитывать влияние сетевых помех [2]:

– увеличения и уменьшения сетевых напряжений в переходных режимах СЭС (продолжительностью до 0,1 секунды в нормальных и до 1 секунды в ненормальных режимах);

– пульсаций напряжения сети в диапазоне частот 0,01...15 кГц с максимальной амплитудой до 2 В;

– импульсных напряжений с максимальной амплитудой до ± 600 В, продолжительностью до 10 мкс и высокочастотным наполнением;

– неаварийных дуговых разрядов, возникающих при работе контактной аппаратуры, продолжительностью в десятки миллисекунд;

– “перекрестных” помех из соседних проводов общего жгута;

– импульсов напряжений, наводимых молниями;

– обесточивания исправных фидеров на время ликвидации аварий в магистральных цепях со временем перерыва в питании до 7 секунд;

– воздействия напряжениями звукового диапазона в цепи электропитания в ходе проверок оборудования на устойчивость к кондуктивным помехам.

Свойства нагрузок и сети, затрудняющие индикацию аварийных дуговых разрядов, обобщены в табл. 1.

Анализ данных таблицы позволяет наметить способы ликвидации ложных срабатываний защиты при кратковременных помехах:

– введение задержек срабатывания защиты, начиная от момента включения АЗК на время, достаточное для завершения пусковых процессов в нагрузках;

– введение задержек срабатывания защиты, либо блокировок по уровням в переходных режимах СЭС;

– выбор интервала индикации дуги более продолжительным, нежели время коротких неаварийных дуговых процессов;

– использование циклических алгоритмов индикации.

Приняв во внимание наличие перечисленных средств борьбы с сетевыми помехами, оценим применимость основных методов индикации последовательной дуги в авиационных условиях.

Индикация по уровню шума

Сигналом на вход защиты, как правило, являются пульсации тока в фидере нагрузки, выделенные из общего тока с помощью трансформаторов,

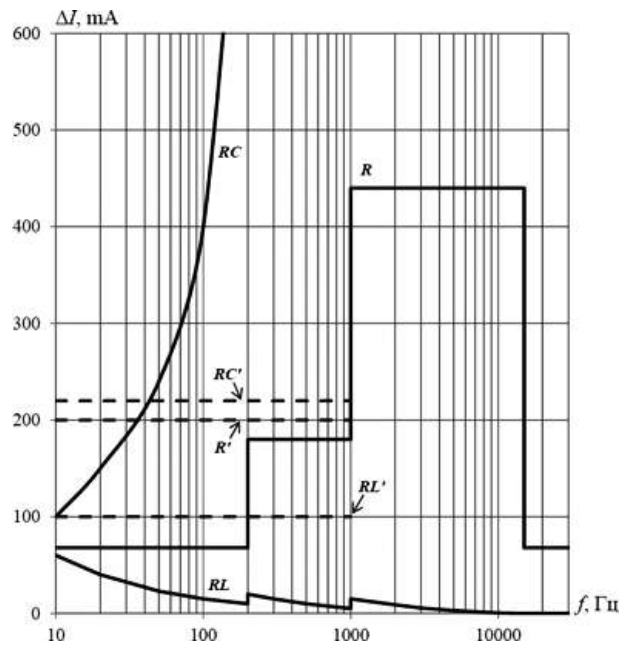


Рис. 1. Зависимость размаха пульсаций тока от частоты

либо резистивных датчиков тока и RC цепочек, что предпочтительнее в составе АЗК, где резистивный датчик тока уже имеется. Заметим также, что современная вычислительная техника позволяет достаточно достоверно измерить размах пульсаций на фоне постоянной составляющей тока без применения дифференцирующих цепей и избежать паразитных искажений сигнала во время переходных процессов.

На рис. 1 приведены зависимости размаха пульсаций тока в фидерах с R , RL и RC нагрузками от их частоты в диапазоне 0,01...15 кГц, рассчитанные с учетом нормативов на пульсации сетевого напряжения по ГОСТ Р 54073-2010 для авиационных СЭС постоянного тока напряжением 27 В. В расчетах приняты следующие константы: ток нагрузки – 3 А, активные сопротивления нагрузок – 9 Ом, постоянные времени реактивных нагрузок – 8 мс (по авиационным нормальям), индуктивность RL нагрузки – 72 мГн, емкость RC нагрузки – 900 мкФ.

Пульсации тока в резистивных нагрузках копируют пульсации напряжения сети, пульсации тока в RL нагрузках убывают, а в RC нагрузках – возрастают с ростом частоты. На рисунке пунктиром нанесены уровни максимального размаха пульсаций тока реальных дуговых разрядов в цепях с упомянутыми выше нагрузками (R' , RC' , RL'). Дуга создавалась постепенным увеличением зазора между медными контактами до

Таблица 1

Признаки аварийной дуги	Источники помех								
	Аварийная дуга	Неаварийные дуги	КДТП	Пульсации сети	Импульсные помехи	Переходные процессы	ИВЭ	ИПН	ШИМ
Изменение среднего тока	+	+	+	-	-	-	+	-	-
Резкий спад тока	+	+	+	-	+	+	+	+	+
Наличие шума в токе	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Широкий спектр шума	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Рекурсивность	+	+	+	-	-	-	-	-	-
Хаотичность размахов пульсаций тока	+	+	+	-	-	-	-	-	-
Хаотичность интервалов пульсаций тока	+	+	+	-	-	-	-	-	-
Продолжительное действие	+	-	+	+	-	-	+	+	+

максимальной величины в 1 мм. Максимальный размах пульсаций выделялся из общей картины дуги на каждом из десяти интервалов процесса продолжительностью в 0,1 с, затем результаты усреднялись на общем интервале индикации в 1 секунду. Сравнение размахов пульсаций дуги с размахом сетевых пульсаций свидетельствует о безусловной применимости данного метода индикации в цепях с нерегулируемыми RL и R нагрузками, однако, с условием выделения ограниченных контрольных диапазонов частоты: для RL нагрузок – 0...1000 Гц, для R нагрузок – 0...100 Гц. Для цепей с RC нагрузками (ИВЭ РЭА) метод неприменим, если на входе ИВЭ по рекомендации их разработчиков приходится устанавливать конденсаторы большой емкости.

Далее можно зафиксировать следующее:

- метод неприемлем для цепей с КДПТ ввиду наличия значительных по амплитуде пульсаций якорного тока машины;

- необходимость применения полосовых реактивных фильтров для выделения рациональных частотных диапазонов затрудняет индикацию дуги в цепях с ИПН и ШИМ нагрузками из-за возникновения переходных пульсаций токов;

- эффективность метода снижается тем, что размах пульсаций тока дуги и напряжения на дуге зависит от многих факторов: величины зазора, материала электродов а также от среднего значения тока нагрузки;

- экспериментально установлено отсутствие прямой пропорциональности между средним значением тока в RL и R нагрузках и размахом пульсаций тока и напряжения.

На рис. 2–4 приведены осциллограммы напряжений на дуге при трех различных начальных значениях постоянного тока, заданных непрерывным транзисторным стабилизатором.

Средний размах пульсаций напряжения оказывается минимальным при промежуточном значении тока, что не позволяет использовать при настройках схем защиты принцип подобия процессов.

