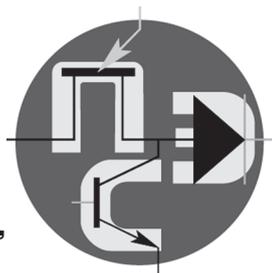


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 2 (66)/2017

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 микросистем МАИ

Редакционный совет

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

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

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

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

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

Ю. А. Губанов, д. т. н., профессор, начальник самостоятельного электротехнического отдела ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры микросистем МАИ

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

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

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

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

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

Подписано в печать __. __. 201__ г. 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

Отчет о работе секции “Научные проблемы электропитания” (“НПЭ”) Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника” в 2016 г. 2

План работы секции “Научные проблемы электропитания” (“НПЭ”) Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника” на 2017 г. 4

В. Ф. Дмитриков, Л. Е. Фрид, Д. Н. Кушнерев, Д. С. Чмутин
Синтез эквивалентных частотных схем замещения дросселя 5

А. И. Коршунов
Два подхода к анализу устойчивости стабилизаторов напряжения постоянного тока с переменной структурой силовой части 12

С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин, С. В. Аверин
Параметрическое симметрирование выходного напряжения трехфазного мостового инвертора с помощью автотрансформаторной схемы Скотта 20

В. И. Волков, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков
Каскадный инвертор с многоуровневым выходным напряжением 25

С. В. Дроздецкий, И. А. Кругликов, А. О. Ширяев, И. В. Якименко
Безмостовой корректор коэффициента мощности для автономных энергосистем 32

Егоров А. П., Огурцова С. Г.
Корректор коэффициента мощности с мягким переключением с интегрированным двухключевым преобразователем с переключением при нуле напряжения 38

В. Г. Щукин
О способах распределения нагрузки между параллельно работающими инверторами 44

А. В. Воронцов, Ю. Н. Либенко
Традиции и эволюции развития технических средств имитации видов и значений параметров качества входной электроэнергии РЭА (Продолжение. Начало в № 1(65) 2017 г.) 49

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



Российская Академия Наук
Научный совет РАН по комплексной проблеме
«Электрофизика, электроэнергетика и электротехника»
Секция «Научные проблемы электропитания»

117437, Москва, ул. Профсоюзная, д.108. Тел/факс (495) 330-06-38, e-mail: chetinandrew@yandex.ru

О Т Ч Е Т

о работе секции «Научные проблемы электропитания» («НПЭ») Научного совета РАН по комплексной проблеме «Электрофизика, электроэнергетика и электротехника» в 2016 г.

В соответствии с «Планом работы» секции «НПЭ» на 2016 г. выполнены следующие основные мероприятия:

1. Секцией «НПЭ» совместно с ассоциацией «Электропитание» и Академией электротехнических наук РФ в Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича в период с 8 по 10 июня 2016 г. проведена очередная Всероссийская научно-техническая конференция по средствам электропитания «Электропитание-2016». На конференции заслушано свыше 30 докладов и сообщений, в которых рассмотрен широкий круг проблем в области средств электропитания, специального испытательного оборудования и элементной базы для них. По результатам работы 10 июня 2016 г. принято «Решение» конференции, опубликованное в научно-техническом журнале «Электропитание» № 2 за 2016 г. Труды конференции опубликованы в отдельно изданном сборнике ее трудов.

2. Представители секции «НПЭ» приняли участие в работе:

а) научно-технической конференции «Электрификация летательных аппаратов», посвященной 125-летию академика В. С. Кулебакина (г. Москва, 31 октября — 1 ноября 2016 г.), организованной Академией электротехнических наук РФ, Институтом проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, ассоциацией «Электропитание», секцией «Научные проблемы электропитания» Научного совета РАН по комплексной проблеме «Электрофизика, электроэнергетика и электротехника», ассоциацией выпускников и сотрудников ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского;

б) V всероссийской научно-технической конференции «Электромагнитная совместимость (ЭМС)» (г. Москва, 18 мая 2016 г.), организованной ЗАО «Тестприбор» (г. Москва) и ассоциацией «Электропитание».

3. Заключен договор секции «НПЭ» и ФГБУ «16 ЦНИИИ» Минобороны РФ, предметом которого является научно-техническое сотрудничество сторон в области создания перспективных средств силовой электроники и электроэнергетики для стационарных и подвижных систем управления и связи. На момент заключения договора намечен ряд конкретных направлений сотрудничества, первое из которых — совместное создание комплекса имитационных технических средств, обеспечивающего регулируемое воспроизведение видов и диапазона значений параметров источников электроэнергии переменного и постоянного токов для исследований и проверок объектов на всех этапах их жизненного цикла. В настоящее время с учетом принятой сторонами формой сотрудничества без взаимных финансовых обязательств на инициативной основе проводится поэтапное создание такого комплекса силами ряда специалистов — членов секции «НПЭ», согласованное с руководством их предприятий. При достижении положительных результатов такой формы сотрудничества она будет использована для реализации других намеченных договором направлений, а также апробирована с другими предприятиями, организациями и учебными заведениями.

4. Базовое предприятие секции “НПЭ” АО “НИИВК им. М. А. Карцева” совместно с ассоциацией “Электропитание” и другими предприятиями, представители которых являются членами секции “НПЭ”, участвовали в работе:

а) Международного военно-технического Форума “АРМИЯ-2016” в период с 6 по 11 сентября 2016 года в г. Москве;

б) ежегодной 13-й Международной выставки и конференции “Силовая электроника”, проведенной в октябре 2016 г. в г. Москве. На выставке были представлены изделия ряда предприятий, разрабатывающих средства силовой электроники, по направлениям: средства электропитания, силовая электроника для солнечной энергетики, тестовая аппаратура для средств электропитания.

5. Секция “НПЭ” совместно с ассоциацией “Электропитание” провела сбор и редакционную подготовку статей, а также выпуск четырех номеров научно-технического журнала “Электропитание”, являющегося печатным органом ассоциации.

6. Секция “НПЭ” совместно с предприятием ММП “Ирбис” (г. Москва) участвовала в выпуске четырех номеров научно-технического журнала “Практическая силовая электроника”, являющегося печатным органом секции.

7. “Секцией “НПЭ” совместно с АО “НИИВК им. М. А. Карцева” и ЗАО “ММП-Ирбис” подготовлены и проведены торжественные мероприятия, посвященные 10-летию образования и деятельности секции.

Председатель секции “НПЭ”,
д. т. н., проф., действ. член АЭН РФ



А. В. Лукин

Ученый секретарь секции “НПЭ”,
д. э., действ. член АЭН РФ



Ю. Н. Либенко



Российская Академия Наук
Научный совет РАН по комплексной проблеме
«Электрофизика, электроэнергетика и электротехника»
Секция «Научные проблемы электропитания»

117437, Москва, ул. Профсоюзная, д.108. Тел/факс (495) 330-06-38, e-mail: chetinandrew@yandex.ru

ПЛАН РАБОТЫ
секции “Научные проблемы электропитания” (“НПЭ”)
Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика
и электротехника” на 2017 г.

1. Организация и проведение совместно с ассоциацией “Электропитание” и Академией электротехнических наук РФ очередной Всероссийской научно-технической конференции по средствам электропитания “Электропитание-2017” в г. Казань (май–июнь).
2. Участие в работе:
 - Всероссийской научно-технической конференции “XIV научно-технические чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е. Жуковского” (апрель, г. Москва);
 - VI Всероссийской научно-технической конференции “Электромагнитная совместимость” (май, г. Москва).
3. Участие в работе:
 - а) Международного военно-технического Форума “АРМИЯ -2017” (август, г. Москва);
 - б) ежегодной 14-й Международной выставки и конференции “Силовая электроника” (октябрь, г. Москва).
4. Проведение работ по согласованным направлениям в рамках договора о научно-техническом сотрудничестве секции “НПЭ” и ФГБУ “16 ЦНИИИ” Минобороны РФ по совместному созданию перспективных средств силовой электроники и электроэнергетики для подвижных объектов связи и управления (в течение года).
5. Совместно с предприятием ММП “Ирбис” (г. Москва) выпуск четырех номеров научно-технического журнала “Практическая силовая электроника” (в течение года).
6. Совместно с ассоциацией “Электропитание” выпуск четырех номеров научно-технического журнала “Электропитание” (в течение года).
7. Подготовка и проведение совместно с ассоциацией “Электропитание” двух научно-технических семинаров по проблемам создания перспективных средств силовой электроники (2 полугодие).

Председатель секции “НПЭ”,
д. т. н., проф., действ. член АЭН РФ

А. В. Лукин

Ученый секретарь секции “НПЭ”,
д. э., действ. член АЭН РФ

Ю. Н. Либенко

В. Ф. Дмитриков, Л. Е. Фрид, Д. Н. Кушнерев, Д. С. Чмутин

СИНТЕЗ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ЧАСТОТНЫХ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ ДРОССЕЛЯ

V. F. Dmitrikov, L. E. Frid,
D. N. Kushnerev, D. S. Chmutin

Synthesis of inductor equivalent circuits
in frequency domain

Предложена математическая модель сопротивления дросселя с ферромагнитным сердечником, полученная на основе теории резонанса доменных структур ферромагнетиков. Предложенной модели дросселя поставлены во взаимно-однозначное соответствие электрические эквивалентные схемы замещения дросселя, позволяющие с достаточной для инженерных расчетов точностью рассчитать полное сопротивление дросселя в широком диапазоне частот.

Ключевые слова: комплексная магнитная проницаемость, комплексное сопротивление дросселя, эквивалентная схема замещения дросселя, теория резонанса доменных структур ферромагнетиков.

The authors offer a mathematical model of an inductor with ferromagnetic core obtained based on domain structures resonance theory of ferromagnetics. The inductor electrical equivalent circuits allowing compute electrical impedance an inductor in a wide frequency range with accuracy sufficient for engineering designs are assigned in one-to-one correspondence to the offered model.

Keywords: complex magnetic permeability, inductor integrated resistance, inductor electrical equivalent circuit, domain structure resonance theory of ferromagnetics.

При проектировании широкого класса радиоэлектронных изделий различного функционального назначения разработчикам аппаратуры необходимо знать частотные характеристики сопротивления дросселей в широком диапазоне частот до 100 МГц. Например, при расчете сетевых помехоподавляющих фильтров в соответствии со стандартами по электромагнитной совместимости необходимо контролировать частоты от единиц килогерц до десятков мегагерц. Известно, что комплексное сопротивление дросселя (КСД) с сердечником может быть вычислено по формуле:

$$Z(j\omega) = \mu \mu_0 W^2 \frac{S_c}{l_c}, \quad (1)$$

где μ_0 — абсолютная магнитная проницаемость;
 μ — магнитная проницаемость материала сердечника;
 W — число витков обмотки дросселя;
 S_c — эффективное сечение магнитопровода;
 l_c — средняя длина силовой линии;
 ω — круговая частота;
 j — мнимая единица.

В широком диапазоне частот входящая в выражение (1) величина — магнитная проницаемость μ для всех магнитных материалов имеет существенную частотную зависимость, которая должна быть учтена при расчетах. В противном случае, как будет показано ниже, имеет место значительная погрешность в определении КСД.

В современной технической литературе магнитную проницаемость принято представлять комплексной функцией с частотно-зависимыми вещественной и мнимой частями [1, 4, 5, 16 и др.]:

$$\mu(j\omega) = \mu'(\omega) + j\mu''(\omega).^1$$

¹ В работах [16, 17] частотные зависимости $\mu'(\omega)$ и $\mu''(\omega)$ принято называть магнитными спектрами материалов. Величина $\mu'(\omega)$ определяет величину запаса магнитной энергии в магнитном веществе возвращаемой при размагничивании. В свою очередь мнимая составляющая $\mu''(\omega)$ определяет величину необратимых совокупных потерь.

Физически комплексный характер μ обусловлен тем, что в переменном магнитном поле между напряженностью магнитного поля $H(t)$ и значениями индукции в сердечнике $B(t)$ существует сдвиг по фазе [1].

В каталогах фирм производителей ферромагнитных сердечников в качестве справочных данных составляющие магнитной проницаемости $\mu'(\omega)$ и $\mu''(\omega)$ обычно приводятся в виде графиков рис. 1, экспериментально измеренных для различных магнитных материалов [7, 8 и др.].

Однако, прямое использование графических зависимостей $\mu'(\omega)$ и $\mu''(\omega)$ при расчете КСД по формуле (1) достаточно трудоемкий процесс, что затрудняет проектирование аппаратуры, работающей в широком спектре частот. Необходимые расчеты могут быть существенно упрощены, если комплексное сопротивление дросселя $Z(j\omega)$ и магнитная проницаемость $\mu'(\omega)$

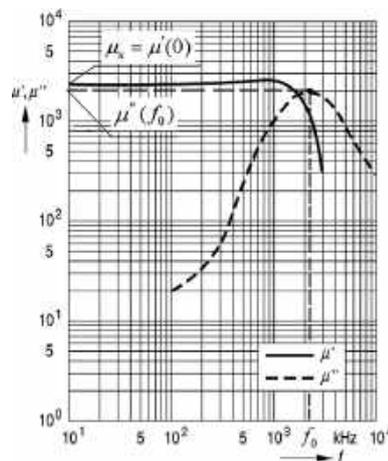


Рис. 1. Комплексная магнитная проницаемость, измеренная на кольце R10 × 6 × 7, материал сердечника N48, f_0 — частота резонанса доменных структур

будут выражены дробно-рациональными функциями с положительными вещественными коэффициентами.

Оценивая современное состояние затронутой проблематики, следует отметить, что, в известных работах, посвященных теории и расчету магнитных радиокомпонентов [10–15] приводятся результаты, позволяющие учитывать при расчете $Z(j\omega)$ так называемые “паразитные” емкости, обусловленные влиянием электрического поля в ближней зоне катушки дросселя [14], при этом влияние на $Z(j\omega)$ магнитной составляющей электромагнитного поля (обуславливающего зависимость магнитной проницаемости от частоты) в указанной литературе не рассматривается. Влияние на магнитную проницаемость μ различных физических эффектов (в том числе резонансов разных типов) исследуется в работах [3, 4, 16] однако, вопросы, связанные с определением КСД в них не затрагиваются.

С учетом изложенного, в рамках настоящей работы предпринята попытка провести теоретический анализ $Z(j\omega)$ в широком диапазоне частот, учитывающий частотные характеристики магнитной проницаемости материалов, приводимые в справочной литературе фирм производителей сердечников и опирающийся на известные физические эффекты, проявляющиеся в магнитных материалах в высокочастотных электромагнитных полях.

Подобная постановка задачи позволит разработать эффективную методику инженерных расчетов электронных изделий, работающих в широком диапазоне частот.

Физическая модель

Основополагающие теоретические исследования частотных характеристик магнитной проницаемости ферромагнитных материалов представлены в трудах по теории ферромагнетизма [1, 2, 3] и в специальных работах, посвященных технологии изготовления ферромагнитных материалов [4, 5, 6].

В цитируемых работах ферромагнетик рассматривается как некая доменная структура (рис. 2), находящаяся в отсутствии магнитного поля в равновесном состоянии M_0 . В данном состоянии внутри доменов все магнитные моменты атомов параллельны друг другу, т. е. намагниченность доменов M_d достигает значения насыщения $M_d = M_s$ и $\text{div} B = 0$. При этом магнитный поток основных доменов D_0 непрерывно переходит в магнитный поток соседних доменов через систему замыкающих доменов D_3 находящихся вблизи торцевых поверхностей. Результирующая намагниченность такой системы доменов в равновесном состоянии близка к нулю.² Магнитное поле равновесной доменной структуры не выходит за ее пределы, а запасенная в ней энергия магнитного поля минимальна.

При воздействии на материал магнитным полем напряженности H доменная структура рис. 2 выходит

² Для дросселей в качестве сердечников обычно используются магнитомягкие материалы, для которых остаточная намагниченность $M_{ост} \ll M_s$ и ею в первом приближении можно пренебречь.

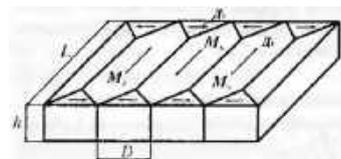


Рис. 2. Схема доменной структуры в ферромагнетике, находящейся в равновесном состоянии

из своего равновесного состояния M_0 и переходит в состояние с намагниченностью M .

В этом случае согласно [1–6] изменение намагниченности материала M приводит к изменению положения доменных границ d (см. рис. 3), которое может быть охарактеризовано величиной смещения положения доменной границы при равновесной намагниченности M_0 , до положения доменной границы при намагниченности M :

$$\Delta X = |X_0 - X|,$$

где X_0 – положение доменной границы при намагниченности M_0 ,

X – положение доменной границы при намагниченности M .

В соответствии с законами механики, движение доменных границ может быть описано феноменологическим уравнением в следующем виде:

$$F_i + F_T + F_y = F_m, \tag{2}$$

где $F_i = m \frac{d^2x}{dt^2}$ – сила инерции движения доменной границы со средней эффективной массой доменных границ m ;

$F_T = -\beta \frac{dx}{dt}$ – сила трения;

β – коэффициент трения;

$F_y = kx$ – упругая сила доменных границ;

k – коэффициент упругости;

$F_m = 2\mu_0 M_s H$ – сила, действующая на доменную границу со стороны магнитного поля H ;

M_s – намагниченность насыщения;

μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость.

Коэффициенты m, β, k феноменологического уравнения (2) могут быть определены из соответствующих экспериментов [4] или, как это будет показано далее – из частотных характеристик $\mu(j\omega)$.

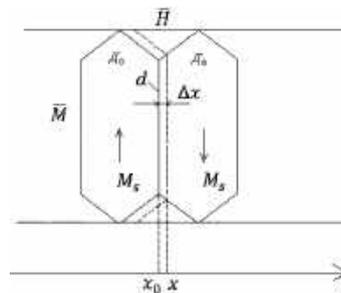


Рис. 3. Смещение доменной границы стенки d под действием внешнего магнитного поля H (d – доменная стенка между двумя соседними 180° доменами)

Подставляя в (2) значения соответствующих слагаемых, получим:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + \beta \frac{dx}{dt} + kx = 2\mu_0 M_s H. \quad (3)$$

Как видно из (3), движение доменных границ описывается дифференциальным уравнением второго порядка.

В процессе движения доменных границ, когда вся энергия движения переходит в потенциальную энергию упругих сил, т. е. движение $x(t)$ замедляется, то первыми членами в уравнении (3) можно пренебречь. Для этого случая можно записать:

$$kx \cong 2\mu_0 M_s H.$$

С другой стороны, для медленных процессов (для низких частот)

$$H = \frac{B}{\mu_n \mu_0},$$

где μ_n – начальная магнитная проницаемость на низких частотах (до 1 кГц).

Следовательно,

$$x \cong \frac{2M_s B}{\mu_n k}. \quad (4)$$

Подставляя (4) в (3), получим:

$$m \frac{d^2B}{dt^2} + \beta \frac{dB}{dt} + kB = \mu_n \mu_0 k H. \quad (5)$$

Перейдя в уравнении (5) от оригиналов к изображениям, можем записать³:

$$mp^2 B(p) + \beta p B(p) + kB(p) = \mu_0 \mu_n H(p)k, \quad (6)$$

где p – оператор Лапласа,

$B(p)$, $H(p)$ – изображения временных функций $B(t)$ и $H(t)$ соответственно.

Тогда:

$$\begin{aligned} \frac{B(p)}{H(p)} &= \frac{\mu_n \mu_0 k}{mp^2 + \beta p + k} = \frac{\mu_n \mu_0}{\frac{m}{k} p^2 + \frac{\beta}{k} p + 1} \\ &= \frac{\mu_n \mu_0}{T_0^2 p^2 + 2\xi T_0 p + 1} = \mu_0 \mu(p). \end{aligned} \quad (7)$$

Из структуры операционного уравнения (7) следует, что образованная вышеприведенным способом передаточная функция $\mu(p) = B(p)/H(p)$ в достаточно слабом переменном магнитном поле⁴ описывает линейное колебательное звено второго порядка с параметрами:

$$T_0 = \sqrt{\frac{m}{k}} = \frac{1}{\omega_0} \text{ – постоянная времени колебательного звена;}$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{\beta}{\sqrt{mk}} \text{ – коэффициент затухания колебаний доменных структур;}$$

³ Запись уравнения движения доменных границ в операторной форме корректна для достаточно слабых магнитных полей, когда нелинейными эффектами можно пренебречь.

⁴ Для частот $\omega > 2...5\omega_0$ в общем случае необходимо учитывать резонансы, обусловленные спиновыми магнитными моментами [16].

$\mu_n \mu_0$ – значение функции $\mu(p)$ на нулевой частоте.

Анализируя (7) можно увидеть, что для низких частот ($\omega \ll \omega_0 = 1/T_0$) $\mu(p) = \mu_n$, тогда уравнение (7) преобразуется к общеизвестному виду:

$$B = \mu_n H. \quad (8)$$

Если же частота колебаний $H(t)$ находится в пределах $0,25\omega_0 < \omega < 2...5\omega_0$, необходимо пользоваться соотношением (7).

Учитывая, что комплексное выражение для $\mu(p)$ входит в выражение (1) сомножителем, не трудно найти выражение для комплексного сопротивления дросселя $Z(p)$. Для этой цели запишем известные соотношения между изменением потока $\Phi(t)$, пронизывающего контур и наводимой в контуре ЭДС – $E(t)$ и выражение для тока в контуре:

$$E(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\frac{d(B(t)S_c W)}{dt} = -\frac{dB(t)}{dt} S_c W, \quad (8.1)$$

$$H(t) = \frac{I(t)W}{l_c}, \quad (8.2)$$

где $E(t)$ – напряжение на клеммах дросселя;

$I(t)$ – ток в обмотке дросселя;

S_c – площадь сечения сердечника;

l_c – средняя длина силовой линии сердечника;

W – количество витков в катушке дросселя.

Переходя в (8.1) и (8.2) от оригиналов к изображениям получаем:

$$E(p) = p\Phi(p) = pB(p)S_c W, \quad (8.3)$$

$$H(p) = \frac{I(p)W}{l_c}. \quad (8.4)$$

Подставляя (8.3) и (8.4) в (7), получим:

$$\frac{E(p)}{I(p)} = \mu_0 \mu(p) W^2 \frac{S_c p}{l_c}. \quad (8.5)$$

Тогда для комплексного сопротивления дросселя можем записать:

$$Z(p) = \frac{pL}{T_0^2 p^2 + 2\xi T_0 p + 1}, \quad (9)$$

или в развернутом виде:

$$Z(p) = \frac{\mu_n \mu_0 W^2 \frac{S_c}{l_c} p}{T_0^2 p^2 + 2\xi T_0 p + 1}. \quad (10)$$

Для низких частот, когда $\mu(p) = \mu_n$, выражение (9) преобразуется в известное соотношение (1).

Проведенные расчеты и экспериментальные данные показывают, что на практике с достаточной для инженерных расчетов точностью при вычислении $Z(p)$ можно пользоваться формулой (1), если частота $\omega < 0,25\omega_0$; если же $0,25\omega_0 < \omega < 2...5\omega_0$, то следует пользоваться формулами (9) или (10).

Схема замещения

Из выражения (10) следует, что функция полного комплексного сопротивления дросселя $Z(p)$ является дробно-рациональной с положительными вещественными коэффициентами. Степень полинома числителя дроби не более чем на единицу отличается от степени полинома знаменателя. Следовательно, функция $Z(p)$ удовлетворяет критерию физической реализуемости двухполюсников из сосредоточенных элементов типа R, C, L . Поэтому найденному представлению (10) для $Z(p)$ может быть поставлена во взаимно-однозначное соответствие электрическая схема замещения, изображенная на рис. 4.

Для схемы замещения рис. 4 можем записать:

$$Z_3(p) = \frac{E(p)}{I(p)} = \frac{1}{pC_3 + \frac{1}{pL_3} + \frac{1}{R_3}} = \frac{pL_3}{p^2L_3C_3 + \frac{pL_3}{R_3} + 1} \quad (11)$$

Как видно выражения (10) и (11) имеют одинаковую структуру.

Тогда, $Z(p)$ можем представить в виде:

$$Z_3(p) = \frac{pL_3}{p^2T_0^2 + 2T_0\xi p + 1} \quad (12)$$

Двухполюсник изображенный на рис. 4 может рассматриваться как схема замещения дросселя с сердечником с общим сопротивлением $Z(p)$, определяемым выражением (12), если $Z(p) = Z_3(p)$.

В свою очередь данное равенство справедливо, если:

$$L_3 = L; \xi_3 = \xi; T_3 = T_0 = \frac{1}{\omega_0}$$

В данном случае (с учетом введенных выше обозначений) для определяемых значений параметров эквивалентной схемы рис. 4 можем записать:

$$L_3 = L; \quad (13a)$$

$$C_3 = \frac{T_0^2}{L} = \frac{1}{\omega_0^2 L}, \quad (13б)$$

$$R_3 = \frac{L}{2T_0\xi} = \frac{\omega_0 L}{2\xi}. \quad (13в)$$

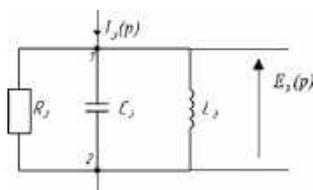


Рис. 4. Схема замещения дросселя с сердечником с частотно зависимой проницаемостью $\mu(p)$, учитывающая доменный резонанс

Выражение (12) и формулы для расчета (13а, б, в) имеют определенный физический смысл, а искомые величины L_3, C_3, R_3 выражены через фундаментальные постоянные (f_0, k, m, M_s, β) характеризующие те или иные магнитные материалы, так например:

– собственная резонансная частота материала, зависящая только от свойств материала:

$$\omega_3 = T_3^{-1} = \sqrt{\frac{k}{m}};$$

– эквивалентная индуктивность $L_3 = L$ представляет в эквивалентной схеме элемент, который запасает энергию магнитного поля сердечника $W_M = LI^2/2$;

– эквивалентное сопротивление $R_3 = L/(2T_0\xi)$ представляет в эквивалентной схеме замещения суммарные потери в сердечнике и численно равно сопротивлению дросселя на частоте ω_0 ;

– эквивалентная емкость $C_3 = 1/(4\pi^2 f_0^2 L)$ – представляет в электрической эквивалентной схеме элемент, который запасает энергию упругой деформации материала сердечника $W_y = kx^2/2$ обусловленную магнитострикционным эффектом.

При исследовании частотных характеристик КСД данные параметры могут быть наглядно представлены на плоскости логарифмических характеристик $|Z(j\omega)|$ – рис. 5, на котором прямая 1 – это модуль сопротивления идеального дросселя, прямая 2 – модуль сопротивления идеального конденсатора, прямая 3 – модуль сопротивления идеального резистора, кривая 4 – измеренное сопротивление дросселя, кривая 5 – модуль сопротивления, рассчитанный для теоретической модели.

На рис. 5 могут быть выделены три основные зоны. В зоне I – $|Z(j\omega)|$ имеет индуктивный характер. В зоне II $|Z(j\omega)|$ имеет резистивный характер. В зоне III – емкостной характер.

Характерные частоты перехода между зонами $\omega_1, \omega_2, \omega_0$ определяются из следующих условий:

- ω_1 – из равенства $\omega_1 L_3 = R_3$;
- ω_0 – из равенства $\omega_0 L_3 = 1/(\omega_0 C_3)$;
- ω_2 – из равенства $1/(\omega_2 C_3) = R_3$.

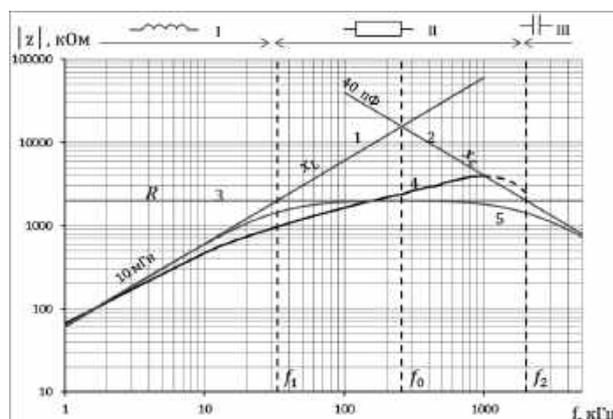


Рис. 5. Модуль сопротивления $|Z(j\omega)|$ для кольца ГМ 414 10 витков

С целью подтверждения представленных теоретических результатов были проведены соответствующие измерения с различными магнитными материалами.

На рис. 6 представлены измеренные значения $|Z(j\omega)|$ (кривая 4) и полученные в результате расчета по эквивалентной схеме замещения для сердечника ГМ 414 2 кл ОЛ 100/160-30 (кривая 5). Измерения проводились измерителем иммитанса E7-20 в частотном диапазоне от 1 кГц до 1 МГц. На нижнем графике изображены относительные разности $\Delta Z/R$ между результатами измерений и расчетными зависимостями различных сопротивлений. $\Delta Z_{1-4}/R$ – относительная разность между сопротивлением идеального дросселя (кривая 1) X_L и измеренными значениями (кривая 4), $\Delta Z_{6-4}/R$ – относительная разность между сопротивлением дросселя с учетом межвитковой емкости и измеренными значениями, $\Delta Z_{5-4}/R$ – относительная разность между сопротивлением дросселя рассчитанного по эквивалентной схеме замещения и измеренными значениями.

Как видно из рис.6 расхождение результатов расчетов $Z(p)$ для теоретической модели и результатов измерений существенно меньше, чем в случаях, когда частотная зависимость $\mu(p)$ не учитывается. Из рис. 5 следует, что до частоты 15 кГц модуль сопротивления дросселя имеет индуктивный характер с постоянной магнитной проницаемостью равной μ_n . Далее сопротивление дросселя приобретает резистивный характер до частоты 2 МГц. Из графика видим также, что на данном участке кривая 1 растет, а кривая 4 практически

постоянна, т. е. на данном участке расчет сопротивления дросселя без учета зависимости проницаемости от частоты приводит к ошибкам в разы по отношению к реальному значению сопротивления дросселя.

Кривая 6 (рис.6) – соответствует расчетному значению суммарной межвитковой емкости дросселя (рассчитанной по методике, изложенной в [13, 14]) и составляет для измеренного случая 5 пФ. Однако полученные экспериментальные измерения и теоретический расчет указывают на наличие “внутренней” емкости сердечника порядка 40 пФ. Видим из графика, что кривая 5 с высокой степенью точности аппроксимирует замеренное сопротивление дросселя. Таким образом, подтверждается наличие “внутренней” емкости сердечника, превышающей межвитковую емкость в 8 раз. Учет только расчетной межвитковой емкости без учета наличия “внутренней” емкости сердечника в частотном диапазоне более 1 МГц приведет к ошибке в расчете сопротивления дросселя в 8 раз.

Из полученных соотношений 13а, б, в следует, что для того чтобы вычислить искомые величины C_3 , R_3 , L_3 необходимо знать постоянные коэффициенты ω_0 , ξ , μ_0 , μ_n исходного дифференциального уравнения (7). В работе [4] приведены формулы для вычисления этих коэффициентов, выраженные через параметры m , k , β , характеризующие свойства материала сердечника. В документации на поставку указанных изделий рассматриваемые сведения не приводятся. В настоящей работе коэффициенты ω_0 , ξ , μ_0 , μ_n предлагается определять по частотным характеристикам $\mu'(p)$ и $\mu''(p)$, которые приводятся производителями сердечников в качестве справочных материалов (см. рис. 1). Для получения необходимых соотношений преобразуем выражение (7) к форме с выделенными вещественной $\mu'(p)$ и мнимой – $\mu''(p)$ частями, сделав подстановку $p = j\omega$:

$$\frac{B(j\omega)}{H(j\omega)} = \left[\frac{B(p)}{H(p)} \right]_{p=j\omega} = \mu_0 \mu(j\omega) = \frac{\mu_n \mu_0}{1 - T_0^2 \omega^2 + 2\xi T_0 j\omega} = \mu_0 \left[\frac{\mu_n (1 - T_0^2 \omega^2)}{(1 - T_0^2 \omega^2)^2 + (2T_0 \xi \omega)^2} + j \frac{-2\mu_n T_0 \xi \omega}{(1 - T_0^2 \omega^2)^2 + (2T_0 \xi \omega)^2} \right] = \mu_0 (\mu'(\omega) + j\mu''(\omega)),$$

где:

– действительная часть $\mu(j\omega)$

$$\mu'(\omega) = \mu_n \frac{(1 - T_0^2 \omega^2)}{(1 - T_0^2 \omega^2)^2 + (2T_0 \xi \omega)^2}; \tag{14a}$$

– мнимая часть $\mu(j\omega)$

$$\mu''(\omega) = \mu_n \frac{-2T_0 \xi \omega}{(1 - T_0^2 \omega^2)^2 + (2T_0 \xi \omega)^2}. \tag{14б}$$

Подставив в 14 и 14а частоту $\omega = 0$, получим:

$$\mu''(0) = |\mu(j\omega)|_{\omega=0} = \mu_n, \tag{15}$$

где $\mu'(0)$ – значение мнимой части частотной характеристики $\mu(j\omega)$ на нулевой частоте (рис 1);

$|\mu(j\omega)|_{\omega=0}$ – значение модуля частотной характери-

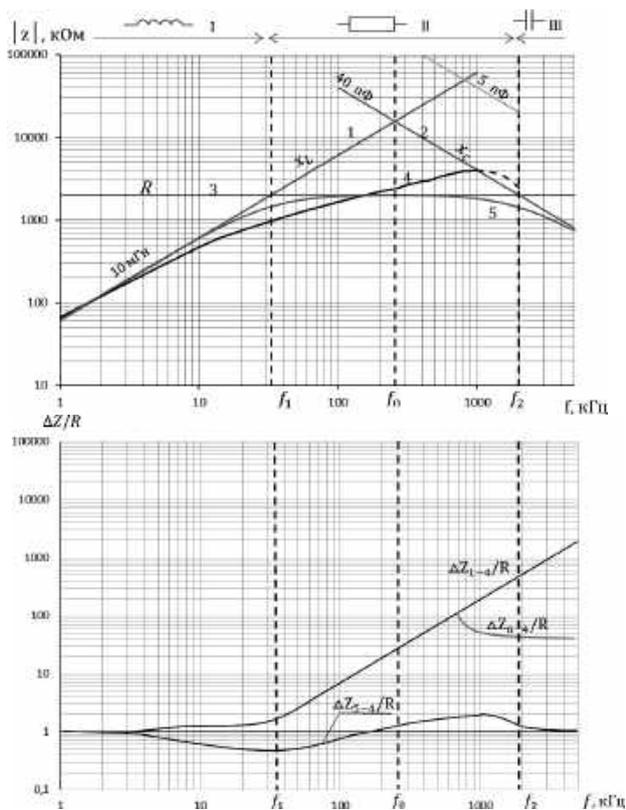


Рис. 6. Сравнение погрешности теоретической модели КСД с измеренным значением $Z(j\omega)$

стики $\mu(j\omega)$ на нулевой частоте.

Затем, подставляя в 14б частоту $\omega = \omega_0$ и учитывая, что по определению $T_0\omega_0 = 1$, можем записать

$$\mu''(0) = -\frac{\mu_n}{2\xi}, \quad (16)$$

где $\mu(\omega_0)$ – значение мнимой части функции $\mu(j\omega)$ на частоте $\omega = \omega_0$.

Решая (15), (16) совместно относительно ξ , найдем искомое выражение для коэффициента затухания колебаний доменных структур через частотные характеристики $\mu'(\omega)$ и $\mu''(\omega)$:

$$\xi = -\frac{1}{2} \frac{\mu'(0)}{\mu''(\omega_0)}. \quad (17)$$

В свою очередь, резонансная частота колебаний доменных структур ω_0 может быть определена из частотной характеристики $\mu''(\omega)$ как частота, на которой функция $\mu''(\omega)$ принимает экстремальное значение $|\mu''(\omega_0)| = \mu_n/2\xi$ (рис. 1).

Таким образом, для искомых значений C_3, R_3, L_3 (с учетом выражений (13) и (15)) можем в окончательном виде записать $\mu(f_0)$:

$$L_3 = L, \quad (18a)$$

$$C_3 = \frac{1}{\omega_0^2 L}, \quad (18б)$$

$$R_3 = \frac{\omega_0 L}{2\xi} = \omega_0 L \frac{|\mu''(\omega_0)|}{\mu'(0)}, \quad (18в)$$

где ω_0 – определяется по графику частотной характеристики мнимой части $\mu''(\omega)$ как частота, на которой $\mu''(\omega)$ достигает экстремального значения (рис. 1);

$\mu'(0)$ – значение модуля частотной характеристики действительной части $\mu(\omega)$ на нулевой частоте (рис. 1).

Как и требовалось показать, приведенные выше формулы позволяют определить искомые параметры C_3, R_3, L_3 эквивалентной схемы замещения рис. 4 по известным, приводимым в каталогах характеристикам $\mu'(0)$ и $\mu''(\omega)$.

В рассмотренной модели не учитывались потери в обмотке дросселя. При необходимости их можно учесть, если последовательно с цепью рис. 4 включить резистор с омическим сопротивлением, равным сопротивлению обмотки дросселя по постоянному току, либо с учетом скин-эффекта.

Отметим также, что на частотах $\omega \gg \omega_0$ на величину $|Z(j\omega)|$ существенное влияние могут оказывать последующие высокочастотные резонансы [16, 17, 18] и в первую очередь ферромагнитный резонанс, обусловленный прецессией спиновых магнитных моментов валентных электронов атомов вещества [2]. В первом приближении характер физических процессов такого

резонанса близок к рассмотренному ранее. В связи с этим естественному ферромагнитному резонансу на частотах $\omega \gg \omega_0$ можно поставить в соответствие эквивалентную схему, аналогичную изображенной на рис. 4 с соответствующим пересчетом параметров C_3, R_3, L_3 . В рамках настоящей работы второй резонанс не рассматривается.

Заключение

Проведенные исследования показали, что схема замещения дросселя может быть представлена в виде параллельного контура, в котором эквивалентная емкость, обусловленная доменным резонансом, на порядок больше межвитковой емкости обмоток дросселя.

Получены формулы для расчета элементов эквивалентной схемы замещения дросселя (L_3, C_3, R_3) через приводимые производителями частотные зависимости комплексной магнитной проницаемости $\mu'(\omega)$ и $\mu''(\omega)$.

Проведенный структурно-параметрический синтез схем замещения дросселей с учетом емкостей, обусловленных доменным резонансом, позволит осуществить корректно структурно-параметрический синтез входных и выходных фильтров радиопомех (ФРП) по требуемому подавлению электромагнитных помех (ЭМП) и синтез силового сглаживающего фильтра, обеспечивающего требуемый уровень пульсаций выходного напряжения.