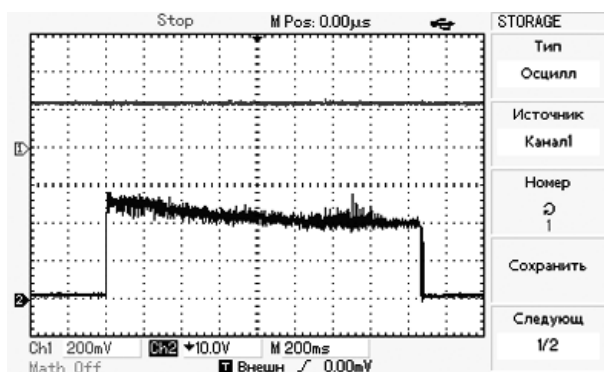


Рис. 2. Напряжение на дуге при токе 2 А

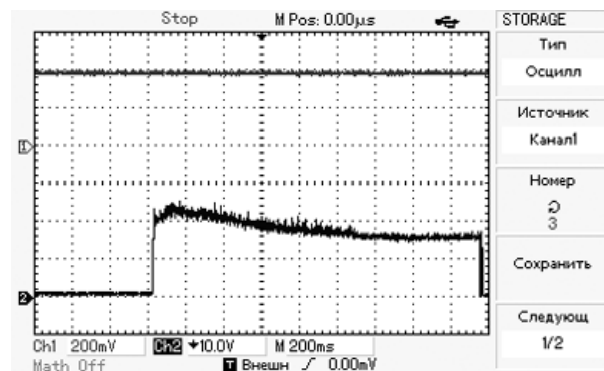


Рис. 3. Напряжение на дуге при токе 4 А

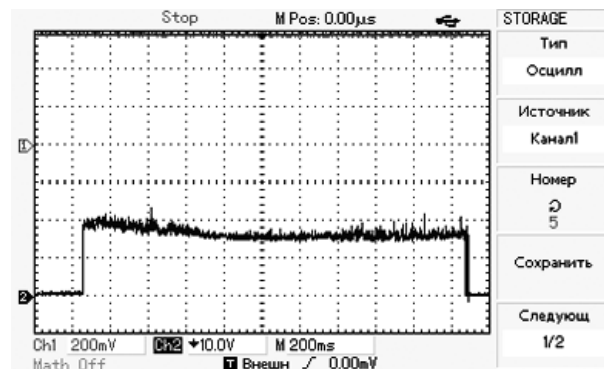


Рис. 4. Напряжение на дуге при токе 6 А

Индикация по наличию широкополосного шума

В основе метода – несоответствие спектра дуги и спектров сетевых пульсаций, скорректированных свойствами нагрузок. Метод предполагает знание частотных свойств системы электроснабжения конкретного объекта и может быть реализован с помощью нескольких узкополосных фильтров в зонах предполагаемого “молчания” спектра СЭС, либо сканированием всего рабочего частотного диапазона. Эффективность метода повышается в случае прерывистой дуги и снижается в цепях с “богатыми” спектрами нагрузок: ИПН, ШИМ, ИВЭ с плохо отфильтрованными питающими цепями и особенно КДПТ.

Индикация хаотичности в пульсациях тока дуги

Метод основан на обнаружении хаотичности изменения одного, или нескольких параметров шума дуги: среднего значения тока, размаха пульсаций тока, интервалов между импульсами, сформированными из пульсаций тока и др. Наибольшая эффективность достигается в цепях с нерегулируемыми RL и R нагрузками при отсутствии фильтров и индикации размаха пульсаций цифровыми методами. Индикация хаоса интервалов предполагает выделение пульсаций тока дифференцирующими цепями и последующее формирование прямоугольных импульсов. Такой метод может давать сбои в нескольких ситуациях:

– при наличии в сети нескольких помех, близких по частоте, что может вызвать низкочастотные бие-ния и нерегулярность следования сформированных импульсов в пределах контрольного интервала;

– при нерегулярных процессах в нагрузках, таких как неустойчиво работающие ИВЭ или КДПТ;

– в цепях с ШИМ и ИПН при слишком высокой точности измерений интервалов между импульсами, когда допустимые отклонения частоты и продолжительности импульсов могут быть приняты за хаос.

Индикация дуги по факту ее рекурсивности

Метод основан на факте сохранения нерегулярности процессов после многократного повторения операций выделения контрольной частоты (начиная с низких частот), демодуляции и фильтрации. Достоинства метода в том, что он основан на фундаментальном свойстве дуги и не содержит количественных оценок. Один из недостатков состоит в том, что он дает ошибку при любых нерегулярных процессах (неустойчивая работа ИВЭ, КДПТ, бие-ния в ограниченном интервале времени). Другой недостаток – в относительно большом времени индикации. Третий недостаток – чувствительность цепей с фильтрами к импульсным помехам от ИПН и ШИМ нагрузок. Разновидностью метода является выявление “фликкер-эффекта”, однако факт его наличия маскируется нестабильностью параметров фильтров и хаотичностью размахов пульсаций на выбранных частотах.

Индикация с применением спектральных методов анализа

Метод основан на оценке “удельного веса” гармоник в токе дуги в сравнении с нормальными процессами. Разработан применительно к бытовым системам переменного тока со стандартным набором бытовых нагрузок (осветительные приборы, холодильники, бытовая электроника и др.). Анализ базируется на разложениях Фурье, либо вейвлет-преобразованиях. Поскольку спектр дуги нестабилен, метод оказывается достоверным лишь при больших различиях в количественных оценках нормальных и аварийных процессов. Эта разница сильно сокращается при наличии нагрузок с “богатыми” спектрами: ИВЭ, ИПН, ШИМ и КДПТ. Прерывистость дуги повышает эффективность метода. Метод предполагает знание весовых коэффициентов гармоник тока в штатных нагрузках при любых их сочетаниях и требует дополнительных проверок действия защиты при смене нагрузок.

Индикация по процессу начала дугообразования

Метод основан на факте резкого спада тока в момент начала интенсивного горения дуги. При быстрой реакции защиты предупреждается развитие фазы интенсивного тепловыделения. Спад тока имеет место при любых нагрузках, различия

– только в скорости спада (минимальной в цепях с индуктивностями и максимальной в емкостных цепях). К недостаткам метода относятся тот факт, что спады токов имеют место во всех регулируемых ШИМ нагрузках, импульсно-периодических нагрузках и КДПТ, что усложняет необходимую идеологию индикации. Кроме того, спад тока дуги однократен, что снижает надежность распознавания дуги.

Индикация дуги по наличию пульсаций напряжения на дуге

Метод неприменим в схемах с силовыми контактными ключами, поскольку напряжение на выходе постоянно включенного прерывателя всегда равно напряжению сети, а для индикации напряжения на дуге требуется проложить сигнальный провод от входного зажима нагрузки.

Используя новые возможности транзисторных АЗК, можно при подозрениях на дугу, задать контрольный постоянный ток в нагрузку и по факту наличия пульсаций на выходе АЗК подтвердить наличие дуги.

Достоинством метода является факт отсутствия в выходном сигнале сетевых пульсаций. К недостаткам можно отнести следующее: метод предполагает наличие какого-либо “первичного признака дуги”, по наличию которого АЗК переводится в режим непрерывного ограничения тока и второе – уровень контрольного тока должен быть относительно небольшим по условию работы силового транзистора в линейном режиме (а при малом токе может погаснуть дуга). Метод неприменим в цепях с КДПТ.

Индикация дуги по сравнению с эталонными процессами

Метод основан на непрерывном сравнении текущих процессов с эталонными, которые синтезируются с применением моделей нагрузок. Основные достоинства – принципиальная применимость к любым типам нагрузок, отсутствие необходимости анализировать пульсации дуги и сети. Основные недостатки – отсутствие универсальности к нагрузкам, необходимость в наличии библиотеки нагрузок в составе “памяти” защиты. Метод трудно применять в бытовых СЭС, где возможна частая смена потребителей, но в авиационных СЭС с наперед заданным комплектом нагрузок он вполне применим. Метод требует настройки параметров защиты при смене номиналов тока нагрузок, а также введения дополнительных поисковых алгоритмов для отслеживания изменений внутренних параметров нагрузок (выходной мощности ИВЭ РЭА, моментов сопротивления на выходе электроприводов).

Результаты применимости рассмотренных методов индикации последовательной дуги в условиях авиационных СЭС постоянного тока обобщены в табл. 2.