Литература

1. *Аркадьев В. К.* Электромагнитные процессы в металлах. – Москва-Ленинград: Главная редакция энергетической литературы, 1936. – 303 с.
2. *Ландау Л. Д., Лившиц Е. М.* К теории дискретности магнитной проницаемости ферромагнитных тел. – М.: Наука, 1969. – 512 с.
3. *Вонсовский С. В., Шур Я. С.* Ферромагнетизм. – М.-Л: Гос. изд-во тех.-теор. лит.-ры, 1948. – 816 с.
4. *Стародубцев Ю. Н., Белозеров В. Я.* Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. – Екатеринбург: Изд-во Уральского ин-та, 2002. – 384 с.
5. *Филиппов Б. Н., Жаков С. В.* Теории динамических свойств ферромагнитных монокристаллических пластин, обладающих доменной структурой. – Физика металлов и металловедение, том 39, № 4, 1975.
6. Каталог “Soft ferrites and accessories” Ferroxcube.
7. Каталог “Soft ferrites and accessories” TDK Epcos.
8. Каталог “Nanocrystalline soft magnetic material Finemet” Hitachi Metals.
9. *Ицхоки Я. С.* Импульсная техника. – М.: Советское Радио, 1949. – 296 с.
10. *Ицхоки Я. С., Овчинников Н. И.* Импульсные и цифровые устройства. – Москва: Советское радио, 1972. – 592 с.
11. *Бальян Р. Х.* Трансформаторы для радиоэлектроники. – Москва: Советское радио, 1971. – 582 с.
12. *Русин Ю. С.* Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. – Ленинград: Энергия, 1973. – 152 с.

13. *Русин Ю. С.* Расчет электромагнитных систем. – Ленинград: Энергия, 1968. – 132 с.

14. *Дмитриков В. Ф., Ростовцев А. Г.* Динамические потери в ключевых транзисторных генераторах. – Техника средств связи. 1981, выпуск 6.

15. *Фоменко Л. А.* Магнитные спектры ферритов. Успехи физических наук, т. LXIV, 1958.

16. *Jim Brown.* Understanding How Ferrites Can Prevent and Eliminate RF Interference to Audio Systems. Audio Systems Group, Inc.

17. *T. Tsutaoka, T. Kasagi, T. Nakamura, K. Hatakeyama.* High Frequency Permeability of Mn-Zn Ferrite and its Composite Materials. Colloque C1, Supplement au Journal de Physique I11 de mars 1997.

18. *Qiang Yu, Qian Zhao and Yonggang Meng.* An impedance-permeability self-resonance of inductance coil

with metamaterials. Progress In Electromagnetics Research, Vol. 138, 21–30, 2013.9.

Дмитриков Владимир Федорович, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, почетный профессор СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, тел.:+7(921) 950 30 33, e-mail:dmitrikov_vf@mail.ru;

Фрид Лев Ефимович, технический директор ООО "СЗЛ", тел.:+7 (963) 329 83 53, e-mail: l.frid@ferrite.ru;

Кушнерев Дмитрий Николаевич, заместитель генерального директора по науке ООО "СЗЛ", аспирант кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, тел.:+7(981)125 74 24, e-mail:d.kushnerev@ferrite.ru;

Чмутин Дмитрий Сергеевич, заместитель начальника конструкторского бюро НТЦ "СЗЛ", тел: 8(911) 155 09 77, e-mail: d.chmutin@ferrite.ru.

А. И. Коршунов

ДВА ПОДХОДА К АНАЛИЗУ УСТОЙЧИВОСТИ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ СИЛОВОЙ ЧАСТИ

А. И. Коршунов

Первый подход к анализу устойчивости основан на предельной непрерывной модели стабилизатора, соответствующей бесконечной частоте переключений структуры силовой части. Точность анализа устойчивости возрастает с увеличением частоты переключений. Второй подход учитывает реальное переключение структуры силовой части, происходящее с конечной частотой.

В обоих случаях определен желательный стационарный режим с частотой пульсаций, равной частоте переключений, и получены в общем виде линеаризованные уравнения возмущенного движения в векторно-матричной форме. В первом случае это дифференциальные уравнения, а во втором – разностные. Собственные значения матрицы линеаризованного уравнения возмущенного движения определяют устойчивость желаемого стационарного режима.

В качестве примера рассмотрен повышающий стабилизатор напряжения. В результате аналитических исследований и исследований методом математического моделирования в системе Matlab показана близость результатов исследования по обеим моделям при достаточно высокой частоте переключений структуры, то есть при малых амплитудах пульсаций, что характерно для прецизионных стабилизаторов. В силовых стабилизаторах с большими допустимыми пульсациями расхождение результатов становится существенным и его следует учитывать. Нарушение условий устойчивости дискретной модели при сохранении устойчивости непрерывной модели приводит при ограничении относительной длительности частей периода переключений величинами соответствующими максимуму статической характеристики силовой части к субгармоническим автоколебаниям. При отсутствии ограничения стабилизатор переходит в аварийный режим с нулевым выходным сопротивлением и максимальным входным током.

Ключевые слова: анализ устойчивости, два подхода, дискретная модель, предельная непрерывная модель.

Two approaches to stability analysis of DC-DC converters with variable structure of power stage

The first approach to stability analysis is based on limit continuous model a converter corresponding to infinite switching frequency of the power stage structure. The analysis accuracy increases with the growth of the switching frequency. The second approach accounts for power stage structure real switching with finite frequency.

In both cases the desirable steady-state mode with ripple frequency equal to switching frequency was determined, and linearized motion perturbation equations in vector-matrix form were obtained in general form. In the first case these are differential equations, and in the second case – difference equations. Eigenvalues of linearized motion perturbation equation matrix define the stability of the desired steady-state mode.

As an example, a boost voltage converter was considered. The results of analytical studies and mathematical modeling in MATLAB demonstrate precision of the results of the studies on both models with high enough switching frequency of the structure, i. e. small ripple magnitudes characteristic to precision stabilizers. For power converter with high allowable ripples divergence of results becomes significant and should be accounted for. Violating stability conditions of the discrete model while preserving stability of the continuous model leads to sub-harmonic self-oscillations under limitation of switching period parts relative duration by the values corresponding to maximum of the static characteristic of the power stage. With no limitation converter passes into emergency mode with zero output impedance and maximum input current.

Key words: stability analysis, two approaches, discrete model, limit continuous model.

Стабилизированные импульсные преобразователи напряжения: повышающие и инвертирующие, силовые части которых представлены на рис. 1а, б соответственно [1–4] относятся к классу замкнутых автоматических систем с периодическим изменением структуры. К этому же классу можно отнести и системы с параметрическим управлением. Примером такой системы служит стабилизатор напряжения постоянного тока [5]. Его силовая часть изображена на рис. 1в.

Особенность применения систем этого класса в силовой электронике заключена в высокой частоте переключений и регулировании относительных длительностей частей периода переключений. Это позволяет плавно изменять полезную постоянную составляющую

выходной величины [6] при незначительных ее пульсациях, имеющих частоту переключений структуры.

Расчет системы этого класса удобно проводить на основе ее предельной непрерывной модели, соответствующей бесконечной частоте переключений структуры [7]. Корректность принимаемого допущения необходимо проверить, поскольку пренебрежение дискретным характером управления может привести к нежелательным субгармоническим автоколебаниям, снижающим частоту и повышающим амплитуду пульсаций выходного напряжения намного выше допустимой амплитуды, или к другим нежелательным явлениям. Нарушение условий устойчивости желаемого стационарного режима неизбежно приводит к этим

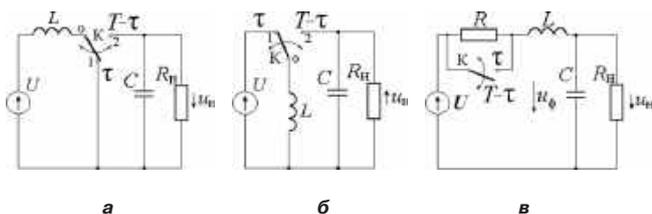


Рис. 1. Структуры преобразователей:

а – повышающий преобразователь, б – инвертирующий преобразователь, в – преобразователь с параметрическим управлением

явлениям. Помимо возможности экспериментально проверить устойчивость стационарного режима путем математического моделирования желательно иметь и аналитические условия его устойчивости. Получение этих условий по непрерывной и дискретной моделям и их сравнение является задачей данной статьи.

Насколько известно автору, исследование устойчивости замкнутых систем с периодическим изменением структуры с учетом дискретного характера управления не проводилось. Например, заявленное в работе исследование устойчивости импульсных стабилизаторов напряжения с переменной структурой силовой части методом бифуркации Андронова-Хопфа [8] проводилось на предельной непрерывной модели системы. Модель эта была получена путем длительных преобразований с использованием приближенных выражений и недостаточно обоснованным переходом от разностных уравнений к дифференциальным уравнениям.

Математическая модель стабилизатора с периодическим изменением структуры силовой части

Ограничим рассмотрение системами подобными импульсным стабилизаторам напряжения постоянного тока (ИСНПТ), в которых внутри периода происходит только одно изменение структуры.

В первой части периода $nT < t < nT + \tau_n$, где n – целое положительное число, T – период переключений, τ_n – длительность первой части n -го периода, силовая часть системы описывается системой линейных дифференциальных уравнений, записанных векторно-матричной форме в виде:

$$\frac{dX}{dt} = A_1 X + h_1 E_1, \quad (1)$$

$$u_H = c^T X,$$

где X – m -мерный вектор фазовых координат силовой части стабилизатора, m -й элемент которого равен выходной величине системы, h_1 – m -мерный числовой вектор-столбец, c^T – m -мерная вектор-строка, m -й элемент которой равен 1, а остальные элементы равны 0, E_1 – входная величина в первой части периода, A_1 – матрица $m \times m$, элементы которой зависят от параметров системы в первой части периода.

Аналогично во второй части периода коммутации $nT + \tau_n < t < (n + 1)T$ имеем уравнения:

$$\frac{dX}{dt} = A_2 X + h_2 E_2, \quad (1')$$

$$u_H = c^T X,$$

Ограничимся также случаем использования простейшего пропорционального регулятора и широтно-импульсным преобразователем I-го рода. В этом случае:

$$\tau_n = k_M e_n, \quad (2)$$

где $k_M = \text{const}$, $e_n = e(t)|_{t=nT}$, $e(t)$ – выходной сигнал пропорционального регулятора, ограниченный значениями: $0 < e(t) < T/k_M$,

$$e(t) = k_P [U_3 - u_H(t)], \quad (3)$$

где U_3 – заданное значение выходной величины, например напряжения ИСНПТ, k_P – коэффициент преобразования пропорционального регулятора.

С учетом динамических свойств регулятора состояние стабилизатора определяется m -мерным вектором фазовых координат X .

Процессы в стабилизаторе в n -ом периоде коммутации описываются уравнениями (1), (1'), (2) и (3).

В дальнейшем будем полагать матрицы A_1 и A_2 гурвицевыми, что в случае ИСНПТ следует из пассивности линейных элементов (кроме источников питания E_1 и E_2) электрических цепей, образующих силовую часть стабилизатора.

Предельная непрерывная модель стабилизатора с периодическим изменением структуры силовой части

Согласно работе [7] предельная непрерывная модель силовой части имеет вид:

$$\frac{dX}{dt} = AX + \gamma h_1 E_1 (1 - \gamma) h_2 E_2, \quad (4)$$

$$u_H = c^T X,$$

где $A = A_1 \gamma + A_2 (1 - \gamma)$, $\gamma = \tau/T$, $\tau = k_M k_P (U_3 - u_H)$. (5)

В установившемся режиме при $\gamma_0 = \tau_0/T = \text{const}$

$$\frac{dX}{dt} = AX + \gamma_0 h_1 E_1 (1 - \gamma_0) h_2 E_2 = 0,$$

то есть

$$X_0 = -A_0^{-1} [\gamma_0 h_1 E_1 + (1 - \gamma_0) h_2 E_2],$$

$$u_{H0} = c^T X_0,$$

$$A_0 = A_1 \gamma_0 + A_2 (1 - \gamma_0), \quad (6)$$

$$\gamma_0 = \frac{\tau_0}{T} = \frac{k_M k_P (U_3 - c^T X_0)}{T}.$$

При $\gamma = \text{const}$ предельная непрерывная модель силовой части описывается системой линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Стабилизатор напряжения в силу зависимости γ от

выходного напряжения ин описывается уже системой нелинейных дифференциальных уравнений:

$$\frac{dX}{dt} = \left\{ A_1 (U_3 - c^T X) k + A_2 \left[1 - (U_3 - c^T X) k \right] \right\} X + h_1 E_1 (U_3 - c^T X) k + h_2 E_2 A_2 \left[1 - (U_3 - c^T X) k \right], \quad (7)$$

где $k = k_M k_P / T$.

При $U_3 = \gamma_0 / k + c^T X_0$ $X = X_0$ – стационарное решение системы дифференциальных уравнений (7).

Оценка устойчивости стационарного режима предельной непрерывной модели стабилизатора

Устойчивость стационарного режима предельной непрерывной модели стабилизатора по Ляпунову можно оценить по собственным значениям матрицы линеаризованного дифференциального уравнения возмущенного движения системы (7). Подстановка $X = X_0 + \delta X$ в уравнение (7) и сохранение в нем только членов первого порядка малости относительно возмущения δX дает линеаризованное уравнение возмущенного движения системы (7):

$$\frac{d\delta X}{dt} = B \delta X, \quad (8)$$

$$B = A_0 - k \left[(A_1 - A_2) X_0 + h_1 E_1 - h_2 E_2 \right] c^T.$$

С точностью до критического случая необходимым и достаточным условием асимптотической устойчивости стационарного режима является выполнение условия

$$\operatorname{Re} \mu_i < 0, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (9)$$

где μ_i – собственные значения матрицы B , m – размерность матрицы.

Дискретная модель стабилизатора с периодическим изменением структуры силовой части

Разностное уравнение, описывающее дискретную модель стабилизатора, связывает значения фазовых координат системы в начале следующего периода $X_{n+1} = X((n+1)T)$ с их значениями в начале текущего периода $X_n = X(nT)$. При этом предполагаем непрерывность фазовых координат, т. е. $X(t-0) = X(t+0)$.

Обозначив $X(nT + \tau_n) = X'_n$ и решив уравнения (1) и (1') получаем (10).

При $\tau_n = \tau_0 = \gamma_0 T = \text{const}$ устанавливается стационарный режим силовой части $X_{n+1} = X_n = X'_0 = \text{const}$:

$$X'_0 = H_2 (T - \tau_0) H_1(\tau_0) X'_0 + H_2 (T - \tau_0) A_1^{-1} \times [H_1(\tau_0) - E] h_1 E_1 + A_2^{-1} [H_2 (T - \tau_n) - E] h_2 E_2.$$

Отсюда получаем:

$$X'_0 = [E - H_2 (T - \tau_0) H_1(\tau_0)]^{-1} \left\{ H_2 (T - \tau_0) A_1^{-1} \times [H_1(\tau_0) - E] h_1 E_1 + A_2^{-1} [H_2 (T - \tau_n) - E] h_2 E_2 \right\}. \quad (11)$$

где $\tau_0 = \gamma_0 T = k_M k_P (U_3 - c^T X_n)$.

Матрица $[E - H_2 (T - \tau_0) H_1(\tau_0)]$ при принятых допущениях невырожденная и, следовательно, существует ее обратная матрица (см. Приложение). Рассматриваемый стационарный режим ИСНПТ является желательным, поскольку обеспечивает равномерную загрузку ключей и наименьшие пульсации выходного напряжения при выбранной частоте коммутации. Для его существования необходима его устойчивость.

Заметим, что вектор X'_0 (11) не равен вектору X_0 (6), поскольку первый вектор определен для реальных условий конечной частоты коммутации и учитывает пульсационную составляющую фазовых координат. В пределе при стремлении периода коммутации T к 0 и $\gamma_0 = \tau_0 / T = \text{const}$ выражение X'_0 (11) переходит в выражение X_0 (6).

Оценка устойчивости желаемого стационарного режима дискретной модели стабилизатора

Устойчивость стационарного режима дискретной модели стабилизатора по Ляпунову можно оценить по собственным значениям матрицы линеаризованного разностного уравнения возмущенного движения системы (11). Подстановка $X_n = X'_0 + \delta X_n$ в уравнение (11) и сохранение в нем только членов первого порядка малости относительно возмущения δX_n дает линеаризованное уравнение возмущенного движения системы (11):

$$\delta X_{n+1} = D \delta X_n, \quad (12)$$

$$D = H_2 (T - \tau_0) \left\{ H_1(\tau_0) - k_M k_P \left[(A_1 - A_2) H_1(\tau_0) X'_0 - (A_2 A_1^{-1} [H_1(\tau_0) - E] - H_1(\tau_0)) h_1 E_1 - h_2 E_2 \right] c^T \right\}.$$



$$X'_n = H_1(\tau_n) X_n + \int_0^{\tau_n} H_1(\tau_n - \eta) h_1 E_1 d\eta,$$

$$X_{n+1} = H_2 (T - \tau_n) X'_n + \int_0^{T - \tau_n} H_2 (T - \tau_n - \eta) h_2 E_2 d\eta = H_2 (T - \tau_n) H_1(\tau_n) X_n +$$

$$+ H_2 (T - \tau_n) \int_0^{\tau_n} H_1(\tau_n - \eta) h_1 E_1 d\eta + \int_0^{T - \tau_n} H_2 (T - \tau_n - \eta) h_2 E_2 d\eta = H_2 (T - \tau_n) H_1(\tau_n) X_n +$$

$$+ H_2 (T - \tau_n) A_1^{-1} [H_1(\tau_n) - E] h_1 E_1 + A_2^{-1} [H_2 (T - \tau_n) - E] h_2 E_2,$$
(10)

где $H_i(t) = e^{A_i t}$ – матричный экспоненциал, $i = 1, 2$, $\tau_n = k_M k_P (U_3 - c^T X_n)$.

С точностью до критического случая необходимым и достаточным условием асимптотической устойчивости стационарного режима является выполнение условия [9]:

$$|\mu_i| < 1, i = 1, 2, \dots, m, \quad (13)$$

где μ_i – собственные значения матрицы D , m – размерность матрицы.

Пример. Исследуем устойчивость повышающего стабилизатора напряжения [8], схема которого представлена на рис. 1а. Значения параметров силовой части: $r = 0,2$ Ом, $R_H = 10$ Ом, $L = 0,0005$ Гн, $C = 0,0005$ Ф, $\gamma_0 = 0,6$, $T = 0,00005$ с ($f = 20$ кГц).

В первой части n -го периода ($0 < \eta = t - nT < \tau_n$) силовая часть описывается уравнениями (1), где

$$\begin{aligned} X &= \begin{bmatrix} i \\ u_H \end{bmatrix}, \\ A_1 &= \begin{bmatrix} -r/L & 0 \\ 0 & -1/(R_H C) \end{bmatrix}, \\ h_1 &= h = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}, \\ c^T &= [0, 1], E_1 = U. \end{aligned} \quad (14)$$

а во второй его части периода ($\tau_n < \eta = t - nT < T$) силовая часть описывается уравнениями (1'), где

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} \\ \end{bmatrix} \\ &\begin{bmatrix} -r/L & -1/L \\ 1/C & 1/(R_H C) \end{bmatrix} \\ &h = h = \begin{bmatrix} 1/L \\ \end{bmatrix} \\ &c = [0, 1], E = U. \end{aligned} \quad (15)$$

Согласно формулам (4), (5) с учетом (14), (15) предельная непрерывная модель силовой части имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= AX + hU, \\ u_H &= c^T X, \end{aligned} \quad (16)$$

где $A = A_1\gamma + A_2(1-\gamma) = \begin{bmatrix} -r/L & -(1-\gamma)/L \\ (1-\gamma)/C & -1/(R_H C) \end{bmatrix}$, $\gamma = \frac{\tau}{T}$.