Таблица 2

Методы индикации	Нагрузки фидеров СЭС 27 В постоянного тока					
	R	RL	ИВЭ	КДПТ	ШИМ-R	ИПН
Уровень шума	+	+	(1)	–	–	–
Хаос размаха	+	+	(3)	–	(4)	(4)
Хаос интервалов	+	(2)	(3)	–	(5)	(5)
Широкий спектр	+	+	(1)	–	–	–
Рекурсивность	+	+	(3)	–	–	–
Анализ спектра	+	+	(3)	–	–	–
Спад тока	+	+	+	–	(6)	(6)
Сравнение с эталонами	+	+	+	+	+	+

В табл. 2 знаками “+” и “–” обозначены соответственно применимость и неприменимость методов; цифрами отмечены ссылки на условия применимости:

(1) – качественная фильтрация входных токов ИВЭ, отсутствие на входе ИВЭ конденсаторов большой емкости;

(2) – в цепях с малыми значениями индуктивности, либо с дополнительными мерами по увеличению количества импульсов на контрольном интервале;

3 – устойчивая работа ИВЭ;

4 – пониженная точность измерения размаха пульсаций;

5 – пониженная точность измерения временных интервалов;

6 – блокировка неаварийных процессов спада тока.

Литература

1. *Е. В. Машуков, К. В. Куликовский, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов.* Методы ликвидации параллельной дуги в авиационных системах электроснабжения постоянного тока // Практическая силовая электроника, 2014, №1(53), С. 2–5.

2. ГОСТ Р 54073. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергетики.

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

Ульященко Галина Михайловна, к. т. н., доцент 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.

В. М. Бардин, А. В. Пивкин

К ВОПРОСУ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

*Bardin V. M.
Pivkin A. V.*

On electromagnetic compatibility of converters based on semiconductor devices

Все электрические аппараты бытового и производственного назначения должны удовлетворять требованиям международных или национальных стандартов по электромагнитной совместимости (ЭМС). Для этого проводятся соответствующие сертификационные испытания в аттестованных лабораториях. Большинство предприятий-изготовителей электротехнических и радиоэлектронных аппаратов таких лабораторий не имеют, поэтому приходится обращаться к сторонним организациям и нести соответствующие немалые финансовые издержки. Сократить издержки можно путем проведения предварительной оценки возможного спектрального состава и энергетического уровня электромагнитных помех (ЭМП), создаваемых аппаратом.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, инверторный сварочный аппарат, кондуктивные помехи.

All electrical equipment either household or industrial purpose should comply with international or national standards for electromagnetic compatibility (EMC). With this end in view, one should carry out appropriate certification tests in special laboratories. The majority of manufacturers of electric and radio-electronic devices do not have such laboratories at their disposal. Thus they have to turn to external organizations and bear appropriate significant expenses. One can cut down these expenses by way of preliminary estimation of possible harmonic content and energy level of electromagnetic interference (EMI) generated by such equipment.

Key words: electromagnetic compatibility, inverter welding machine, conductive interference

Управляемые силовые преобразователи электрической энергии на транзисторах нашли широкое применение в различных отраслях производства и транспорта. Они экономичны, имеют хорошие массогабаритные показатели, их ресурс составляет несколько тысяч часов, имеется ряд других достоинств. Однако применяемый в них принцип широтно-импульсного регулирования выходного тока/напряжения путем дискретного изменения времени проводящего состояния активных элементов, приводит к появлению серьезной проблемы – обеспечению электромагнитной совместимости. Ключевой режим работы активных элементов, с имеющими место при их коммутации большими значениями di/dt и du/dt , а также изменение рабочей частоты, приводит к появлению в спектре входного и выходного токов большого числа гармонических составляющих. Ширина спектра в некоторых транзисторных преобразователях может достигать десятков и сотен килогерц, а в ряде случаев и единиц мегагерц. Учитывая достаточно большие величины токов и напряжений в силовых преобразователях, величина этих гармонических составляющих может быть значительной. Все спектральные составляющие с частотами выше первой для внешних устройств являются помехами и должны быть ограничены по уровню и ширине спектра в соответствии с действующими отечественными и зарубежными стандартами. В этом собственно и состоит проблема обеспечения электромагнитной совместимости конкретного преобразователя.

Электротехнические и радиотехнические устройства могут быть допущены к производству и эксплуатации только при наличии сертификата по ЭМС. А для его получения необходимо провести испытания аппарата в специализированных аттестованных лабораториях. Далеко не каждый производитель преобразовательных или иных устройств имеет такие лаборатории и поэтому приходится обращаться в сторонние организации и затрачивать на сертификацию по ЭМС весьма значительные средства. Причем далеко не факт, что такие испытания с положительным результатом удастся пройти с первого раза.

Сложность решения задачи по обеспечению ЭМС заключается в том, что большинство разработчиков преобразовательной техники не очень глубоко понимают суть проблемы, поскольку ее решение требует знаний не только в сфере преобразовательной техники, но и в радиотехнике, конструировании, метрологии. Проблема ЭМС по сути сводится к двум задачам: оценке уровня генерируемых фидерных помех и уровня электромагнитного излучения в эфир, и принятию мер по их снижению до допустимого значения. Излучение в эфир для большинства статических преобразователей с рабочей частотой не выше 100 кГц, как правило, легко устраняется заземлением металлических корпусов и аппаратов. Сложнее обстоит дело с подавлением фидерных (кондуктивных) помех. Кондуктивными являются помехи, распространяющиеся в проводящей среде (по про-

дам и проводящим поверхностям). В зависимости от происхождения и характера распространения кондуктивные помехи принято разделять на симметричные (дифференциальные) и несимметричные (синфазные). Симметричная помеха возникает, когда напряжение помехи приложено между фазным (линейным) и нейтральным проводами, то есть это помеха, распространяющаяся аналогично протеканию переменного тока в сети. В цепях постоянного тока напряжение симметричной помехи приложено между положительным и отрицательным полюсами источника помех. Несимметричная помеха – это помеха, действующая между проводниками и корпусом или шиной заземления через паразитный импеданс (паразитные емкости) между этими объектами. В цепях постоянного тока напряжение несимметричной помехи приложено между проводниками и корпусом [1]. Условная схема распространения кондуктивных помех приведена на рис. 1.

Источник помех (импульсное ТС) показан на схеме с учетом полного сопротивления заземляющего провода Z_3 , соединенного с корпусом ТС, и паразитной емкости СП между ТС и землей. Приемник помех изображен элементом полного сопротивления питающей сети Z_C . Направление рабочего тока, потребляемого ТС от сети, на схеме не показано. Импульсное ТС создает напряжения помех: симметричное $u_{см}$ между фазным и нейтральными проводами и несимметричные $u_{нсм1}$ и $u_{нсм2}$ – между каждым из проводов и землей. Напряжение $u_{см}$ создает симметричный ток $i_{см}$, протекающий по фазному и нейтральному проводам в противоположных направлениях; а напряжения $u_{нсм1}$ и $u_{нсм2}$ – несимметричные токи $i_{нсм1}$ и $i_{нсм2}$, протекающие по сетевым проводам в одном направлении.