В установившемся режиме при $\gamma_0 = \tau_0/T = \text{const}$ согласно выражениям (6), (14) получаем:

$$X_0 = -A_0^{-1}hU, \quad A_0 = A_1\gamma_0 + A_2(1-\gamma_0).$$

Обратив матрицу A_0 , получаем:

$$A_0^{-1} = \begin{bmatrix} -L/d & (1-\gamma_0)R_H C/d \\ (1-\gamma_0)R_H L/d & -rR_H C/d \end{bmatrix},$$

$$d = r + (1-\gamma_0)^2 R_H, \quad \gamma_0 = \frac{\tau_0}{T},$$

$$X_0 = \begin{bmatrix} i_0 \\ u_{H0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U/d \\ (1-\gamma_0)R_H U/d \end{bmatrix}.$$

Исследование зависимости u_{H0} от γ_0 показало, что при увеличении γ_0 от 0 до $\gamma_m = 1 - \sqrt{r/R}$ u_{H0} монотонно возрастает от $R_H U/(r + R_H)$ до максимума, равного $u_{Hm} = 0,5\sqrt{r/R}$. При дальнейшем увеличении γ_0 до 1 u_{H0} монотонно уменьшается до 0. На рис. 2 представлена статическая характеристика силовой части стабилизатора. Ее участок от γ_m до 1 можно назвать неустойчивым, поскольку при отрицательной обратной связи по напряжению уменьшение выходного напряжения вызывает увеличение γ и дальнейшее уменьшение u_H .

Исследуем устойчивость стабилизатора по предельной непрерывной модели. С учетом выражений (14) и (15) матрица линеаризованного дифференциального уравнения возмущенного движения (8) принимает вид:

$$\begin{aligned} B &= A_0 - k(A_1 - A_2)X_0c^T = \\ &= \begin{bmatrix} -r/L & -[(1-\gamma_0) + ku_{H0}]/L \\ (1-\gamma_0)C & [-1/R_H + ki_0]/C \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (17)$$

Характеристический полином матрицы B имеет второй порядок:

$$Q_2(p) = \det(pE - B) = p^2 + a_1 p + a_0,$$

где

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{r}{L} + \frac{1}{R_H C} - k \frac{i_0}{C} = \frac{r}{L} + \frac{1}{R_H C} - k \frac{U}{dC}, \\ a_0 &= \frac{1}{LC} \left\{ \frac{r}{R_H} + (1-\gamma_0) + k[(1-\gamma_0)u_{H0} - ri_0] \right\} = \\ &= \frac{1}{LC} \left[\frac{d}{R_H} + k \frac{(1-\gamma_0)R_H - r}{d} U \right]. \end{aligned}$$

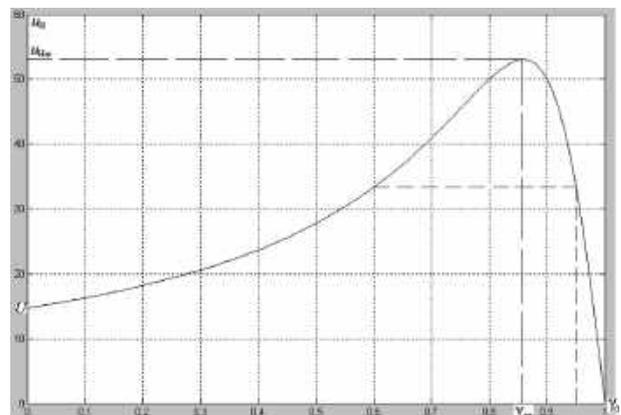


Рис. 2. Статическая характеристика повышающего преобразователя

Как известно, неравенство (9) выполняется при условии положительности коэффициентов полинома $Q_2(p)$: $a_1 > 0$ и $a_0 > 0$. При $\gamma_0 < \gamma_m$ имеем $a_0 > 0$ при любых значениях k . В рассматриваемом случае $\gamma_0 = 0,6 < \gamma_m = 0,8586$ и из условия $a_1 > 0$ получаем условие устойчивости в виде неравенства:

$$k < k_{кр1} = \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{R_H C} \right) \frac{C}{i_0} = \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{R_H C} \right) \times \frac{C}{U} [r + (1 - \gamma_0)^2 R_H]. \quad (18)$$

В рассматриваемом примере получаем условие устойчивости в виде неравенства $k < k_{кр1} = 0,036 \text{ В}^{-1}$ ($k = k_M k_{кр1} / T$). Анализ выражения (18) показывает, что с увеличением γ_0 , то есть с увеличением выходного напряжения $u_{н0}$ критическое значение k ($k_{кр}$) уменьшается.

При $\gamma_0 > \gamma_m$ условие $a_0 > 0$ выполняется при значениях k , удовлетворяющих неравенству:

$$k < k_{кр2} = \frac{d^2}{R_H U (2r - d)} = \frac{[r + (1 - \gamma_0)^2 R_H]^2}{R_H U [r - (1 - \gamma_0)^2 R_H]}. \quad (19)$$

В этом случае условие устойчивости имеет вид

$$k < \min \{k_{кр1}, k_{кр2}\}. \quad (20)$$

Определив из рис. 2 значение $\gamma_0 > \gamma_m$, соответствующее тому значению $u_{н0} = 33,3 \text{ В}$ ($100/3$), что и при $\gamma_0 = 0,6$, равно $0,946$, получаем

$$k_{кр1} = 4,5832 \cdot 10^{-3} \text{ В}^{-1}, \quad k_{кр2} = 2,0493 \cdot 10^{-3} \text{ В}^{-1}$$

и условие устойчивости

$$k < 2,0493 \cdot 10^{-3} \text{ В}^{-1}.$$

Полученный результат имеет чисто теоретическое значение, поскольку при выборе рабочей точки на падающем участке статической характеристики потребляемый силовой частью ток оказывается значительно больше, чем при выборе ее на возрастающем участке. Так при $\gamma_0 = 0,946$ $i_0 = 65,456 \text{ А}$ против $i_0 = 8,333 \text{ А}$ при $\gamma_0 = 0,6$.

С учетом выражений (14) и (15) стационарное решение (11) разностного уравнения (10) имеет вид:

$$X'_0 = [E - H_2(T - \tau_0)H_1(\tau_0)]^{-1} \{ H_2(T - \tau_0) \times \times A_1^{-1} [H_1(\tau_0) - E] + A_2^{-1} [H_2(T - \tau_0) - E] \} hU, \quad (21)$$

где $H_1(\tau_0) = e^{A\tau_0} = \begin{bmatrix} g_{11} & 0 \\ 0 & g_{22} \end{bmatrix}$; $g_{11} = e^{-\frac{r\tau_0}{L}} = 0,98807$;

$$g_{22} = e^{-\frac{\tau_0}{R_H C}} = 0,99402;$$

$$H_2(T - \tau_0) = e^{A_2(T - \tau_0)} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9,9124 \cdot 10^{-1} & -3,9750 \cdot 10^{-2} \\ -3,9750 \cdot 10^{-2} & 9,9521 \cdot 10^{-1} \end{bmatrix},$$

$$h_{11} = \frac{1}{q_1 - q_2} \left[\left(q_1 + \frac{1}{R_H C} \right) e^{q_1 \tau_0} - \left(q_2 + \frac{1}{R_H C} \right) e^{q_2 \tau_0} \right],$$

$$h_{12} = -\frac{1}{L} \left(e^{q_1 \tau_0} - e^{q_2 \tau_0} \right) \frac{1}{q_1 - q_2},$$

$$h_{21} = \frac{1}{C} \left(e^{q_1 \tau_0} - e^{q_2 \tau_0} \right) \frac{1}{q_1 - q_2},$$

$$h_{22} = \frac{1}{q_1 - q_2} \left[\left(q_1 + \frac{r}{L} \right) e^{q_1 \tau_0} - \left(q_2 + \frac{r}{L} \right) e^{q_2 \tau_0} \right],$$

$$q_{1,2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{R_H C} \right) \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{R_H C} \right)^2 - \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R_H} \right)} = -3 \cdot 10^2 \pm 1,9975 \cdot 10^3 i \text{ с}^{-1},$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -r/L & 0 \\ 0 & -1/R_H C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -400 & 0 \\ 0 & -200 \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -r/L & -1/L \\ -1/C & -1/R_H C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -400 & -2000 \\ 2000 & -200 \end{bmatrix},$$

$$h = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2000 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad U = 15.$$

Подстановка вычисленных значений в формулу (21) дает:

$$X'_0 = \begin{bmatrix} 7,9328 \\ 33,431 \end{bmatrix}.$$

Отличие полученного значения от найденного по предельной непрерывной модели притом же значении $\gamma_0 = 0,6$:

$$X_0 = \begin{bmatrix} 25/3 \text{ А} \\ 100/3 \text{ В} \end{bmatrix}$$

объясняется приближенным характером предельной непрерывной модели, не учитывающей, например наличие пульсаций тока и напряжения в реальном дискретном стабилизаторе

Матрица линеаризованного уравнения возмущенного движения (12) в рассматриваемом случае имеет вид:

$$D = H_2(T - \tau_0) \{ H_1(\tau_0) - (A_1 - A_2) [H_1(\tau_0) X'_0 + + A_1^{-1} (H_1(\tau_0) - E) hU] c^T k_M k_P \}. \quad (22)$$

При критическом значении $k_{кр1} = 0,036 \text{ 1/В}$ $k_M k_P = k_{кр1} T = 1,8 \cdot 10^{-6} \text{ с/В}$ получаем матрицу D , ее собственные значения $\text{eig}(D)$ и их модули $|\text{eig}(D)|$:

$$D = \begin{bmatrix} 0,97941 & -0,15934 \\ 0,039276 & 1,0158 \end{bmatrix}, \quad \text{eig}(D) = \begin{bmatrix} 0,9976 + 0,07699i \\ 0,9976 - 0,07699i \end{bmatrix},$$

$$|\text{eig}(D)| = \begin{bmatrix} 1,0006 \\ 1,0006 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, в реальном стабилизаторе желательный стационарный режим с частотой пульсаций

равной частоте переключений структуры оказывается неустойчивым. Вычисление критического значения параметра $k_{кр1}$ для реальной системы аналитическим методом оказывается весьма трудоемким. Поэтому дальнейшие исследования удобнее провести на математических моделях стабилизатора, например в системе *Matlab 6.5 Simulink 5*.

На рис. 3а и б представлены дискретная и предельная непрерывная модели повышающего стабилизатора напряжения.

Изменение структуры реализуется фиксатором нулевого порядка Zero-Order Hold, широтно-импульсным модулятором ШИМ, блоками умножения Product1, Product2 и сумматорами Σ_1, Σ_2 . В течение промежутка времени $nT < t < nT + \tau_n$ ШИМ выдает нулевой сигнал на входы блоков умножения. Вследствие этого на выходах Product1 и Product2 действует нулевой сигнал. Это соответствует системе уравнений (14). В течение промежутка времени $nT + \tau_n < t < (n+1)T$ ШИМ выдает единичный сигнал на входы блоков умножения. Вследствие этого на выходах Product1 и Product2 действуют соответственно сигналы u_H и i , что соответствует системе уравнений (15).

Широтно-импульсный модулятор, состоит из генератора периодического линейно возрастающего сигнала Repeating Sequence, сумматора и релейного элемента Relay. Генератор Repeating Sequence вырабатывает пилообразный сигнал “развертки” с амплитудой, равной 1, и периодом T , равным периоду переключений структуры. Сумматор сравнивает выходной сигнал пропорционального регулятора с сигналом “развертки”. Выходной сигнал релейного элемента, равный 0 при положительном входном сигнале и равный 1 при отрицательном сигнале, представляет собой широтно-модулированные прямоугольные импульсы единичной амплитуды. Таким образом, $\tau_n = k_M e_n, k_M = T/U_{\Pi}$ с/В, где U_{Π} – амплитуда пилообразного сигнала, $U_{\Pi} = 1$ В, с учетом формулы (2) получаем

$$\tau_n = \frac{Tk_p(U_3 - u_{Hn})}{U_{\Pi}} = Tk_p(U_3 - u_{Hn}), T = 5 \cdot 10^{-5} \text{ с},$$

$$\gamma_n = \frac{\tau_n}{T} = k_p(U_3 - u_{Hn}).$$

Моделирование предельной непрерывной модели при начальных условиях, соответствующих стационарному режиму при $\gamma_0 = 0,6$ и критическом значении $k_{кр1} = 0,036 \text{ В}^{-1}$ методом *odes max step size 1e-6*, *Relative tolerance 1e-6*, показало, что в течение 1 с никаких изменений в стационарном режиме не наблюдалось. При моделировании дискретной модели и тех же условиях вследствие неустойчивости стационарного режима наблюдался расходящийся процесс, представленный на рис. 4.

Критическое значение k_p , полученное на дискретной модели составляет $(k_p)_{кр} = 0,0346684$. Собственные значения матрицы D , вычисленные для этого значения k_p аналитически практически равны 1 (1,0000012).

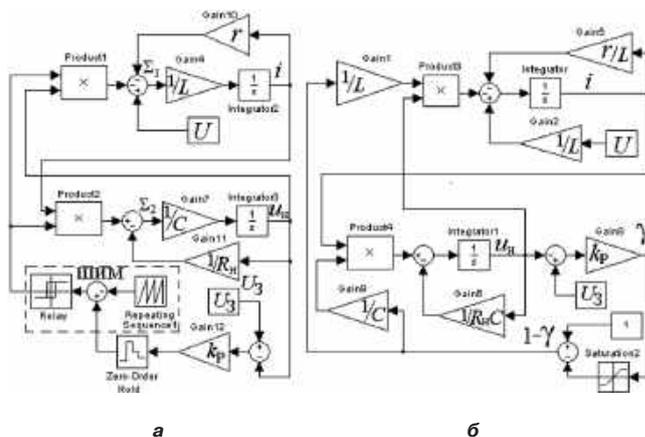


Рис. 3. Дискретная (а) и предельная непрерывная (б) модели повышающего стабилизатора напряжения

Уменьшение частоты переключений в 10 раз приводит к значительному увеличению пульсаций:

$$\Delta u_H = u_{H \max} - u_{H \min} = 1,98 \text{ В}; \Delta i = i_{\max} - i_{\min} = 8,00 \text{ А}.$$

На модели подобрано $(k_p)_{кр} = 0,02684$. Аналитический расчет дал

$$X'_0 = \begin{bmatrix} 4,2799 \text{ А} \\ 34,0519 \text{ В} \end{bmatrix}$$

и модуль комплексно сопряженных собственных значений, равный 1,0000107.

Таким образом, снижение частоты переключений в 10 раз привело к увеличению отклонения действительного значения $(k_p)_{кр}$ от определенного по предельной непрерывной модели в 6,88 раз. Пульсации тока возросли в $8/0,8 = 10$ раз, а пульсации напряжения – также в $1,98/0,199 = 10$ раз.

Переходный процесс включения стабилизатора без специальных мер по ограничению пусковых токов, кроме ограничения $0 \leq \gamma \leq \gamma_m = 0,8586$, полученный по непрерывной (н) и дискретной (д) модели, представлен на рис. 5. Из рис. 5 видно, что в “линейной зоне” ($0 < \gamma < \gamma_m$) процессы в непрерывной и дискретной ($T = 0,0005$ с) моделях стабилизатора существенно различаются.

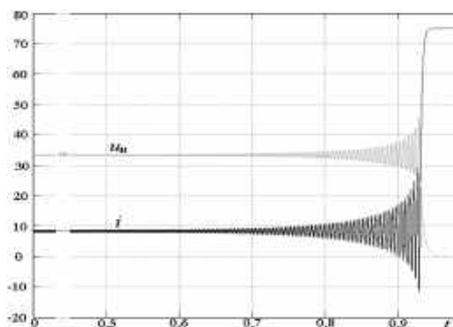


Рис. 4. Расходящийся процесс в дискретной модели при k_p , соответствующем границе устойчивости непрерывной модели: u_H в вольтах, i в амперах

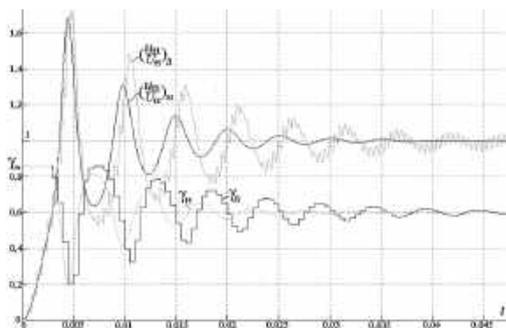


Рис. 5. Процесс включения стабилизатора: $\gamma_n, (u_n / U_n)_н$ – в непрерывной модели, $\gamma_d, (u_n / U_n)_д$ – в дискретной ($T = 5 \cdot 10^{-4}$ с), $U_n = c^* X_0 = 100/3$ В – установившееся напряжение непрерывной модели при $\gamma = 0,6$

Следует заметить, что при ограничении $0 \leq \gamma \leq 1$ включение стабилизатора приводит к аварийному режиму: γ остается равным 1, а u_n – равным 0, ток дросселя i возрастает до $U/r = 15/0,2 = 75$ А (см. рис. 4).

При ограничении $0 < \gamma < \gamma_m$ в дискретной модели ($T = 5 \cdot 10^{-5}$ с) при $k_p = 0,035$, лишь незначительно превышающем $(k_p)_{кр} = 0,0346684$, устанавливаются автоколебания недопустимой амплитуды, представленные на рис. 6.

Заметим, что радикальным средством уменьшения бросков пускового тока и напряжения оказывается включение задающего напряжения U_3 через RC-фильтр. На рис. 7 представлен процесс пуска исходного

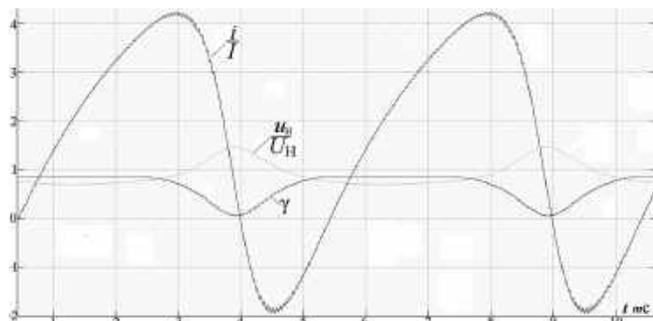


Рис. 6. Установившиеся автоколебания в стабилизаторе при $T = 5 \cdot 10^{-5}$ с и $k_p = 0,035$, большем критического значения дискретной модели, но меньшем критического значения непрерывной модели

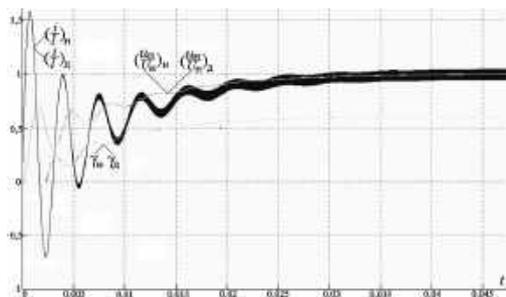


Рис. 7. Переходный процесс включения стабилизатора напряжения при подаче задающего напряжения через RC-фильтр с постоянной времени 0,008 с.