В преобразователях с ключевым режимом работы активных элементов ширина спектра кондуктивных помех зависит от рабочей частоты, скважности импульсов тока, параметров отпирающих импульсов (в частности длительности фронтов), паразитных параметров активных элементов, силового транс-

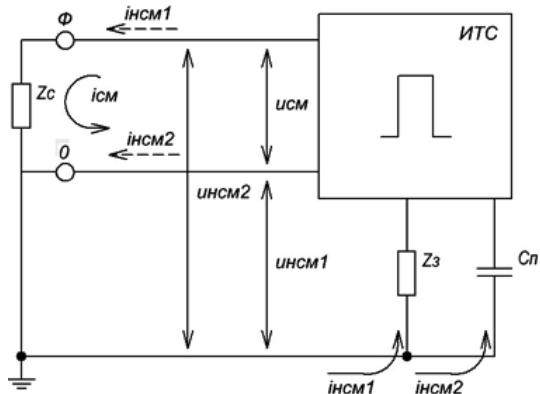


Рис. 1. Пути распространения симметричных и несимметричных токов помех импульсного ТС

форматора, силовых шин и ряда других факторов. Учесть все эти факторы и параметры при проектировании аппаратов весьма сложно. Поэтому энергетические составляющие и ширину спектра помех априори предсказать не представляется возможным. Это усложняет сертификацию аппарата по ЭМС. В случае неудачной попытки сертификации аппарата по ЭМС приходится затрачивать дополнительные временные и финансовые ресурсы на его доработку. Сократить эти затраты позволяет компьютерное моделирование процессов в преобразователе с целью оценки параметров спектра возможных помех. Технология этого процесса иллюстрируется на примере инверторного источника знакопеременного тока повышенной частоты (25–75 кГц) [2]. Электрическая схема преобразователя приведена на рис. 2.

Преобразователь состоит из двух полумостовых преобразователей, каждый из которых работает на свою обмотку трансформатора. В результате на выходе формируются импульсы знакопеременного тока заданной частоты. Величину тока в нагрузке можно изменять путем изменения скважности импульсов. Известно, что любая периодическая последовательность импульсов создает определенный спектр гармонических составляющих, которые могут проникать в первичный источник электропитания и создавать помехи для других потребителей. Высокочастотные гармоники могут попадать и в нагрузку, что не всегда приемлемо. Кроме того, из-за наличия различных конструктивных или паразитных реактивностей в элементах преобразователя, в нем образуется множество колебательных контуров, которые в момент переключения активных элементов с высокими значениями di/dt и du/dt могут возбуждаться на различных частотах собственных колебаний. Это приводит к формированию дополнительных высокочастотных спектральных составляющих. Ориентировочно оценить ширину спектра и энергетику всех спектральных составляющих позволяет метод компьютерного моделирования. Для этого на основе электрической схемы преобразователя строится его эквивалентная модель, в которую вводятся наиболее значимые паразитные параметры. Такая схема приведена на рис. 3.

Параметры элементов схемы и режима работы, учтенные в модели, приведены в табл. 1.

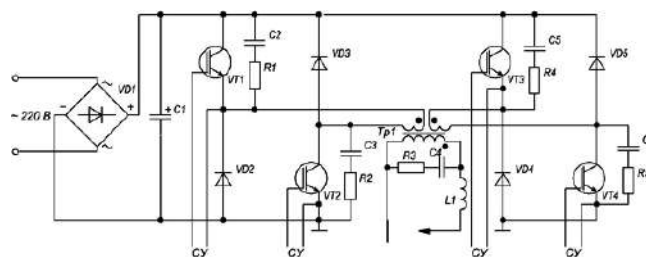


Рис. 2. Упрощенная схема инверторного сварочного аппарата знакопеременного тока

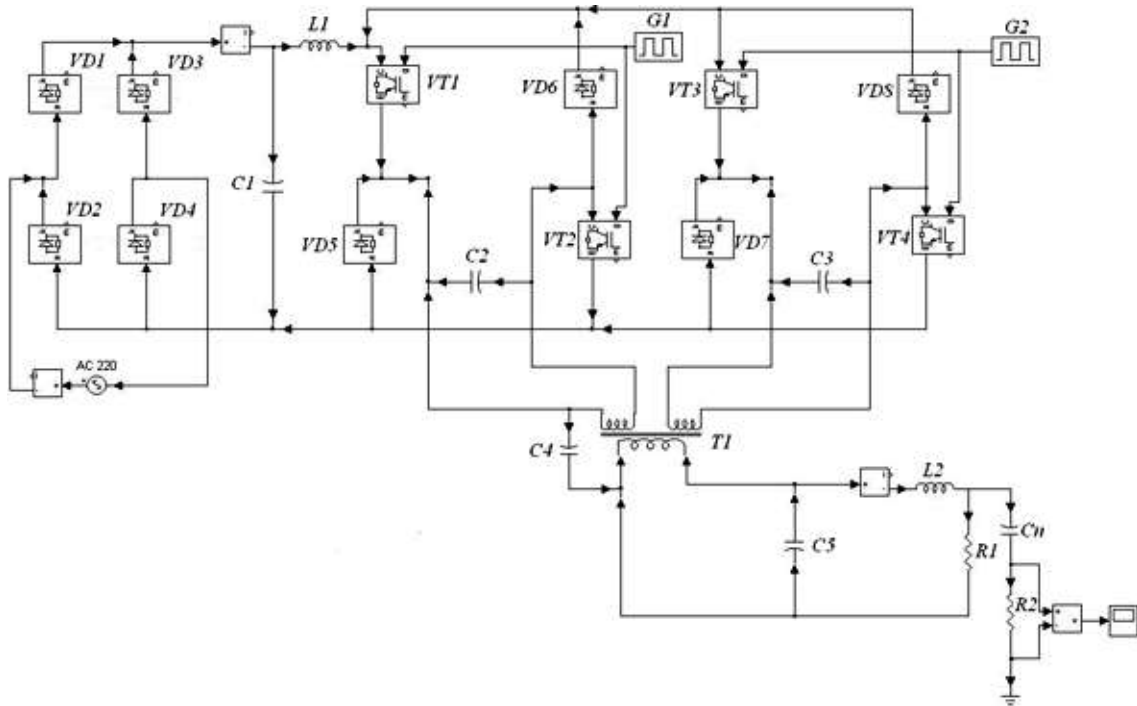


Рис. 3. Модель преобразователя в среде Matlab SymPower System

Таблица 1

Параметр модели	Величина
Амплитуда импульсов тока, А	150
Рабочая частота, кГц	25
Сквозность импульсов	2 ... 10
Сопротивление VT1–VT4 во включенном состоянии, мОм	60
Индуктивность VT1–VT4 во включенном состоянии, мГн	12
Сопротивление демпфирующей цепи VT1–VT4, Ом	22
Емкость демпфирующей цепи, пФ	3300
Сопротивление цепи намагничивания трансформатора, кОм	4,8
Индуктивность цепи намагничивания трансформатора, Гн	0,01
Действующее значение напряжения на первичной обмотке трансформатора, В	310
Действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора, В	40
Индуктивность выводов входного конденсатора, распределенная индуктивность силовых шин и силовых проводников (L1), мкГн	0,1
Паразитные емкости трансформатора C2–C3, C4, C5, нФ	10 ... 100
Паразитная емкость (Cп) между землей и токоведущими частями, через которую распространяются кондуктивные помехи, нФ	10

Эта схема позволяет с помощью имеющихся прикладных программных пакетов проанализировать спектральный состав токов преобразователя. В данном случае использовался пакет *Matlab SymPower System*. Полученная таким образом спектрограмма приведена на рис. 4.

Если на эту спектрограмму нанести границы предельных значений составляющих в соответствии с требованиями стандартов, то можно сделать вывод о соответствии аппарата требованиям по ЭМС. В данном примере был применен стандарт ГОСТ Р 51526-99. Из рис. 4. следует, что в зоне частот 0,5–5 МГц аппарат не удовлетворяет требованиям стандарта и должен быть доработан. Проблему удалось решить установкой на входе аппарата сетевого фильтра.