стабилизатора ($T = 5 \cdot 10^{-5}$ с) с двукратным запасом устойчивости ($k_p = 0,018$) при включении U_3 через RC-фильтр с постоянной времени 0,008 с. В обозначениях на рис. 7 $I = [1 \ 0] \cdot X_0 = 25/3$ А – установившийся ток дросселя непрерывной модели.

Выводы

1. Оба подхода сводят анализ устойчивости желаемого стационарного режима к анализу устойчивости тривиального (нулевого) решения уравнения возмущенного движения. При использовании предельной непрерывной модели стабилизатора возмущенное движение описывается нелинейным дифференциальным уравнением, а при учете переключений структуры силовой части – нелинейным разностным уравнением.

2. Матрицы линеаризованных уравнений возмущенного движения получены в общем виде. Собственные значения матриц определяют устойчивость желаемого стационарного режима. Вычислив матрицы для конкретного стабилизатора напряжения можно оценить его устойчивость.

3. Исследование повышающего стабилизатора показало, что учет переключений структуры силовой части позволяет получить более точный и менее оптимистичный результат оценки устойчивости. Его отличие от результата, полученного по предельной непрерывной модели, увеличивается со снижением частоты переключений структуры силовой части.

4. Исследование на математической модели стабилизатора, учитывающей переменную структуру силовой части показало, что нарушение условий устойчивости вызывает расходящийся колебательный процесс. При ограничении относительных продолжительностей частей периода переключений структуры значениями, соответствующими максимуму статической характеристики силовой части, устанавливаются субгармонические автоколебания. Без указанных ограничений увеличение колебаний приводит к аварийному режиму, соответствующему нулевому выходному напряжению и максимальному входному току.

Литература

1. Коршунов А. И. Повышение качества стабилизации выходного напряжения импульсного преобразователя постоянного тока. – Известия вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56. № 3, С. 48–575.
2. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
3. Белов Г. А. Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей. – Электричество. № 4, 2008, С. 40–49.
4. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
5. Коршунов А. И. Стабилизатор напряжения с параметрическим управлением. – Силовая электроника № 3, 2016, С. 36–40.

6. Розанов Ю. К. Силовая электроника: учебник для ВУЗов. – М.: МЭИ, 2007. – 612 с.

7. Коршунов А. И. Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным периодическим изменением структуры. – Известия вузов. Приборостроение. 2009. № 9. С.42–48.

8. Коржавин О. А., Вороной А. А. Анализ устойчивости импульсных стабилизаторов напряжения с переменной структурой силовой части методом Андронова-Хопфа. – Практическая силовая электроника. 2008. № 30. С. 29–35.

9. Бромберг П. В. Матричные методы в теории релейного и импульсного регулирования. – М.: Наука, 1967. –324 с.

Приложение

Доказательство невырожденности матрицы

$$[E - H_1(\tau_0)H_2(T - \tau_0)]$$

В первой части периода переключений ($nT < t < nT + \tau_n$) силовая часть системы описывается уравнением

$$\frac{dX}{dt} = A_1 X, \quad (\text{П1})$$

где X – вектор фазовых координат, элементы которого – токи в катушках индуктивности и напряжения на конденсаторах.

Выбрав в качестве положительно определенной функции Ляпунова

$$V(X) = \frac{L_1 i^2}{2} + \dots + \frac{C_1 u^2}{2} + \dots = X^T Q X,$$

где $Q = \text{diag}\{L_1/2, \dots, C_1/2, \dots\}$ – диагональная матрица, получаем, приняв за начальные условия для уравнения

$$(1) X_n T = [i_1(nT), \dots, u_1(nT), \dots],$$

$$X'_n = X(nT + \tau_n) = H_1(\tau_n) X_n,$$

где $H_1(\tau_n) = e^{A_1 \tau_n}$.

Очевидно, $V(X'_n) < V(X_n)$, поскольку во время свободного процесса запас энергии силовой части рассеивается.

Аналогично во второй части интервала переключений ($nT + \tau_n < t < (n+1)T$):

$$\frac{dX}{dt} = A_2 X, \quad (\text{П2})$$

$$X_{n+1} = X(nT + T) = H_2(T - \tau_n) X'_n,$$

где $H_2(T - \tau_n) = e^{A_2(T - \tau_n)}$,

$$\begin{aligned} V(X_{n+1}) &= X_{n+1}^T Q X_{n+1} = X_n'^T H_2^T(T - \tau_n) Q H_2(T - \tau_n) X_n' = \\ &= X_n^T H_1^T(\tau) H_2^T(T - \tau_n) Q H_2(T - \tau_n) H_1(\tau) X_n < X_n' < V(X_n). \end{aligned}$$

Следовательно, решение линейного разностного уравнения:

$$X_{n+1} = H X_n, \quad H = H_2(T - \tau_n) H_1(\tau_n)$$

затухает при любых начальных условиях. Это значит, что все собственные значения матрицы

$$H = H_2(T - \tau_n) H_1(\tau_n)$$

лежат внутри центрального круга единичного радиуса. Поэтому $\det(zE - H)|_{z=1} \neq 0$, что и доказывает невырожденность матрицы $E - H_1(\tau_0)H_2(T - \tau_0)$.

Коршунов Анатолий Иванович, д. т. н., профессор, профессор ВМПИ ВУНЦ ВМФ "ВМА" им. Адмирала Флота СССР Н. Г. Кузнецова, тел.: +7(904) 604-29-57, e-mail: a.i.korshunov@mail.ru.

степени “тянет” за собой и остальные фазы. При достаточной жесткости внешней характеристики преобразователя (в том числе жесткости выходных фильтров) это обстоятельство упрощает задачу регулирования, сближая отклонения выходных напряжений.

В силу своей структурно-алгоритмической организации, автотрансформаторная схема Скотта обладает также свойством параметрического симметрирования (выравнивания) и выходных напряжений преобразователя. Под симметрированием здесь понимается изменение трехфазной системы напряжений, ведущее к уменьшению разностей значений напряжений при допустимом угле фазового сдвига между ними. Схема Скотта не выравнивает напряжения, а, всего лишь, сближает их. По этой причине, говоря о Т-схеме, как инструменте симметрирования, мы будем иметь в виду ее способность именно сближения значений напряжений или частичного симметрирования.

Механизм симметрирования поясняет рис. 2. Важно отметить, что на рис. 2 приведена не некая последовательность действий, совершаемая элементами схемы (действий, по сути, никаких не происходит) а показана декомпозиция причинно-следственных связей, обуславливающих появление интересующего нас результата.

Разбирая механизм симметрирования, будем исходить из того, что согласно ГОСТ Р 54073-2010 базовыми параметрами электроэнергии переменного тока являются параметры фазы. Линейные параметры не нормируются и определяются на основе установленных параметров фаз. В то же время, трехфазный мостовой инвертор по принципу действия формирует систему именно линейных напряжений. Таким образом, поскольку “треугольник” вторичен по отношению к “звезде”, для того, чтобы как-то задавать параметры несимметрии, в качестве исходной системы напряжений будем рассматривать соответствующую ему “звезду” с виртуальным нулем, относительно которого будем отмерять виртуальные фазные напряжения. Здесь важно подчеркнуть, что в отличие от формируемой инвертором системы линейных напряжений, которая реально существует, мы будем оперировать именно виртуальной системой фазных напряжений.

В изначальном состоянии трехфазная система симметрична, все фазные напряжения одинаковы и равны V . Виртуальная нейтраль O совпадает с нулевой точкой O' схемы Скотта, но не имеет с ней электрической связи, поскольку в реальности, как мы условились выше, ее (точки O) не существует. Пусть по какой-то причине напряжение одной из фаз, например, фазы B , увеличилось на величину ΔV , приведя к образованию несимметричной системы с напряжениями $V_{AO} = V_{CO} = V$ и $V_{B'O} = V + \Delta V$ (рис. 2а). Нарушение симметрии “звезды” нарушает симметрию соответствующего ей “треугольника”, и появляется новый, уже не равносторонний, а равнобедренный, треугольник $AB'C$ (рис. 2б). Т-схема ничего не “знает” ни о “звездах”, ни о “треугольниках”, она “работает” только с потенциалами (точнее, с разностями потенциалов) узлов $A, B (B')$ и C , ее задача – позиционировать потенциал точки O' сообразно заложенной в нее логике работы, определяемой заданным соотношением витков обмоток w_{11}/w_{12} и w_{21}/w_{22} автотрансформаторов $T1$ и $T2$. $V_{B'D} = V + V/2 + \Delta V$, в то же время, $V_{B'O'} = 2 V_{B'D}/3$, а $V_{O'D} = V_{B'D}/3$, отсюда $V_{B'O'} = V + 2\Delta V/3$, $V_{O'D} = V/2 + \Delta V/3$ (рис. 2в). Таким образом, с помощью Т-схемы сформирована новая трехфазная система напряжений $VAO', VB'O'$ и $VC O'$ с нейтралью в точке O' (рис. 2г). Собственно, в смещении нейтрали трехфазной системы из точки O (система $A-B'-C-O$) в точку O' (система $A-B'-C-O'$) и заключается весь механизм симметрирования. Из рисунка видно, что $V_{B'O'} > V_{B'O}$, а $V_{CO'} = V_{AO'} > V_{AO} = V_{CO}$, очевидно, что разности фазных напряжений системы $A-B'-C-O'$ меньше соответствующих разностей системы $A-B'-C-O$.

Рис. 2 весьма наглядно демонстрирует симметрирующие свойства автотрансформаторной схемы Скотта на качественном уровне. Симметрирование можно описать и количественно, определив “формульную” связь “скачка” ΔV с образованными фазными напряжениями. Учитывая особенности топологии Т-схемы рассмотрим два случая – “скачок” фазы B и “скачок”, например, фазы A .

На рис. 3 представлена геометрическая композиция, соответствующая “скачку” фазы B “вверх”. Для упрощения выкладок будем считать, что начальному

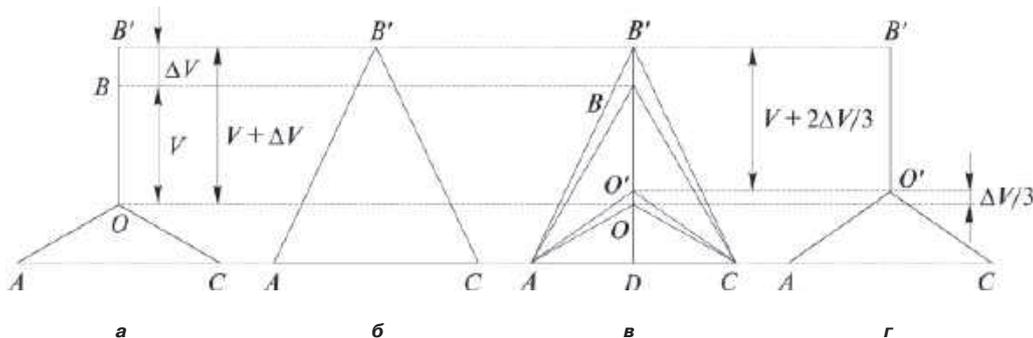


Рис. 2. Симметрирование трехфазной системы напряжений автотрансформаторной схемой Скотта: а – образование несимметрии системы; б – образование равнобедренного треугольника $AB'C$; в – позиционирование потенциала точки O' ; г – новая сформированная трехфазная система

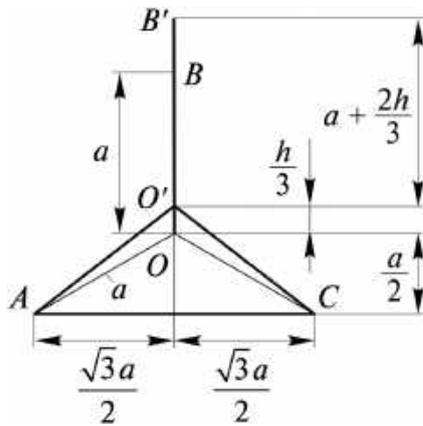


Рис. 3. “Скачок” фазы В

фазному напряжению V соответствует отрезок длиной a , а “скачку” ΔV – отрезок длиной h . Совокупность точек $A-B-C-D-O$ соответствует системе до “скачка”, а совокупность $A-B'-C-D-O'$ – после. Определим длины отрезков AO' , $B'O'$ и CO' (очевидно, $AO' = CO'$), соответствующих получившимся фазным напряжениям:

$$B'D = a + \frac{a}{2} + h = \frac{3a}{2} + h;$$

$$B'O' = \frac{2B'D}{3} = \frac{2}{3} \left(\frac{3a}{2} + h \right) = a + \frac{2h}{3};$$

$$O'D = \frac{B'D}{3} = \frac{1}{3} \left(\frac{3a}{2} + h \right) = \frac{a}{2} + \frac{h}{3};$$

$$AO' = \sqrt{AD^2 + O'D^2} = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{3}a}{2} \right)^2 + \left(\frac{a}{2} + \frac{h}{3} \right)^2} =$$

$$= \sqrt{a^2 + \frac{ah}{3} + \frac{h^2}{9}}.$$

При “скачке” “вниз” h в проделанных выкладках будет иметь знак “минус”, и выражение для AO' примет вид

$$AO' = \sqrt{a^2 - \frac{ah}{3} + \frac{h^2}{9}}$$

Таким образом:

$$V_{B'O'} \rightarrow B'O' = a \pm \frac{2h}{3};$$

$$V_{AO'} = V_{CO'} \rightarrow AO' = CO' = \sqrt{a^2 \pm \frac{ah}{3} + \frac{h^2}{9}}.$$

Композиция, соответствующая “скачку” фазы А, на первый взгляд, имеет значительно более причудливый характер (рис. 4), тем не менее, здравый смысл и знания геометрии, полученные в школе, позволяют легко разрешить кажущиеся сложности. Аналогично рис. 3 совокупность точек $A-B-C-D-O$ корреспондируется с системой до “скачка”, совокуп-

ность точек $A'-B-C-D'-O'$ – после. Для определения длин отрезков $A'O'$, BO' и CO' необходимо определить местоположение точки O' . Поскольку точка A' лежит на продолжении линии AE , перпендикулярной стороне BC треугольника ABC и делящей его пополам, треугольник $A'BC$ – равнобедренный, а отрезок $A'E$ – его медиана и, одновременно, высота. Отрезок BD' также является медианой треугольника $A'BC$ ($A'D'C$ по определению). Очевидно, что точка O' лежит на пересечении отрезков $A'E$ и BD' , но поскольку они одновременно являются и медианами, в точке O' их длины делятся в соотношении 1 : 2, т. е. $A'O' = 2O'E$. Далее просто:

$$BO' = CO' = \sqrt{BE^2 + O'E^2} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{\sqrt{3}a}{2} \right)^2 + \left(\frac{a}{2} + \frac{h}{3} \right)^2} = \sqrt{a^2 + \frac{ah}{3} + \frac{h^2}{9}};$$

$$A'O' = \frac{2A'E}{3} = \frac{2}{3} \left(\frac{3a}{2} + h \right) = a + \frac{2h}{3};$$

$$O'E = \frac{A'E}{3} = \frac{1}{3} \left(\frac{3a}{2} + h \right) = \frac{a}{2} + \frac{h}{3};$$

$$A'E = a + \frac{a}{2} + h = \frac{3a}{2} + h.$$

Таким образом:

$$V_{A'O'} \rightarrow A'O' = a \pm \frac{2h}{3};$$

$$V_{BO'} = V_{CO'} \rightarrow BO' = CO' = \sqrt{a^2 \pm \frac{ah}{3} + \frac{h^2}{9}}.$$

Сравнение выражений, полученных для разных внешних условий, показывает, что, несмотря на особенности своей топологии, автотрансформаторная схема Скотта всегда одинаково реагирует на несимметрию подводимого к ней трехфазного напряжения, независимо от того, какая из фаз отличается от остальных.

Из рис. 3 и 4 отчетливо видно, что во вновь образованной трехфазной системе сдвиг фаз между напряжениями не равен 120° , что является естественным следствием смещения нейтрали исходной трехфазной системы. Это обстоятельство лишний раз подчерки-

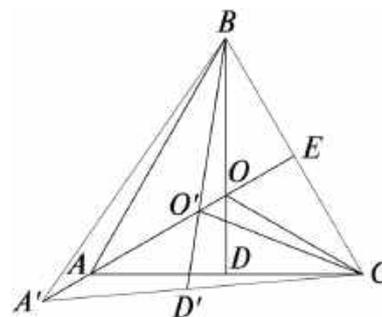


Рис. 4. “Скачок” фазы А

вает, что автотрансформаторная Т-схема способна осуществить отнюдь не полное, а лишь частичное симметрирование трехфазных систем.

Углы фазового сдвига между напряжениями легко определяются с помощью элементарной геометрии. Поскольку автотрансформаторная схема Скотта инвариантна к тому, какая из фаз подводимого напряжения отличается от остальных, ограничимся рис. 3:

$$\begin{aligned}\angle AO'B' = \angle B'O'C &= \frac{360^\circ - \angle AO'C}{2} = \\ &= \frac{1}{2} \left[360^\circ - 2 \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{3}a}{\frac{a}{2} \pm \frac{h}{3}} \right) \right]; \\ \angle AO'C &= 2 \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{3}a}{\frac{a}{2} \pm \frac{h}{3}} \right).\end{aligned}$$

Как следует из сказанного выше, целью симметрирования является сведение разности значений напряжений трехфазной системы к минимуму, в идеале — к нулю, а саму разность можно считать критерием симметрирования. В нашем случае (опять ограничимся рис. 3) эта разность $\Delta V'$ равна:

$$\Delta V' = |V_{B'O'} - V_{AO'}| = \left| a \pm \frac{2h}{3} - \sqrt{a^2 \pm \frac{ah}{3} + \frac{h^2}{9}} \right|.$$

Совершенно очевидно, что аналитически, принимая во внимание вид выражения, эту разницу вычислить невозможно, но, имея в виду область техники, с которой мы в данный момент имеем дело, а именно, авиационную электроэнергетику, можно произвести численную оценку границ и степени симметрирования.

Согласно ГОСТ Р 54073-2010 напряжения фаз трехфазной системы должны находиться в диапазоне 108 ... 118 В для нормальной и аварийной работы системы электроснабжения и в диапазоне 100 ... 125 В для ненормальной работы, при этом сдвиг фаз напряжений должен укладываться в пределы 116 ... 124°. Для всех режимов максимальная разность (небаланс) фазных напряжений не должна превышать 3 В.

Последовательно задаваясь значениями V от 108 до 118 В определим при каких значениях ΔV будет соблюдаться неравенство $V' < 3$ В. Расчеты показывают, что в рассматриваемом диапазоне напряжений автотрансформаторная схема Скотта способна симметрировать трехфазную систему напряжений с исходным небалансом одной фазы до $\Delta V = \pm 6$ В с достаточным запасом по углам сдвига фаз между сформированными напряжениями.