Таким образом, компьютерное моделирование позволяет еще на этапе создания аппарата сделать предварительную оценку на соответствие требованиям стандартов по ЭМС. Конечно, точность результатов моделирования будет зависеть от точности задания всех составляющих модели. Часть количественных значений параметров элементы схемы (например, транзисторов) можно получать из справочных данных. Но они обычно задаются усредненными. Часть параметров, желательно оценить исходя из конструктивных особенностей аппарата. Но в любом случае такая процедура позволяет: во-первых выявить места и причины возникновения возможных помех, и, во-вторых, хотя бы ориентировочно оценить спектр состав-

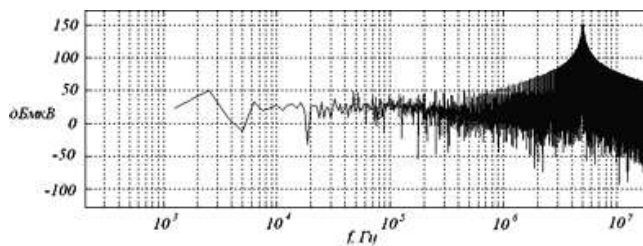


Рис. 4. Спектрограмма напряжения кондуктивной помехи

ляющих и при необходимости принять меры к его ограничению.

Литература

1. Векслер, Г. С. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания / [Г. С. Векслер и др]; – К.: Техника, 1990. – 167 с.
2. Бардин В. М. Новый класс сварочных инверторов / В. М. Бардин, Д. А. Борисов, А. В. Земсков, А. В. Пивкин // Электротехника. 2012. № 6 – С. 60–64.

Бардин Вадим Михайлович, профессор кафедры радиотехники Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева (г. Саранск), тел.: 8(8342) 29-05-79, 8(917) 692-85-12, e-mail: vbardin@rambler.ru.

Пивкин Антон Викторович, аспирант кафедры радиотехники Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева (г. Саранск), тел.: 8(902) 666-18-97, e-mail: antonyx@gmail.com.

А. В. Вахничев

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БОРТОВОЙ КАБЕЛЬНОЙ СЕТИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Vakhnichev Aleksey

Design of aircraft onboard cable network using modern CAD facilities

В настоящее время создание таких сложных и высокотехнологичных изделий, как ЛА, немислимо без применения систем автоматизированного проектирования. В статье описаны подходы к проектированию бортовой кабельной сети (БКС) летательных аппаратов (ЛА), с применением современных средств автоматизированного проектирования (САПР) для разработки бортовой кабельной сети. При работе над этой статьей был проведен анализ существующих подходов к проектированию бортовой кабельной сети летательных аппаратов, а также представленное на рынке САПР специализированное программное обеспечение. Применение современных электротехнических CAD систем, 3D CAD/CAE/CAM систем высокого уровня и PDM-систем для решения задач управления проектом, позволяют построить современную сложную бортовую кабельную сеть современного летательного аппарата, отвечающую всем требованиям, предъявляемым к авиационной технике.

Ключевые слова: летательный аппарат, система электропитания, бортовая кабельная сеть, электрическая энергия, проектирование, монтаж электрических жгутов, программное обеспечение, 3D моделирование, электрифицированная система, САПР, бортовое радиоэлектронное оборудование, потребитель электроэнергии.

Creation of complex and high-tech products such as aircraft is unconceivable without use of design automated facilities. In this article the approach to design of aircraft onboard cable network are covered, with usage of current design automated facilities (CAD systems). Existing approaches to design of aircraft onboard cable network were analyzed along with commercially available CAD software. Application of current electrotechnical CAD systems, high-level 3D CAD/CAE/CAM systems and PDM-systems for project management allows modern aircraft onboard cable network to be designed meeting all modern requirements for aircraft systems.

Key words: , aircraft electrical power supply system, onboard cable network, electric power, design, bundled cables mounting, software, 3D modeling, electrified system, all-electric system, CAD system, avionics, consumer of electric power.

Современные летательные аппараты (ЛА) имеют на борту сложное бортовое радиоэлектронное оборудование (БРЭО). Все это оборудование предназначено для обеспечения безопасного выполнения ЛА своих задач. Для функционирования данного оборудования необходимо большое количество проводов и соединителей, обеспечивающих электроснабжение всех блоков БРЭО и других агрегатов ЛА [2–4].

Система передачи и распределения электрической энергии между источниками и приемниками включает в себя [1]:

- бортовую кабельную сеть (БКС) (провода, шины) – линии передачи электроэнергии от источников к распределительным устройствам (РУ) и от них к потребителям;
- РУ, выполняемые в виде панелей и щитков, имеющих закрытый корпус;
- аппараты защиты сети и потребителей от коротких замыканий и токовых перегрузок;
- коммутационные аппараты, обеспечивающие необходимые переключения при нормальной и аварийной работе системы электроснабжения (СЭС);

- аппараты резервирования электропитания приемников и их защиту в случае отказов в системе;
- приборы контроля качества электроэнергии;
- монтажно-установочное оборудование;
- устройства защиты приемников от воздействия электрических помех, статического электричества и внешних электромагнитных полей (экраны, фильтры, металлизация).

БКС – это основной элемент системы передачи и распределения электроэнергии. Вид сети определяется назначением и типом ЛА, его насыщенностью электрооборудованием, протяженностью коммуникаций, требованиями к надежности и качеству электропитания, а также количеством источников электроэнергии, подключаемых к сети.

На современных ЛА БКС (рис. 1) связывает оборудование, установленное в различных отсеках – от головной части фюзеляжа до хвостовой. Усложнение комплекса бортового оборудования (КБО) приводит к усложнению БКС. Поэтому очень важно уже на ранних этапах проектирования ЛА уделять внимание проектированию БКС. Реализация оптимальных подходов и технологий при проектиро-



Рис. 1. Бортовая кабельная сеть современного ЛА

вании БКС позволит в значительной мере снизить вероятность отказов бортового оборудования, а в оптимальном варианте повысить технологичность конструкции ЛА и снизить сроки его постройки.

Актуальность задачи проектирования БКС

Проектирование бортовых систем оборудования характеризуется жесткими требованиями, предъявляемыми к весовой составляющей, обуславливающей повышенную степень детализации проекта, и к взаимоувязке бортового оборудования в отсеках проектируемого изделия [13]. Поэтому задача поиска технологий, позволяющих осуществить сквозное проектирование электрооборудования (от разработки принципиальных электрических схем до формирования трехмерных моделей жгутов в общей модели объекта и формирования документов технологической подготовки производства), особенно актуальна.

При проектировании ЛА без использования специального программного обеспечения приходится корректировать до 80% всех электрических жгутов на макетах либо на первых опытных образцах. После отработок монтажей на опытных изделиях приходится выпускать новую конструкторскую и технологическую документацию, в частности чертежи жгутов, плазы, таблицы проводов, распайки и т.д. Все это приводит к увеличению сроков разработки изделия, а также существенно увеличивает суммарную стоимость постройки ЛА.

Кроме того, постоянное ужесточение международных авиационных правил сертификации ЛА требует наличия набора апробированных и формализованных технологий проектирования. Это позволит упростить, ускорить сбор и предоставление доказательной и сертификационной документации.

Задача автоматизации трехмерного проектирования кабельной сети на данный момент полностью не решена. Ее решением занимаются ведущие мировые авиастроительные корпорации.

На рынке программно-аппаратных средств представлено большое количество систем, в той или иной степени обеспечивающих автоматизацию проектно-конструкторских и технологических работ (CAD/CAM/CAE системы). Применение специального программного обеспечения позволяет упростить процесс разработки электрических систем и таким образом сократить сроки проектирования и постройки ЛА.

При разработке перспективной авиационной техники задача автоматизированного 3D проектирования модели БКС самолета является одной из наиболее сложных. Решение этой задачи имеет большое значение и с точки зрения повышения технологичности ЛА.

Кроме того, существует еще одна проблема. При проектировании электрической системы необходимо выбрать марку и сечение провода. Для оптимального подбора сечения провода необходимо знать длину траектории трассы между соединяемыми этим проводом блоками. Выбор слишком большого сечения приведет к росту массы всей системы. Пониженное сечение проводов приводит к росту падения напряжения в линии, может вызвать нагрев и повреждение жгута. В конце концов, это приведет к отказу системы.

Указанную длину можно получить, только построив опытное изделие, и проведя отработку монтажей системы на изделии. В тоже время получить корректные данные о длине проводов можно, построив трассовую схему электрических жгутов на электронном макете (ЭМ) ЛА.

Зная точную длину траектории трассы можно подобрать оптимальное сечение проводов, тем самым, не понижая надежности системы, уменьшить ее массу.

В настоящее время не существует единого подхода к проектированию БКС. Практически все разработчики авиационной техники выстраивают свои принципы и подходы к проектированию БКС, основываясь на своем опыте и имеющихся средствах САПР.

Основные этапы проектирования БКС ЛА

Проектирование любой системы, в том числе и электрифицированной, начинается с составления технического задания (ТЗ). В данном случае составляются ТЗ на разработку БКС в целом и отдельных электрифицированных систем. Параллельно с этим прорабатывается компоновка изделия, определяются директивные трассы прохождения электрических жгутов. На основании полученной компоновки ЛА и комплекта принципиальных электрических схем формируется комплект схем соединений, а также выпускается конструкторская документация (КД) на установку оборудования. После этого начинается формирование кабельной сети изделия, определяются трассовые схемы и длины проводов.

На основе полученных примерных данных проводится уточнение схем, уточняется компоновка. В результате процесс проектирования затягивается. Окончательный пакет КД формируется лишь после постройки опытного изделия и отработки монтажей электрифицированных систем на нем.

Таким образом, в процессе проектирования БКС можно выделить следующие ключевые этапы:

- разработка ТЗ;
- разработка компоновки изделия;
- разработка принципиальных электрических схем;
- выпуск КД на установку блоков и оборудования;
- разработка схем соединения, формирование кабельной сети изделия;
- выпуск КД на монтажи кабельной сети;
- отработка монтажей кабельной сети на борту ЛА.

Следует отметить, что в зависимости от подхода к процессу проектирования выделенные этапы могут изменяться. Как уже отмечалось, единой методики проектирования БКС нет, а, следовательно, каждый разработчик авиационной техники выстраивает свою систему проектирования, со своими ключевыми этапами.

Применение средств автоматизированного проектирования при проектировании БКС

В настоящее время разработчикам авиационной техники доступен широкий выбор средств автоматизированного проектирования. Как уже отмечалось, единых стандартов и подходов к проектированию БКС не существует. Поэтому среди всего многообразия этих подходов выделим основные.

Проектирование БКС с применением систем двухмерного автоматизированного проектирования и черчения является довольно распространенным подходом. Объясняется это тем, что до появления CAD систем все чертежи и схемы выполнялись вручную на кульмане. Наиболее распространенная CAD система двухмерного автоматизированного проектирования *AutoCad* по сути стала «электронным кульманом», несмотря на то, что возможности *AutoCAD* весьма широки и намного превосходят возможности «электронного кульмана» [11]. Кроме *AutoCAD* существуют и другие аналогичные по функциональным возможностям CAD системы двухмерного автоматизированного проектирования.

Из достоинств данного подхода можно выделить:

- сравнительно низкая стоимость лицензионного программного обеспечения (ПО);
- сравнительно низкая стоимость обучения и внедрения;
- низкие системные требования к компьютерной технике;
- возможность создания часто используемых типовых графических элементов (условные

графические обозначения, стандартные элементы и т. п.) в виде блоков с последующим многократным их использованием;

- простота обмена информацией между удаленными группами разработчиков при коллективной работе над проектом;
- наличие полного комплекта схемной КД и КД на монтажи жгутов.

Недостатками данного подхода являются:

- сложность анализа полученной конструкции;
- при проектировании электрических схем невозможно реализовать автоматическую связь между всеми разделами проекта;

– любое изменение конструкции или схемы влечет за собой ручную правку всех связанных чертежей и схем;

– необходимость ручных правок значительного объема документации неизбежно приводит к росту ошибок, связанных с человеческим фактором;

– невозможность реализовать автоматическую генерацию отчетов (спецификаций, таблиц соединений и т. д.);

– невозможность получить точные данные о длинах трасс электрических жгутов, что требует отработки монтажей электрических жгутов на изделии;

– отсутствие автоматизированной технологической подготовки производства, т.е. подготовки данных для обработки и изготовления изделий на станках с числовым программным управлением (ЧПУ) и выдачи программ для этих станков.

Таким образом, описанный подход, несмотря на ряд преимуществ, имеет существенный недостаток, который делает его не эффективным при проектировании сложных изделий, таких как ЛА.

Проектирование БКС с применением систем двухмерного автоматизированного проектирования и CAD/CAM/CAE систем высокого уровня по своей сути является развитием описанного выше метода проектирования. Основным отличием является использование CAD/CAM/CAE систем высокого уровня для проектирования конструкции ЛА и монтажей электрических жгутов.

Системы высокого уровня позволяют значительно сократить время разработки и изготовления изделия. Примерами CAD/CAM/CAE систем высшего уровня являются: *Creo Elements/Pro* (ранее *Pro/Engineer*) от компании *PTC (Parametric Technology Corporation)*, *Siemens NX* (ранее *Unigraphics*) от компании *Siemens PLM Software* и *CATIA* от компании *Dassault Systemes* [7].

При таком подходе вся схемная документация разрабатывается с помощью 2D CAD систем типа *AutoCad*. Создание электронного 3D-макета изделия, КД на установку оборудования, монтажи жгутов и трубопроводов выполняются с помощью CAD/CAE/CAM систем [8]. Как правило, в авиационной промышленности применяются *CATIA* и *Siemens NX*.

Из достоинств данного подхода можно выделить:

- удобство анализа конструкции на всех этапах проектирования;

- снижение сроков разработки и повышение качества КД;

- наличие полного комплекта схемной КД и КД на монтажи жгутов;

- возможность получить точные данные о длинах трасс электрических жгутов;

- наличие средств автоматизированной технологической подготовки производства.

Основные недостатки данного подхода связаны с практически “бумажной” разработкой схемной документации, отсутствием связи между схемой и 3D макетом ЛА. Но так же имеют место и следующие недостатки:

- высокие системные требования к компьютерной технике;

- более высокая стоимость лицензионного программного обеспечения;

- более высокая стоимость обучения и внедрения.

На ранних этапах развития *CAD/CAE/CAM* систем такой подход был одним из самых распространенных при проектировании сложной авиационной техники. Однако с появлением специализированного ПО для разработки электрических схем этот подход постепенно устаревает.

Проектирование БКС с применением специализированных электротехнических *CAD* систем является передовым подходом в данной области.

В настоящее время на рынке специализированного ПО представлены программные продукты, ориентированные на проектирование БКС. Среди всего многообразия такого ПО можно выделить три продукта специализированные для авиационной промышленности: *E3 Series* от компании *Zuken*, *Capital* от компании *Mentor Graphics* и *ElectriCS Pro* от компании *CSoft Development*. Каждый из приведенных программных продуктов обладает своими достоинствами и недостатками. Выбор конкретного продукта обуславливается значительным числом факторов и в каждом случае это должен учитывать все доступные ресурсы и особенности разрабатываемого изделия. Однако все эти программные продукты ориентированы на решение широкого спектра задач в области проектирования электрифицированных самолетных систем.

Для разработки схем все эти продукты предоставляют большой набор инструментов создания и редактирования электрических устройств и электрических связей.

Для автоматизации разработки схемной документации разработчикам доступен следующий функционал:

- размещение электрических элементов на принципиальной схеме;

- создание линий связей;

- маркировка элементов и линий электрических связей;

- широкий набор настраиваемой атрибутивной информации;

- отслеживание уникальности позиционных обозначений;

- отслеживание занятых контактов.

- поиск электрических компонентов в проекте;

- настраиваемая система обозначений с возможностью автоматического обновления на схемах;

- автоматическое получение отчетов, таких как перечень элементов по принципиальной схеме, таблицы соединений, спецификации и др;

- возможность обмена данными с *CAD/CAM/CAE* системами для выполнения моделирования монтажей жгутов и получения длин проводов.