Несимметрия трехфазной системы может быть вызвана “уходом” сразу двух напряжений. К сожалению,

аналитически получить зависимость небаланса $\Delta V'$ и фазовых сдвигов от фазного напряжения V (или a) и величины “скачка” ΔV (или h) возможно только при одинаковом “уходе” обеих фаз, т. е. на одно и то же ΔV . Для этого случая, опуская геометрические построения и алгебраические выкладки, небаланс $\Delta V'$ описывается выражением:

$$\Delta V' = \left| a \pm \frac{2h}{3} - \sqrt{a^2 \pm \frac{5ah}{3} + \frac{7h^2}{9}} \right|.$$

Проведя расчеты по методике, описанной чуть выше, можно показать, что при одинаковом изменении двух фаз в исходной трехфазной системе автотрансформаторная схема Скотта уверенно обеспечивает “ГОСТовский” небаланс 3 В при $\Delta V \leq 10$ В.

Количественно оценить границы симметрирования при неодинаковом “уходе” двух фаз, независимо от того, “уходят” они обе в одну сторону, или в разные, можно с помощью имитационного компьютерного моделирования. Безусловно, это можно легко осуществить, получить некий (весьма значительный, учитывая число степеней свободы) массив данных, обработать его и как-то охарактеризовать область и пределы симметрирования, но делать этого совершенно не нужно — полученные данные будут иметь вполне схоластический характер и практического интереса не представляют.

Последний тезис нуждается в пояснении. Напомним, что мы рассматриваем поведение выходного каскада весьма совершенного изделия — бортового преобразователя, имеющего достаточно сложную структуру конвертор — инвертор. И конвертор, и инвертор имеют заданные, и весьма высокие, показатели надежности, оснащены современными средствами регулирования и стабилизации и обладают развитой системой встроенного контроля и защиты. Вообще говоря, в правильно устроенном преобразователе небаланса фазных напряжений не может быть — поддержка заданного качества выходного напряжения инвертора должна обеспечиваться его регулятором, и если имеет место длительный “уход” какой-нибудь фазы или двух фаз, тем более в разные стороны, это означает нештатную работу системы регулирования, а это — отказ изделия в целом. Средства встроенного контроля обязаны выключить изделие и отключить его от питающей сети. Таким образом, устойчивый “развал” трехфазной системы практически невозможен, и его анализ представляется не имеющим какой-либо практической ценности.

Тем не менее, достаточно кратковременные “скачки” напряжений могут иметь место и при штатной, нормальной работе преобразователя, например — восстановление фазного напряжения при выходе из короткого замыкания однофазной нагрузки. Как правило, этот процесс сопровождается существенным перерегулированием, и параметрическое подравнение выходных напряжений в этом режиме — за-

дача вполне благодарная. По этой причине основное внимание в настоящей статье уделено несимметрии, связанной с “уходом” только одной из трех фаз инвертора, а полученные результаты достаточно актуальны и представляют вполне практический интерес.

Заключение

Автотрансформаторная схема Скотта, предназначенная для формирования силовой нейтрали линейной трехфазной системы напряжений, обладает свойством параметрического симметрирования системы фазных напряжений. Механизм симметрирования заключается в изменении положения точки, образуемой нейтралю в треугольнике напряжений в зависимости от разности потенциалов его вершин.

Литература

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

2. С. Ф. Коныхин, В. А. Цишевский. Трехфазный мостовой инвертор с искусственной силовой нейтралью. — Электрическое питание, № 3, 2007.

3. С. Ф. Коныхин, В. С. Коныхин, С. В. Аверин. Схема Скотта в бортовых трехфазных преобразователях электроэнергии. — Практическая силовая электроника, № 3 (51), 2013, С. 2–9.

4. С. Ф. Коныхин, В. С. Коныхин. Исследование бортового трехфазного статического преобразователя с мостовым инвертором и автотрансформаторной схемой Скотта. — Электроника и электрооборудование транспорта, № 1, 2014.

5. С. Ф. Коныхин, В. С. Коныхин, В. И. Третьяк, С. В. Аверин. Выбор напряжения в звене постоянного тока бортовых статических преобразователей с двойным преобразованием электроэнергии. — Практическая силовая электроника, № 4 (64), 2016, С. НН–КК.

Коныхин Сергей Федорович, к. т. н., член-корреспондент АЭН РФ, Главный конструктор систем преобразования электроэнергии – заместитель Главного конструктора АО “Аэроэлектромаш”, +7(495)-980-65-02;

Коныхин Вячеслав Сергеевич, ведущий специалист АО “Аэроэлектромаш”, +7(495)-980-65-02;

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

В. И. Волков, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков

КАСКАДНЫЙ ИНВЕРТОР С МНОГОУРОВНЕВЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

V. I. Volkov, V. V. Kruichkov,
U. G. Sledkov

Cascaded Inverter with Multilevel
Output Voltage

Известно, что для формирования многоуровневого выходного напряжения, состоящего из $2n + 1$ уровней, требуются n мостовых коммутаторов со своими источниками постоянного напряжения различных уровней. В статье рассмотрен способ, позволяющий сформировать $2n + 1$ уровней выходного напряжения с помощью $n - 1$ мостовых коммутаторов ($n = 2, 3, \dots$) за счет алгоритма управления силовыми ключами мостовых коммутаторов. Приведены результаты анализа и моделирования инвертора с семиуровневым выходным напряжением, формируемым с помощью двух мостовых коммутаторов. Показана возможность формирования выходного напряжения инвертора, состоящего 15 уровней с помощью трех мостовых коммутаторов.

Ключевые слова: инвертор, многоуровневое выходное напряжение, мостовой каскад, моменты (углы) переключения, селективное исключение гармоник, коэффициент гармоник.

It is well known that forming inverter multilevel output voltage consisting of $2n + 1$ levels requires n full-bridge stages with DC power sources of various DC voltages levels. The paper considers the technique allowing form $2n + 1$ output voltage levels using $n - 1$ ($n = 2, 3, \dots$) full-bridge stages by implementing special algorithm for power stages' transistors switching control. The paper presents the results of analysis and simulation of the inverter with seven levels of output voltage, formed by two full-bridge stages. It also demonstrates the possibility of forming inverter output voltage consisting of 15 levels, using three full-bridge power stages.

Key words: inverter, multilevel output voltage, full-bridge stage, switching times (angles), selective harmonic elimination, total harmonic distortion (THD).

Повышение энерговооруженности современных летательных аппаратов, а также требований к качеству электроэнергии на борту вынуждают создавать новые структуры и способы управления бортовыми преобразователями напряжения, в том числе инверторами. Инверторы напряжения (преобразователи постоянного напряжения в переменное заданного качества) выполняют функции не только резервных источников питания, но и источников питания для бортовых устройств и систем, требующих повышенного качества синусоидального напряжения как однофазного, так и трехфазного.

Каскадный многоуровневый инвертор (с многоуровневым выходным напряжением) — это устройство, предназначенное для формирования переменного напряжения заданного качества с помощью нескольких мостовых коммутаторов, питаемых от источников с различными уровнями постоянного напряжения. С появлением силовых модулей мостовых коммутаторов такие инверторы стали альтернативой традиционным двухуровневым и трехуровневым инверторам в режиме синусоидальной ШИМ, поскольку они позволяют обеспечить необходимое качество напряжения на входе силового фильтра при значительно более низкой частоте переключений силовых ключей мостовых коммутаторов [1–6].

Заданное качество выходного напряжения инвертора, определяемое для бортовых устройств такого типа коэффициентом гармоник согласно ГОСТ Р 54073 — 2010, обеспечивается с помощью выходного индуктивно-емкостного фильтра, параметры которого оказывают существенное влияние на массу и габариты

всего преобразователя. Повысить качество напряжения на входе силового фильтра можно двумя способами: исключением определенного числа низших из высших гармоник импульсного напряжения, либо минимизацией коэффициента гармоник этого напряжения, т. е. приближения его формы к синусоидальной.

Формирование многоуровневых напряжений на входе силового фильтра — один из способов снижения массо-габаритных показателей силового фильтра. Такой способ позволяет сочетать исключение низших из высших гармоник со снижением коэффициента гармоник, поскольку повышение числа уровней приближает форму импульсного напряжения к синусоидальной.

В большинстве случаев для преобразования энергии инвертора с многоуровневым выходным напряжением, состоящим из $2n + 1$ уровней, требуются n ($n = 2, 3, \dots$) источников постоянного напряжения. Рассматриваемый способ позволяет использовать $n - 1$ источник постоянного напряжения (например, аккумулятор, батарею топливных элементов и т. д.).

Структура инвертора с многоуровневым выходным напряжением

При формировании ступенчатого выходного напряжения инвертора с одним источником постоянного напряжения для обеспечения необходимых уровней ступенек напряжения, кроме первой, используются конденсаторы. Рассмотрим простой каскадный многоуровневый инвертор, состоящий из двух мостовых коммутаторов, структура которого показана на рис. 1.

Источник питания первого мостового коммутатора (M1) — источник постоянного напряжения E_{n1} с напря-

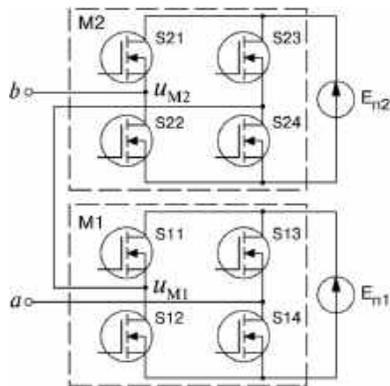


Рис. 1. Структура силовой однофазного инвертора со ступенчатым выходным напряжением на основе двух мостовых коммутаторов

жением U_n . Напряжение источника питания E_{n2} второго мостового коммутатора (M2) равно $U_n/2$. Обозначим u_{M1} – выходное напряжение мостового коммутатора M1, u_{M2} – выходное напряжение мостового коммутатора M2. Тогда выходное напряжение двухкаскадного инвертора, содержащего два источника постоянного напряжения будет

$$u(t) = u_{M1}(t) + u_{M2}(t).$$

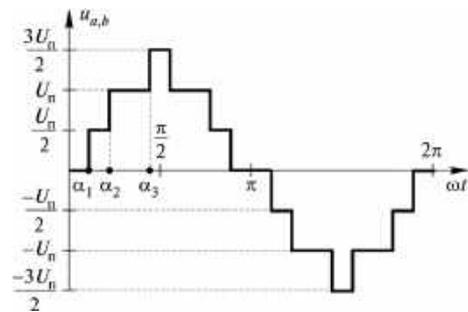
Управляя соответствующим образом моментами отпирания и запирания силовых транзисторов мостовых коммутаторов M1 и M2 можно обеспечить следующие уровни напряжения $u_{M1}(t)$: $-U_n, 0, +U_n$ и $u_{M2}(t)$: $-U_n/2, 0, +U_n/2$. Таким образом, выходное напряжение инвертора $u_{ab}(t)$ будет принимать следующие значения: $-3U_n/2, -U_n, -U_n/2, 0, +U_n/2, +U_n, +3U_n/2$, т. е. будут обеспечены семь уровней выходного напряжения инвертора (рис. 2а). Принцип формирования выходного напряжения инвертора с помощью структуры рис. 1 приведен в табл. 1.

Выходные напряжения мостовых коммутаторов M1 и M2, формирующие семиуровневое напряжение инвертора (рис. 2а) согласно Варианту 1, показаны на рис. 2б. При этом на интервале $\alpha_1 \leq \alpha \leq \alpha_2$ $u_1 = U_n$, а $u_2 = -U_n/2$. Аналогично, выходные напряжения мостовых коммутаторов M1 и M2, обеспечивающие

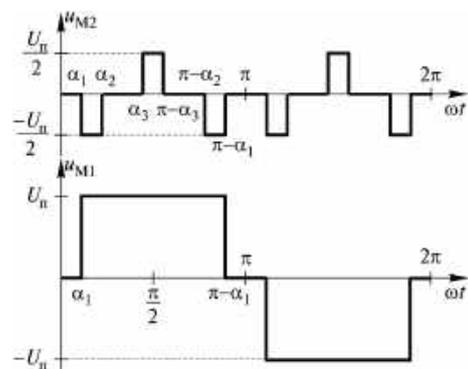
формирование семиуровневого напряжения инвертора (рис. 2а) согласно Варианту 2, показаны на рис. 2в. В этом случае на интервале $\alpha_1 \leq \alpha \leq \alpha_2$ $u_1 = 0$, а $u_2 = U_n/2$. Порядок коммутации транзисторов мостовых коммутаторов M1 и M2 на половине периода основной гармоники приведен в табл. 2 (1 – транзистор открыт, 0 – транзистор закрыт). На втором полупериоде порядок коммутации транзисторов меняется на противоположный.

Определение моментов переключения

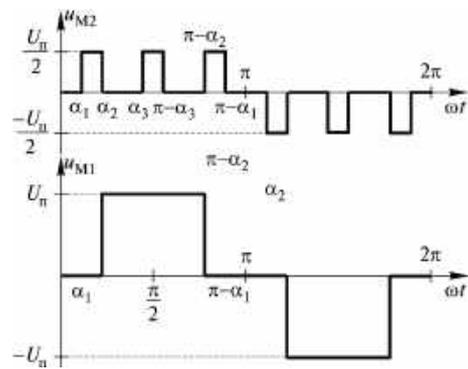
Если номинальная величина напряжения источника E_{n2} выбрана равной половине напряжения источника питания E_{n1} ($U_n/2$), определить моменты переключения α_1, α_2 и α_3 можно любым из известных способов, например [,]. Многоуровневое напряжение



а



б



в

Таблица 1. Выходные напряжения мостовых коммутаторов для формирования 7 уровней

Интервал	u_{M1}	u_{M2}	$u_{M1} + u_{M2}$
	Вариант 1		
$0 \leq \alpha \leq \alpha_1$	0	0	0
$\alpha_1 \leq \alpha \leq \alpha_2$	U_n	$-U_n/2$	$U_n/2$
$\alpha_2 \leq \alpha \leq \alpha_3$	U_n	0	U_n
$\alpha_3 \leq \alpha \leq \pi/2$	U_n	$U_n/2$	$3U_n/2$
Вариант 2			
$0 \leq \alpha \leq \alpha_1$	0	0	0
$\alpha_1 \leq \alpha \leq \alpha_2$	0	$U_n/2$	$U_n/2$
$\alpha_2 \leq \alpha \leq \alpha_3$	U_n	0	U_n
$\alpha_3 \leq \alpha \leq \pi/2$	U_n	$U_n/2$	$3U_n/2$

Рис. 2. Формирование выходного напряжения инвертора: а – выходное семиуровневое напряжение; варианты выходных напряжений M1 и M2: б – Вариант 1, в – Вариант 2

Таблица 2. Порядок коммутации ключей мостовых коммутаторов на половине периода основной гармоники

Интервал	Вариант 1							
	M1				M2			
	S11	S12	S13	S14	S21	S22	S23	S24
$0 \leq \alpha \leq \alpha_1$	0	1	0	1	0	1	0	1
$\alpha_1 \leq \alpha \leq \alpha_2$	1	0	0	1	0	1	1	0
$\alpha_2 \leq \alpha \leq \alpha_3$	1	0	0	1	0	1	0	1
$\alpha_3 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_3$	1	0	0	1	1	0	0	1
$\pi - \alpha_3 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_2$	1	0	0	1	0	1	0	1
$\pi - \alpha_2 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_1$	1	0	0	1	0	1	1	0
$\pi - \alpha_1 \leq \alpha \leq \pi$	0	1	0	1	0	1	0	1
Интервал	Вариант 2							
	M1				M2			
	S11	S12	S13	S14	S21	S22	S23	S24
$0 \leq \alpha \leq \alpha_1$	0	1	0	1	0	1	0	1
$\alpha_1 \leq \alpha \leq \alpha_2$	0	1	0	1	1	0	0	1
$\alpha_2 \leq \alpha \leq \alpha_3$	1	0	0	1	0	1	0	1
$\alpha_3 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_3$	1	0	0	1	1	0	0	1
$\pi - \alpha_3 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_2$	1	0	0	1	0	1	0	1
$\pi - \alpha_2 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_1$	0	1	0	1	1	0	0	1
$\pi - \alpha_1 \leq \alpha \leq \pi$	0	1	0	1	0	1	0	1

(рис. 2а) может быть разложено ряд Фурье следующим образом:

$$u(\omega t) = \frac{2U_n}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \left\{ \left[\frac{1}{q} \sum_{s=1}^3 \cos(q\alpha_s) \right] \sin(q\omega t) \right\}, \quad (1)$$

где $q = 1, 3, 5 \dots$ – номер гармоники;

s – число уровней выходного напряжения инвертора за $T_1/4$;

T_1 – период основной гармоники выходного напряжения инвертора.

В идеале, при заданной величине амплитуды основной гармоники выходного напряжения (A_1) желательно определить величины углов α_1, α_2 и α_3 таким образом, чтобы выражение (1) приняло вид

$$u(\omega t) = A_1 \sin(\omega t).$$

На практике приходится использовать численные (приближенные) методы определения углов. При этом, в трехфазном инверторе гармоники, кратные трем, в каждой фазе исключать нет смысла, поскольку в линейных напряжениях они исключаются по определению. В этом случае, при наличии трех источников постоянного напряжения желательно исключение пятой и седьмой гармоник, поскольку они превалируют при определении коэффициента гармоник.

В однофазном инверторе по той же причине, в первую очередь, необходимо исключить третью и пятую гармоники, т.е. найти значения α_1, α_2 и α_3 , удовлетворяющие системе трех трансцендентных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{2U_n}{\pi} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3)] = A_1; \\ \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) = 0; \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0. \end{cases} \quad (2)$$

при ограничении $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3$. Существует целый ряд способов решения подобных систем уравнений [5–7] Рассчитанные величины углов, соответствующих моментам переключения силовых ключей мостовых коммутаторов (рис. 1) для исключения 3-й и 5-й гармоник равны: $\alpha_1 = 0,2629, \alpha_2 = 0,6003, \alpha_3 = 1,4052$.

Полученные теоретически согласно алгоритмам (рис. 2) формы выходных напряжений мостовых коммутаторов M1 и M2, а также семиуровневого напряжения и начальные участки их спектральных составов показаны на рис. 3. Рассчитанный для обоих вариантов коэффициент гармоник составил 18,624%.

Результаты моделирования

Моделирование инвертора проведено при следующих параметрах схемы: напряжение источника постоянного напряжения $U_n = 130$ В. Выходное напряжение 115 В с частой 400 Гц, выходная мощность 1 кВт, коэффициент гармоник выходного напряжения – не более 8% (ГОСТ Р 54073–2010). Углы, соответствующие моментам переключения силовых ключей мостовых коммутаторов равны $\alpha_1 = 0,2629, \alpha_2 = 0,6003, \alpha_3 = 1,4052$. Коэффициент модуляции $M = 2A_1/(3U_n) = 0,8308$, где A_1 – амплитуда основной гармоники выходного напряжения.

Параметры выходного фильтра рассчитаны по методике, приведенной в [10].

Схема модели инвертора, созданная в *MATLAB Simulink*, приведена рис. 4.

Сигналы управления мостовыми коммутаторами, сформированные с помощью блока *Control Unit* для вариантов 1 и 2 (рис. 2б и в соответственно), показаны на рис. 5.

Результаты моделирования варианта 1 по схеме рис. 4 показаны на рис. 6, а спектральные составы напряжений на входе и выходе силового фильтра – на рис. 7а и б соответственно. Коэффициент гармоник выходного напряжения равен 6,46% (рис. 7б).

Инвертор с пятнадцатиуровневым выходным напряжением

Рассмотрим инвертор с пятнадцатиуровневым выходным напряжением. Силовая часть такого инвертора состоит из трех мостовых коммутаторов (рис. 8). Соответствующая форма выходного напряжения инвертора показана на рис. 9.

Источником питания первого мостового коммутатора (M1) служит источник постоянного напряжения E_{n1} с напряжением U_n . Напряжение источника питания мостового коммутатора M2 (E_{n2}) составляет $U_n/2$, а мостового коммутатора M3 (E_{n3}) $U_n/4$. Аналогично инвертору с семью уровнями выходного напряжения величины напряжений источников выбраны таким образом, чтобы уровни выходного напряжения отстояли друг от друга на одинаковых расстояниях. Однако принципиального значения это не имеет. Выходные напряжения мостовых коммутаторов обозначены u_{M1} ,

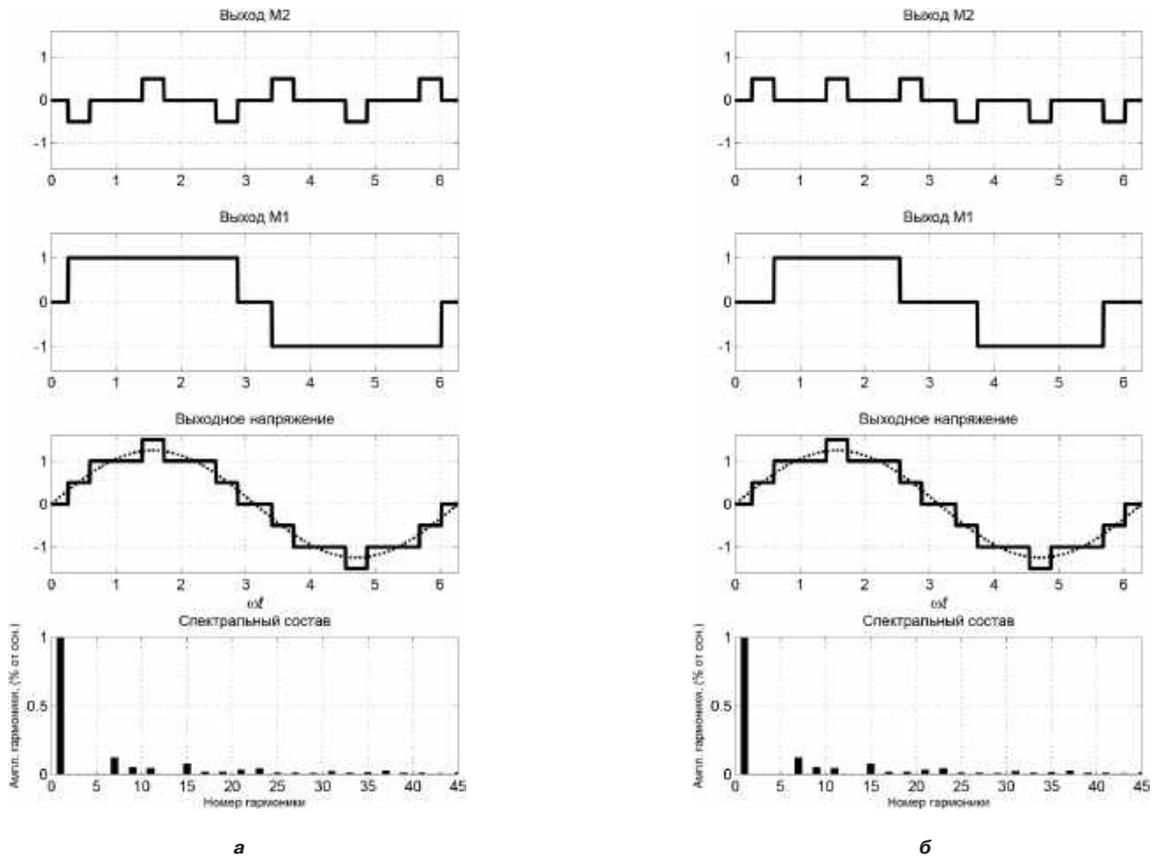


Рис. 3. Формы напряжений на выходах мостовых коммутаторов M1 и M2, выходного напряжения и спектральный состав выходного семиуровневого напряжения: а – Вариант 1; б – Вариант 2

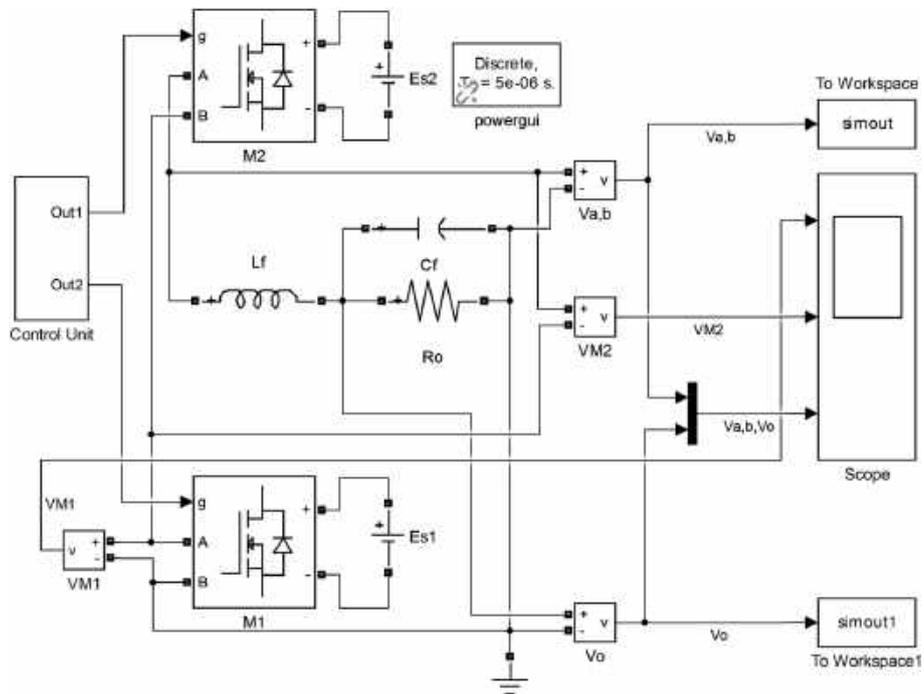


Рис. 4. Схема модели инвертора с семиуровневым выходным напряжением

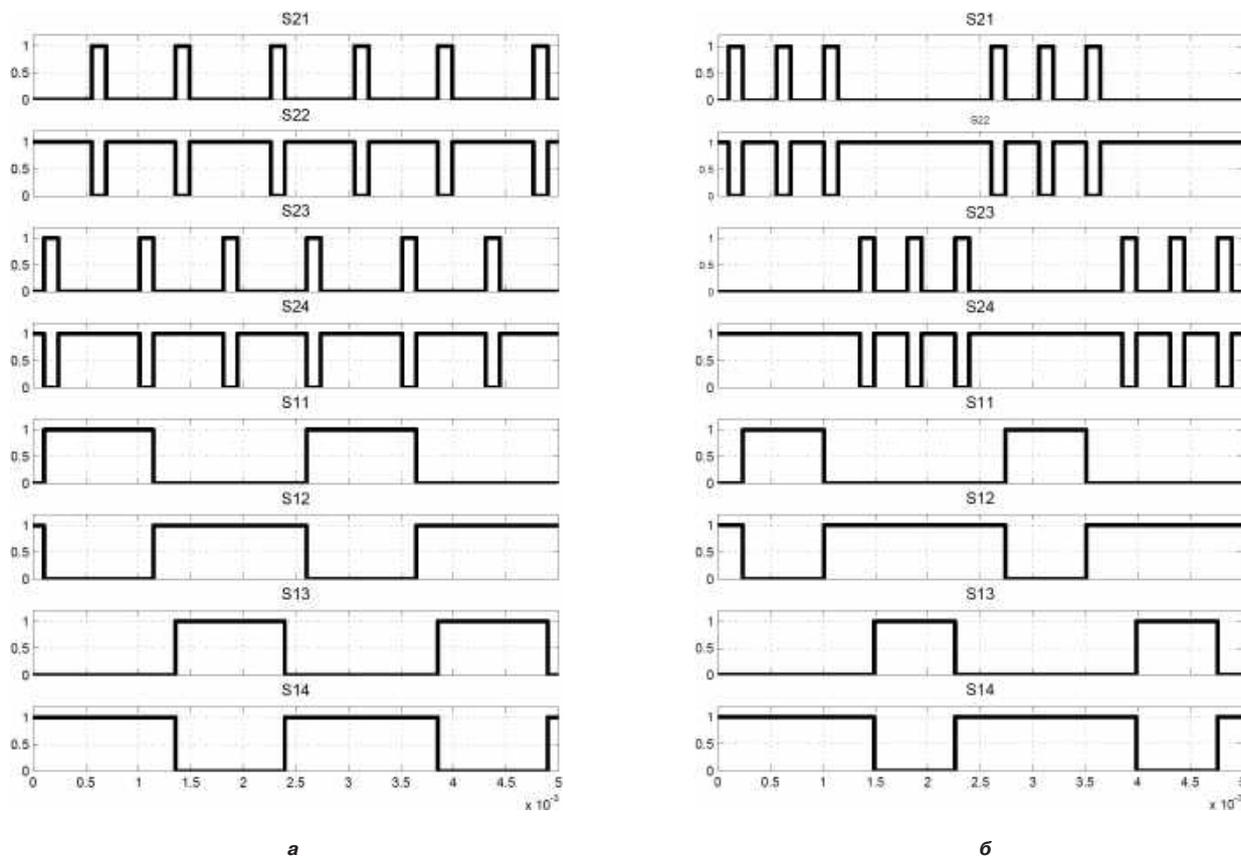


Рис. 5. Сигналы управления мостовыми коммутаторами: а – Вариант 1, б – Вариант 2

u_{M2} и u_{M3} соответственно. Таким образом, выходное напряжение инвертора определяется как

$$u(t) = u_{M1}(t) + u_{M2}(t) + u_{M3}(t).$$

Возможные варианты реализации пятнадцативольного напряжения, показанного на рис. 9, с помощью трех мостовых коммутаторов приведены в табл. 3.

Один из вариантов необходимых для этого форм выходных напряжений мостовых коммутаторов $M1$,

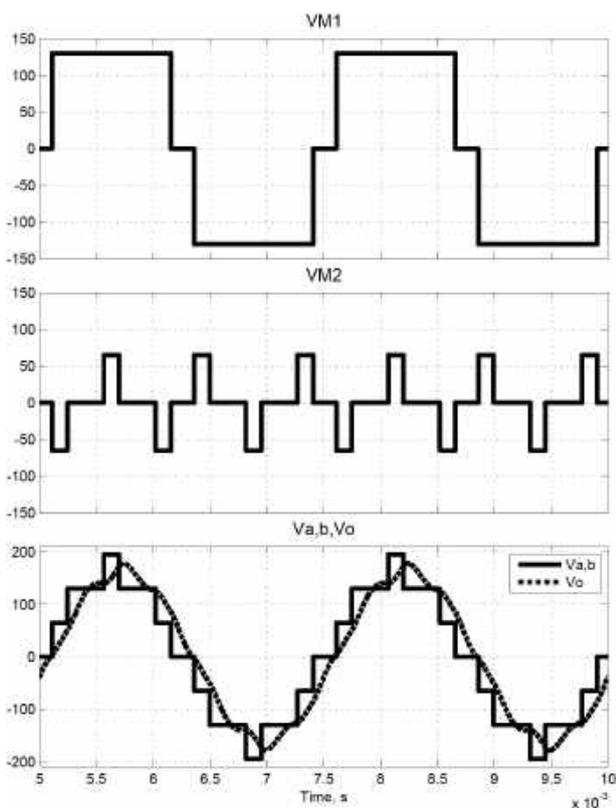
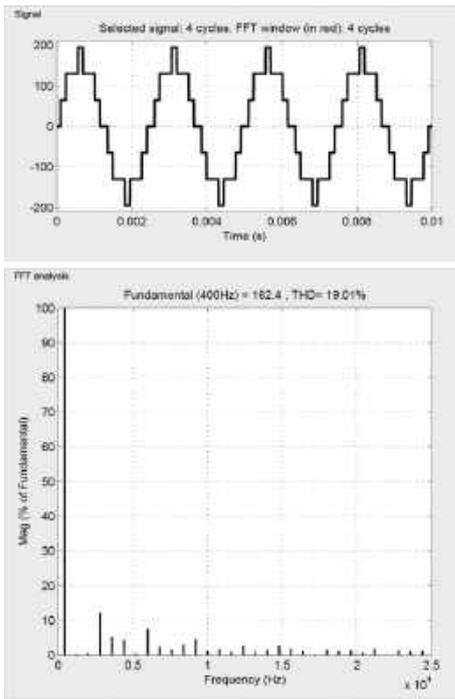


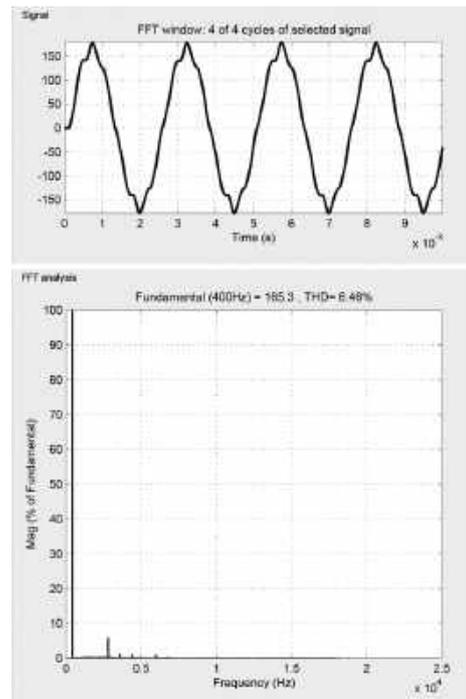
Рис. 6. Результаты моделирования семиуровневого инвертора

Таблица 3. Выходные напряжения мостовых коммутаторов для формирования 15 уровней

Интервал	u_{M1}	u_{M2}	u_{M3}	$u_{M1} + u_{M2} + u_{M3}$
$0 \leq \alpha \leq \alpha_1$	0	0	0	0
$\alpha_1 \leq \alpha \leq \alpha_2$	0	0	$U_{\Pi}/4$	$U_{\Pi}/4$
$\alpha_1 \leq \alpha \leq \alpha_2$	0	$U_{\Pi}/2$	$-U_{\Pi}/4$	$U_{\Pi}/4$
$\alpha_1 \leq \alpha \leq \alpha_2$	U_{Π}	$-U_{\Pi}/2$	$-U_{\Pi}/4$	$U_{\Pi}/4$
$\alpha_2 \leq \alpha \leq \alpha_3$	0	$U_{\Pi}/2$	0	$U_{\Pi}/2$
$\alpha_2 \leq \alpha \leq \alpha_3$	U_{Π}	$-U_{\Pi}/2$	0	$U_{\Pi}/2$
$\alpha_3 \leq \alpha \leq \alpha_4$	0	$U_{\Pi}/2$	$U_{\Pi}/4$	$3U_{\Pi}/4$
$\alpha_3 \leq \alpha \leq \alpha_4$	U_{Π}	0	$-U_{\Pi}/4$	$3U_{\Pi}/4$
$\alpha_3 \leq \alpha \leq \alpha_4$	U_{Π}	$-U_{\Pi}/2$	$U_{\Pi}/4$	$3U_{\Pi}/4$
$\alpha_4 \leq \alpha \leq \alpha_5$	U_{Π}	0	0	U_{Π}
$\alpha_5 \leq \alpha \leq \alpha_6$	U_{Π}	0	$U_{\Pi}/4$	$5U_{\Pi}/4$
$\alpha_5 \leq \alpha \leq \alpha_6$	U_{Π}	$U_{\Pi}/2$	$-U_{\Pi}/4$	$5U_{\Pi}/4$
$\alpha_6 \leq \alpha \leq \alpha_7$	U_{Π}	$U_{\Pi}/2$	0	$3U_{\Pi}/4$
$\alpha_7 \leq \alpha \leq \pi/2$	U_{Π}	$U_{\Pi}/2$	$U_{\Pi}/4$	$7U_{\Pi}/2$



а



б

Рис. 7. Спектральный состав напряжений на входе (а) и выходе (б) силового фильтра при моделировании инвертора по Варианту 1

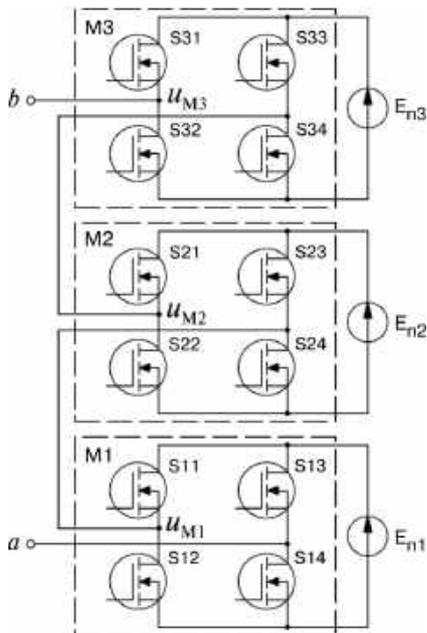


Рис. 8. Структура пятнадцатилевого инвертора с тремя источниками постоянного напряжения

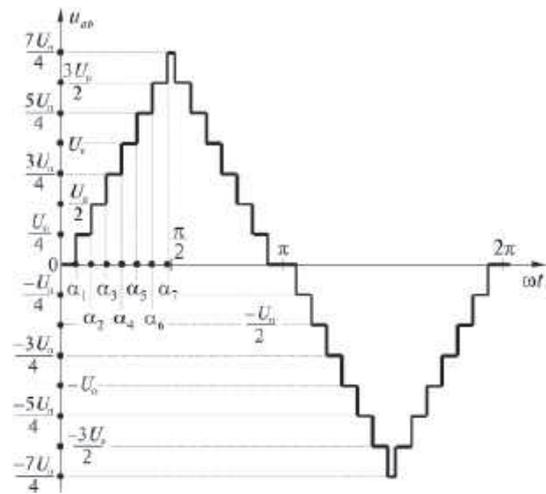


Рис. 9. Форма выходного напряжения пятнадцатилевого инвертора

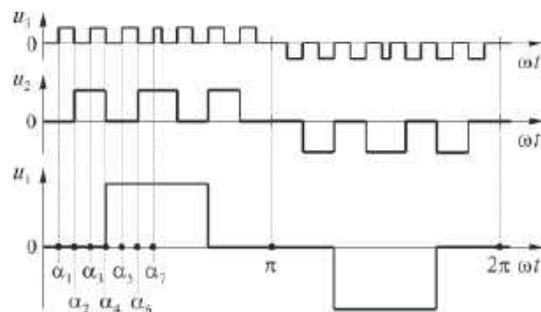


Рис. 10. Выходные напряжения мостовых коммутаторов M1, M2 и M3 ($u_{M1} = U_n$, $u_{M2} = U_n/2$, $u_{M3} = U_n/4$)

M2 и M3 – на рис. 10 (соответствующие строки в табл. 3 выделены цветом).

Выводы

Рассмотренная структура инвертора с многоуровневым выходным напряжением, позволяющая при n мостовых коммутаторах реализовать многоуровневое напряжение, состоящее из $3n + 1$ уровней без потери качества многоуровневого напряжения на входе силового фильтра. Это позволит упростить структуру выходного каскада промежуточного звена постоянного тока (*DC-link*) и снизить потери на переключение силовых транзисторов мостовых коммутаторов в составе инвертора, а также массу и габариты выходного фильтра инвертора.