Безусловно, на сегодняшний день это самый передовой подход к проектированию БКС. Высокая степень автоматизации проектных работ существенно повышает качество получаемой КД и снижает сроки проектирования.

Примеры разработки схемной документации с использованием специализированного электротехнического ПО приведены на рис. 2 и 3. На рис. 2 показан пример принципиальной электрической схемы, разработанной с применением программного продукта *E3 Series* от компании *Zuken* [5]. А на рисунке 3 показана схема соединений, разработанная в этом же программном продукте.

В целом процесс проектирования БКС с применением специализированных электротехнических *CAD* систем включает в себя все этапы, описанные ранее. Вся схемная документация выпускается с помощью электротехнической *CAD* системы. Прокладка трасс электрических жгутов, КД на монтажи электрических жгутов, КД на установки оборудования разрабатывается с применением *3D CAD/CAE/CAM* системы.

Следует отметить, что в настоящее время в России не реализована полноценная автоматизированная связь электротехнических *CAD* систем и *CAD/CAE/CAM* систем трехмерного проектирования. Как правило, в существующих системах проектирования реализована обособленная работа средств разработки схемной документации и систем трехмерного моделирования. При необходимости осуществляется “ручной” обмен данными между этими системами.

Данный подход к разработке БКС наряду с огромными преимуществами автоматизированного проектирования обладает и рядом недостатков. Все эти недостатки в первую очередь связаны со стоимостью лицензий, а также высокой стоимостью и сложностью внедрения этих систем.

Проектирование БКС с применением специализированных электротехнических *CAD* систем и *CAD/CAE/CAM* систем трехмерного моделирования на сегодняшний день наиболее оптимальный под-

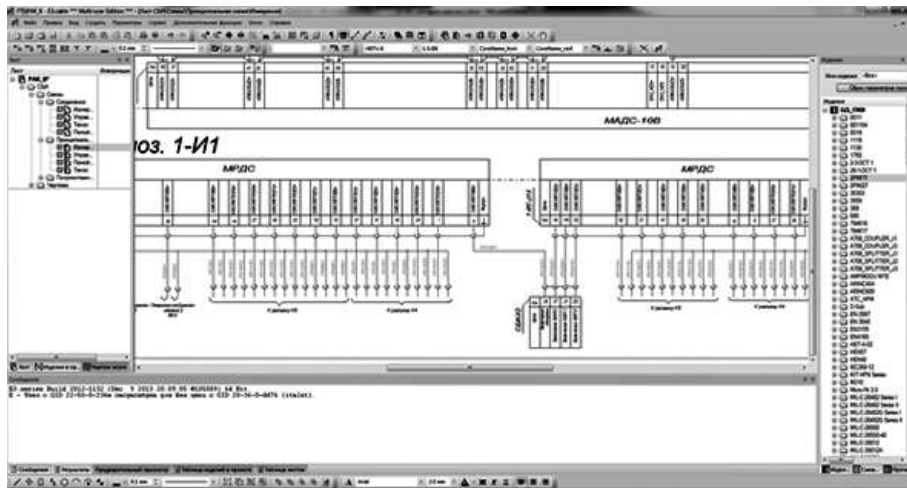


Рис. 2. Принципиальная схема в E3 Series

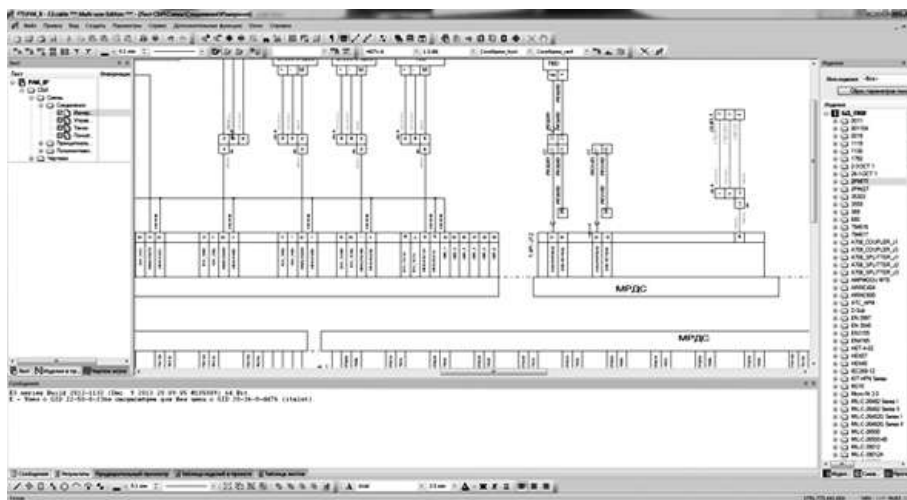


Рис. 3. Схема соединений в E3 Series

ход к разработке перспективных образцов авиационной техники.

На рис. 4 показан пример траектории жгута, построенной с помощью 3D CAD/CAE/CAM системы Siemens NX[6]. На рис. 5 показан результат 3D моделирования монтажа электрических жгутов в отсеке.

Использование 3D CAD/CAE/CAM систем позволяет уже на ранних этапах проводить анализ конструкции и при необходимости вносить изменения, в частности корректировать трассы электрических жгутов.

Выбор средств САПР для проектирования БКС

Выбор программного продукта зависит от множества критериев и особенностей. При этом выбор программных продуктов, необходимых для разработки, в значительной мере должен определять процессы, используемые при разработке и учитывать имеющуюся нормативную базу. Программные продукты, используемые в процессе проектирования должны обеспечивать единую методологию и

технологические решения на всех этапах разработки авиационной техники.

Вот лишь некоторые из требований к средствам САПР, предназначенным для проектирования и запуска в производство БКС ЛА:

- возможность адаптации к отраслевым стандартам и стандартам предприятий Российской авиационной отрасли;
- высокая надежность системы и квалифицированная, русскоязычная техническая поддержка программного продукта;
- возможность реализации совместной работы групп разработчиков в режиме реального времени;
- широкий набор функций в части проектирования и анализа БКС;
- синхронизация изменений во всех взаимосвязанных электрических схемах проекта;
- возможность интеграции системы проектирования схемной документации с системами 3D-моделирования монтажей электрических жгутов;

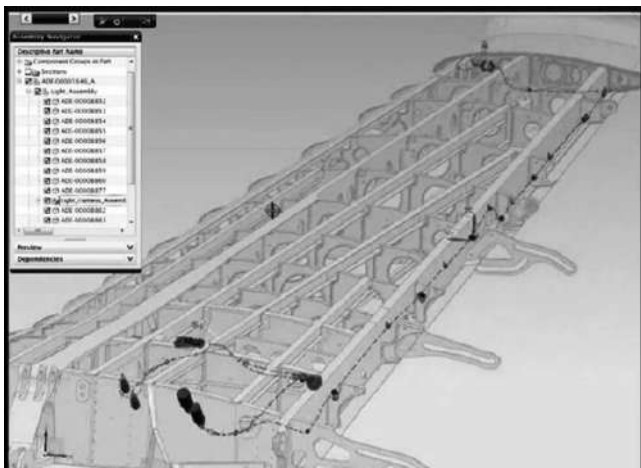


Рис. 4. Траектория жгута

- обеспечение однозначного соответствия между электрической схемой и плазом жгута;
- решение задач управления проектом путем интеграции CAD систем с PLM-системой (PLM – *Product Lifecycle Management* или управление жизненным циклом изделия);
- широкие возможности по автоматизированному формированию отчетов (спецификаций, таблиц, перечней и т. д.);
- возможность организации сбора и предоставления документации для сертификации.

При подборе программных продуктов для построения системы проектирования конкретного ЛА будут появляться дополнительные требования. И только анализ всего комплекса задач, ресурсов и требований позволит подобрать оптимальный набор ПО.

В настоящее время для построения эффективной системы проектирования необходимы: электротехническая CAD система для разработки схемной документации, 3D CAD/CAE/CAM система для проектирования конструкции ЛА в целом и монтажей жгутов в частности, а также PDM-система для решения задач управления проектом.

PDM-система (*Product Data Management*) – это организационно-техническая система, обеспечивающая управление всей информацией об изделии. PDM-системы являются неотъемлемой частью PLM-систем.

Электротехническая CAD система должна позволять автоматизировать процесс разработки БКС, в части выпуска КД на электрические схемы и обеспечивать возможность обмена информацией об электрических связях с CAD/CAE/CAM системой.

3D CAD/CAE/CAM система высокого уровня, должна обеспечивать решение всего комплекса задач, стоящих перед инженерами на всех этапах создания таких технически сложных изделий как авиационная техника (предварительное проектирование, этап инженерного анализа и оптимизации

конструкции, изготовление). Среди всех модулей CAD/CAE/CAM системы должен быть модуль, специализированный для проектирования БКС.

Совместное использование систем электротехнической CAD системы и 3D CAD/CAE/CAM систем должно обеспечивать решение задачи формирования цифровой модели БКС. В результате совместной работы этих систем должно быть получено полное электронное описание БКС ЛА.

Решение задач управления проектом реализуются путем интеграции CAD систем с PDM-системой. PDM система обеспечивает совместную работу в распределенной среде: с ее помощью удаленные группы специалистов компании могут работать и обмениваться информацией в режиме реального времени. PDM системы широко используются на предприятиях авиационно-космической отрасли, таких как *Boeing*, *Lockheed Martin Aeronautics*, ОКБ Сухого и других.

Как уже отмечалось среди всего многообразия электротехнических CAD систем можно выделить три продукта специализированные для авиационной промышленности: *E3 Series* от компании *Zuken*, *Capital* от компании *Mentor Graphics* и *ElectriCS Pro* от компании *CSoft Development* [9, 12]. В то же время не стоит исключать возможность применения и других, малораспространенных на российском рынке продуктов и систем, например, *SEE Electrical* от *IGE+XAO* [10]. Выбор электротехнической CAD системы задача довольно сложная, это связано с небольшим опытом применения таких систем в нашей стране. В этом отношении задача выбора 3D CAD/CAE/CAM системы несколько проще. В нашей стране есть большой опыт использования в авиационной промышленности таких систем как *Siemens NX* от компании *Siemens PLM Software* и *CATIA* от компании *Dassault Systemes*. Поскольку эти системы очень хорошо зарекомендовали себя не только в нашей стране, но и у зарубежных производителей авиационной техники, то выбор стоит осуществлять из этих двух систем. Задача выбора PDM системы связана с выбором 3D CAD/CAE/CAM системы, точнее с возможностью интеграции этой системы с PDM системой. Кроме того стоит учитывать возможность интеграции всего используемого разработчиками ПО с PDM системой.

При разработке сложной авиационной техники для управления жизненным циклом изделия во всем мире чаще всего используются PDM системы от компаний *Dassault Systemes* и *Siemens PLM Software*.

Семейство решений компании *Dassault Systemes* создано для совместного управления жизненным циклом продукции. Портфолио *ENOVIA* включает три линии продуктов: *ENOVIA VPLM* для коллективного виртуального управления жизненным циклом сложных изделий, ресурсами и производственными процессами в средних и крупных компаниях, *ENOVIA MatrixOne* – систему управления

бизнес-процессами совместной разработки изделий для предприятий различных отраслей промышленности и *ENOVIA SmartTeam* – систему совместного управления данными о продукции для небольших и средних компаний, конструкторских отделов крупных предприятий.

Teamcenter – пакет масштабируемых программных решений для поддержки жизненного цикла изделий, созданный на основе открытой платформы *PLM* от компании *Siemens PLM Software*. Система обеспечивает совместную работу в распределенной среде: с ее помощью удаленные группы специалистов компании устанавливают контакты, общаются и обмениваются информацией в режиме реального времени. Благодаря наличию открытого и функционального интерфейса можно интегрировать функции *Teamcenter* с уже имеющимися процессами.

На рис. 6 показана роль *PLM* системы при проектировании БКС ЛА.

Фактически эта система связывает все этапы проектирования в одну цифровую модель разрабатываемого самолета.

Заключение

Проектирование перспективной авиационной техники сложный и трудоемкий процесс. Средства проектирования, считавшиеся передовыми несколько лет назад, сейчас морально устарели. Рынок САПР предлагает множество различных систем автоматизированного проектирования. Выбрать наиболее подходящий продукт это тоже непростая задача.

Ведущие мировые авиастроительные корпорации применяют разнообразнейшие программные продукты для проектирования схем и монтажей электрических жгутов. Однако эффективной и общепризнанной системы решающей задачи проектирования БКС пока нет. Фактически каждый разработчик авиационной техники выстраивает свою систему проектирования БКС.

В то же время, применение даже самого передового ПО лишь частично решает задачи постройки и эксплуатации БКС современных ЛА. Немаловажную роль играет использование современных электротехнических материалов.

Различные оценки показывают, что применение современных электротехнических материалов позволяет снизить массу БКС на 12–15%. При этом современные материалы обладают лучшими эксплуатационными характеристиками. Это означает, что полученная БКС будет не только легче, но и повысится ее надежность, технологичность.

Таким образом, задача постройки БКС должна решаться комплексно и охватывать весь цикл от проектирования до постройки и эксплуатации. В процессе проектирования необходимо применять

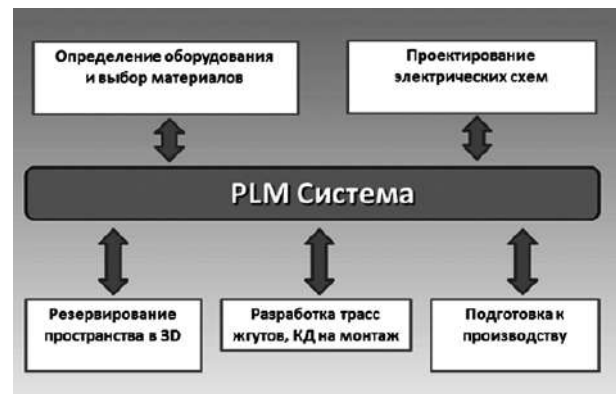


Рис. 6. PLM система при проектировании БКС

современные электротехнические изделия. Только в таком случае можно построить современную сложную БКС ЛА, отвечающую всем требованиям, предъявляемым к авиационной технике.

Литература

- ГОСТ Р 54073-2010 “Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии”.
- Электрооборудование летательных аппаратов / Под ред. С. А. Грузкова. Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов. М.: МЭИ, 2005. – 508 с.
- Электрооборудование летательных аппаратов / Под ред. С. А. Грузкова. Учебник для вузов. Том 2. Элементы и системы электрооборудования – приемники электрической энергии. М.: МЭИ, 2008. – 552 с.
- Системы электроснабжения летательных аппаратов. Под ред. С. П. Халютинина — М.: Изд. ВУНЦВВС ВВА им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, 2010, – 428с.
- <http://e3series.ru/>
- http://www.plm.automation.siemens.com/ru_ru/?stc=ruc020013
- <http://www.3ds.com/>
- ГОСТ 2.052–2006 ЕСКД. Электронная модель изделия. Общие положения.
- <http://www.mentor.com/>
- <http://www.ige-xao.com/en/>
- <http://www.autodesk.com/products/autocad/overview>
- <http://www.csoft.ru/catalog/soft/electrics-3d/electrics-3d-5.html>
- <http://lab18.ipu.ru/projects/conf2012/2/11.htm>

Вахничев Алексей Викторович, аспирант кафедры “Электротехнические, электромеханические и биотехнические системы” МАИ, тел.: +7 (926) 271-39-77, e-mail: vakhnichev@gmail.com.