Приведенные формы сигналов управления мостовыми коммутаторами показывают, что наиболее просто сигналы управления мостовыми коммутаторами формировать с помощью цифрового микроконтроллера или цифрового сигнального процессора.

Литература

1. С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков. Формирование ступенчатых выходных напряжений инвертора с улучшенным спектральным составом. – Практическая силовая электроника, № 2 (38), 2010, С. 19–24.
2. С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков. Сравнение способов оптимальной минимизации коэффициента гармоник и исключения гармоник с регулированием напряжения для инверторов с многоуровневым выходным напряжением. – Практическая силовая электроника, № 1 (37), 2010, С. 19–26.
3. Анисимова Т. В., Данилина А. Н., Крючков В. В. Способы повышения качества выходного напряжения инверторов со ступенчатым выходным напряжением. – Вестник МАИ, т. 17, № 1, С. 103–112, 2009.
4. Jose Rodriguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng. Peng Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002.
5. Zhong Du, Leon M. Tolbert, John N. Chiasson, and Burak Ozpineci. A Cascade Multilevel Inverter Using a Single DC Source. – 2006 IEEE, pp. 426–430.
6. Hassan Manafi, Fattan Moosazahed and Yoosuf Pourebrahim. 15-level cascade multilevel inverter using a single DC source. – International Journal of Life Science & Pharma Research, Special Issue, PP. 49–55.
7. Nitesh Kumar Gupta, Dr. R. Mahanty. Harmonic Optimization of Multilevel Inverter. – International Journal of Engineering Research and Development, Volume 11, Issue 10 (October 2015), PP.28-43.
8. С. В. Аверин, В. Е. Щетинин. Алгоритм управления силовыми ключами многоячейкового инвертора в режиме ШИМ. – Практическая силовая электроника, № 2 (62), 2016, С. 44–47.
9. В. И. Волков, В. В. Крючков. Способ синтеза многоуровневых напряжений, аппроксимирующих синусоидальное. – Практическая силовая электроника, № 1 (65), 2017, С. 19–24.
10. Т. В. Анисимова, В. В. Крючков. Расчет параметров выходного фильтра инверторов с синусоидальным выходным напряжением. – Практическая силовая электроника, № 3(47), 2012, С. 6–10.

Волков Вадим Иосифович, к. т. н., доцент кафедры “Вычислительные машины, системы и сети” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-43-82, e-mail: lasdov@gmail.com;

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

С. В. Дроздецкий, И. А. Кругликов, А. О. Ширяев, И. В. Якименко

БЕЗМОСТОВОЙ КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ ЭНЕРГОСИСТЕМ

S. V. Drozdetskiy, I. A. Kruglikov,
A. O. Shiryaev, I. V. Yakimenko

В статье предложена новая структура преобразователя, позволяющая совместить в одном силовом контуре коррекцию коэффициента мощности, защиту от перегрузки по току, возможность работы при входном напряжении, как выше, так и ниже выходного. Доказана возможность работы безмостового ККМ в режиме самокоррекции коэффициента мощности без использования токового контура в системе управления. Рассмотрены соотношения для определения границы РНТ/РПТ, приводится регулировочная характеристика для разных режимов. Результаты подтверждены моделированием в Matlab.

Ключевые слова: безмостовой корректор коэффициента мощности, режим прерывистого тока, регулировочная характеристика, самокоррекция коэффициента мощности.

A bridgeless power factor corrector for standalone power systems

This paper proposes a converter structure allowing combine power factor correction (PFC), overcurrent protection, and a capability to operate with input voltages either higher, or lower than the output voltage in a single power stage. The possibility of bridgeless PFC in power factor self-correction of mode operation without current loop implementation in current loop. The authors derived equations determining CCM/DCM boundaries and present regulation curves for various modes. The obtained results were confirmed by MATLAB simulation.

Key words: bridgeless power factor corrector, discontinuous conduction mode, control characteristic, power factor self-correction.

В последние годы интенсивно развиваются автономные энергосистемы с аккумуляторными батареями (ветрогенераторы, наземный электротранспорт, беспилотные летательные аппараты). Энергия в данных системах вырабатывается генераторами переменного тока ограниченной мощности, выпрямляется и распределяется по накопительным ячейкам. В качестве генераторов часто применяются синхронные генераторы с возбуждением от постоянных магнитов, напряжение на выходе которых меняется в широких пределах в зависимости от частоты вращения. При работе преобразователя на аккумуляторную батарею выходное напряжение также может меняться в широких пределах и быть как выше, так и ниже входного напряжения.

При работе преобразователя без корректора коэффициента мощности (ККМ) потребляемый ток имеет форму короткого импульса и имеет сложный гармонический состав. Это приводит к снижению коэффициента мощности и необходимости увеличения габаритной мощности генератора, сечений проводов, перегреву и ускоренному старению изоляции обмотки. Применение ККМ позволяет устранить вышеперечисленные эффекты, повысить коэффициент мощности и снизить амплитудное значение потребляемого тока. Актуальными проблемами также являются предотвращение броска пускового тока и токоограничение при перегрузке. Их решением является добавление в схему дополнительных компонентов, либо применение силового контура с последовательным ключом.

Широко известен последовательно-параллельный преобразователь, режимы работы которого изложены в [1]. При использовании данного силового контура совместно с мостовым выпрямителем

можно получить повышающе-понижающий ККМ с прерывистым входным током, изображенный на рис. 1. Преобразователь не имеет общей точки входного и выходного напряжения, поэтому входной помехоподавляющий фильтр будет иметь более сложную конфигурацию.

Возможна модификация силового контура, изображенного на рис. 1, с целью уменьшения количества элементов при сохранении всех свойств. На рис. 2 показан предложенный авторами безмостовой ККМ [2]. Преобразователь содержит на один диод меньше, имеет общую точку входного и выходного напряжений и более простой фильтр подавления помех. Наличие общей точки позволяет включать несколько преобразователей параллельно на общую нагрузку, например, при работе от трех- и многофазных генераторов. При этом импульсы управления от общего ШИМ-контроллера подаются на все транзисторы многоячейкового преобразователя одновременно.

На положительном и отрицательном полупериодах сетевого напряжения преобразователь имеет разные конфигурации. Для положительного полупериода корректор представляет собой последовательное соединение повышающего и понижающего регуляторов,

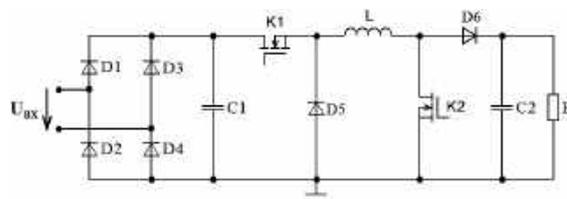


Рис. 1. Однофазный мостовой ККМ на основе последовательно-параллельного преобразователя

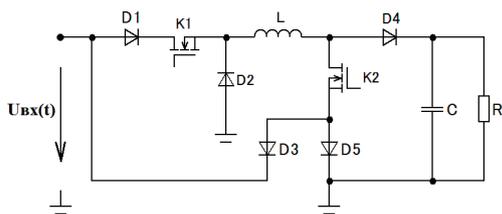


Рис. 2. Однофазный безмостовой ККМ

на отрицательном полупериоде устройство работает как инвертирующий регулятор.

Как показано в [3], наиболее подходящими с точки зрения самокоррекции коэффициента мощности DC-DC преобразователями являются инвертирующий и обратноходовой конвертеры. Силовой контур, изображенный на рис. 2, при работе в режиме прерывистого тока (РПТ) также обладает отличной возможностью самокоррекции, следовательно, система управления не должна содержать контур обратной связи для формирования близкого к синусоидальному входного тока. В режиме непрерывных токов система управления получается более сложной, но эффективность использования ключевых приборов становится выше вследствие протекания токов, близких к прямоугольным, а не треугольным, как в РПТ.

Недостатками предложенного преобразователя являются большие пульсации входного тока, невысокая эффективность использования транзисторов из-за треугольной формы токов, пониженный КПД вследствие двух последовательно включенных транзисторов и необходимость использования двух “плавающих драйверов”.

Для вывода регулировочной характеристики и определения границы РНТ/РПТ необходимо рассмотреть работу преобразователя в стационарном режиме. При составлении схем замещения были приняты следующие допущения:

- преобразователь работает в РПТ;
- частота входного напряжения на несколько порядков меньше частоты коммутации, входное напряжение на периоде коммутации меняется незначительно;
- внешнее возмущение в виде переменного тока нагрузки отсутствует;
- вентильные приборы, конденсатор и индуктивность являются идеальными;
- управляющие сигналы подаются на транзисторы одновременно;
- анализ проводится для положительного полупериода входного напряжения.

Работа преобразователя в РПТ происходит на трех интервалах: импульса, паузы и отсечки. Эквивалентная схема безмостового ККМ на интервале импульса приведена на рис. 3.

Поведение схемы на рис. 3 описывается системой уравнений, составленной в соответствии с первым и вторым законами Кирхгофа:

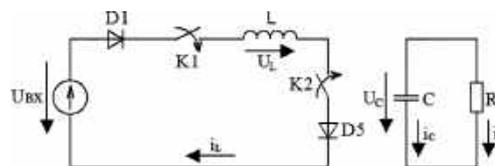


Рис. 3. Эквивалентная схема ККМ на интервале импульса

$$\begin{cases} U_{BX} = U_L \\ i_C = -i_H \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{U_{BX}}{L} \\ \frac{dU_C}{dt} = -\frac{U_C}{C \cdot R} \end{cases} \quad (1)$$

Аналогичным образом составляются уравнения для эквивалентных схем на рис. 4. Пусть относительные длительности интервалов импульса и паузы равны D_1 и D_2 соответственно. Тогда усредненная за период коммутации система дифференциальных уравнений, сводящая исходную импульсную систему к непрерывной, в матричной форме имеет вид:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dU_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D_2}{L} \\ \frac{D_2}{C} & -\frac{1}{C \cdot R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ U_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U_{BX} \quad (2)$$

Система уравнений (2) в скалярной форме имеет вид:

$$\begin{cases} L \cdot \frac{di_L}{dt} = -D_2 \cdot U_C + D_1 \cdot U_{BX}; \\ C \cdot \frac{dU_C}{dt} = D_2 \cdot i_L - \frac{1}{R} \cdot U_C. \end{cases} \quad (3)$$

В стационарном режиме средняя производная тока дросселя за период коммутации равна нулю:

$$-D_2 U_C + D_1 U_{BX} = 0 \Rightarrow U_{ВЫХ} = U_{BX} D_1 / D_2 \quad (4)$$

Ток диода D4 в любой момент времени можно выразить в следующем виде:

$$i_{D4}(t) = i_C(t) + U_C(t) / R.$$

В соответствии с балансом заряда конденсатора средний за период коммутации ток конденсатора равен 0:

$$I_{C_cp} = 0 \Rightarrow I_{D4_cp} = U_C / R. \quad (6)$$

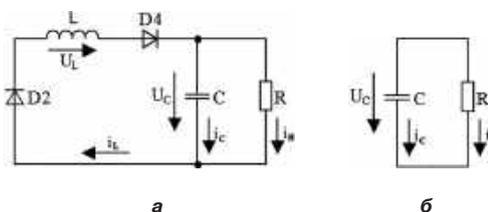


Рис. 4. Эквивалентные схемы ККМ на интервале паузы (а) и интервале отсечки (б)

Средний за период коммутации ток диода D4 можно выразить в следующем виде:

$$I_{D4_cp} = \frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} i_{D4}(t) dt \Rightarrow I_{D4_cp} = \frac{1}{2} \cdot I_{D4_MAX} \cdot D_2. \quad (7)$$

Максимальное значение тока диода D4 за период коммутации можно получить из рассмотрения интервала t_{II} и рис. 5:

$$I_{D4_MAX} = I_{L_max} = \frac{U_{BX}}{L} \cdot D_1 \cdot T. \quad (8)$$

Средний за период коммутации ток диода D4:

$$I_{D4_CP} = \frac{1}{2} \cdot I_{D4_MAX} \cdot D_2 = \frac{U_{BX}}{2L} \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot T. \quad (9)$$

Приравнявая (6) и (9), можно получить:

$$\frac{U_{ВЫХ}}{R} = \frac{U_{BX}}{2L} \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot T. \quad (10)$$

Выражения (4) и (10) образуют систему уравнений:

$$\begin{cases} U_{ВЫХ} = \frac{U_{BX}}{2L} \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot T \cdot R \\ D_2 = \frac{D_1}{U_{ВЫХ}} \cdot U_{BX} \end{cases} \Rightarrow \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} = \frac{D_1}{\sqrt{K}}, \quad (11)$$

где $K = 2L/(RT)$.

Регулировочная характеристика в РПТ на положительном и отрицательном полупериодах сети имеет вид:

$$\begin{cases} \left| \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} \right| = \frac{D_1}{\sqrt{K}}; \\ D_2 = \sqrt{K}. \end{cases} \quad (12)$$

Можно показать, что регулировочная характеристика в РНТ на положительном и отрицательном полупериодах сети примет вид:

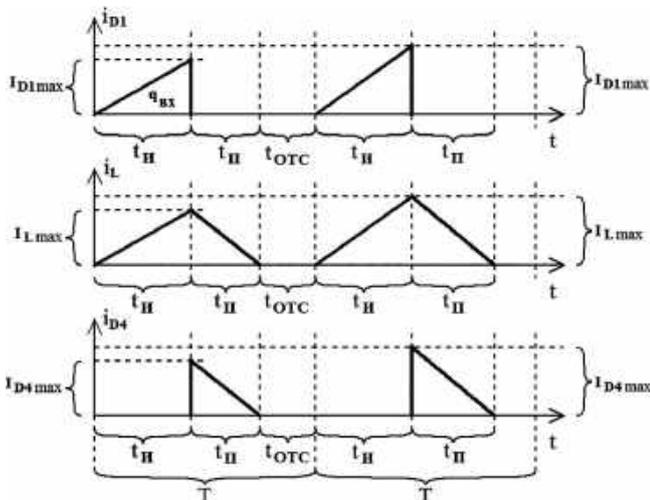


Рис. 5. Токи диода D1, дросселя L и диода D4 в РПТ на положительном полупериоде входного напряжения

$$\left| \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} \right| = \frac{D_1}{1-D_1}. \quad (13)$$

Для определения границы РНТ/РПТ целесообразно рассмотреть работу преобразователя в РНТ (рис. 6).

В РНТ амплитуда пульсаций тока в дросселе меньше среднего значения тока дросселя за период коммутации:

$$\Delta I_L < I_{L_cp}. \quad (14)$$

Амплитуда пульсаций тока в дросселе находится из рассмотрения интервала t_{II} и рис. 6:

$$\Delta I_L = \frac{U_{BX} \cdot D_1 \cdot T}{2 \cdot L}. \quad (15)$$

Из баланса ампер-секундных площадей C-фильтра следует:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} i_C(t) dt &= -\frac{U_{ВЫХ}}{R} \cdot D_1 + (I_{L_cp} - \frac{U_{ВЫХ}}{R}) \cdot \\ \cdot (1-D_1) &= 0 \Rightarrow I_{L_cp} = \frac{U_{ВЫХ}}{R} \cdot \frac{1}{1-D_1}. \end{aligned} \quad (16)$$

Как видно из выражений (15) и (16), среднее значение тока дросселя зависит от нагрузки, но амплитуда пульсаций тока дросселя не зависит от нагрузки.

Для работы преобразователя в РНТ необходимо выполнение условия:

$$\frac{U_{ВЫХ}}{R} \cdot \frac{1}{1-D_1} > \frac{U_{BX} \cdot D_1 \cdot T}{2 \cdot L}. \quad (17)$$

Выражение (17) с учетом (13) примет вид:

$$L_{РНТ} > \frac{T \cdot R_{макс}}{2} \cdot (1-D_1)^2. \quad (18)$$

Границу РНТ/РПТ удобнее определить через функцию $K(D_1)$:

$$K(D_1) = (1-D_1)^2. \quad (19)$$

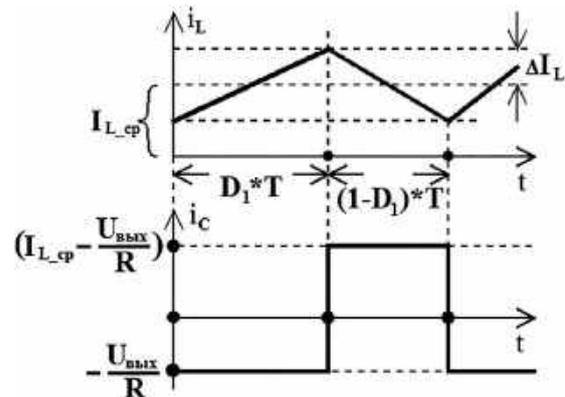


Рис. 6. Токи дросселя L и фильтра C в РНТ

Граничное значение K для РНТ/РПТ:

$$K_{гр} = \frac{2L_{гр}}{R_{гр}T} = (1 - D_1)^2. \quad (20)$$

Функция $K(D_1)$ убывает на всей области определения (0, 1). График зависимости $K(D_1)$ приведен на рис. 7.

Регулировочная характеристика для РНТ и РПТ имеет вид:

$$\begin{cases} \left| \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \right| = \frac{D_1}{\sqrt{K}}, K < K_{гр} \text{ (РПТ)}; \\ \left| \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \right| = \frac{D_1}{1 - D_1}, K > K_{гр} \text{ (РНТ)}. \end{cases} \quad (21)$$

Регулировочные характеристики преобразователя для РНТ и РПТ приведены на рис. 8. При построении графика учитывались максимальные значения K и D_1 для РПТ в соответствии с рис. 7.

Прямые линии на графике регулировочной характеристики соответствуют работе преобразователя в РПТ с различными значениями K , кривая линия соответствует режиму непрерывных токов. Регулировочная характеристика совпадает по модулю с характеристикой инвертирующего регулятора.

Максимальное значение входного тока преобразователя:

$$I_{ВХ\max} = I_{L\max} = \frac{U_{ВХ}}{L} \cdot D_1 \cdot T. \quad (22)$$

Средний за период коммутации входной ток преобразователя, учитывая (8) и рис. 5:

$$I_{ВХ} = \frac{1}{2} \cdot D_1 \cdot I_{ВХ\max} = \frac{U_{ВХ} \cdot D_1^2 \cdot T}{2 \cdot L}. \quad (23)$$

Входная вольт-амперная характеристика преобразователя показана на рис. 9. Для построения графика был задан следующий стационарный режим: $U_{ВХ\text{д}} = 65 \text{ В}$; $U_{ВЫХ} = 50 \text{ В}$; $R_H = 5 \text{ Ом}$; $L = 4 \text{ мГн}$; $f = 100 \text{ кГц}$; $D_1 = 0,31$; $D_2 = 0,4$.

Эта характеристика представляет собой прямую линию, которая проходит через начало координат. Это означает, что ККМ будет потреблять синусоидальный ток. Временные диаграммы тока и напряжения на входе преобразователя, работающего в стационарном режиме (24), показаны на рис. 10. Входной ток построен графически по выражению (23). Осциллограмма усредненного на периодах коммутации входного тока не содержит информации о пульсациях.

Правильность расчета стационарного режима и выбора индуктивности для работы в РПТ по приведенным выше формулам была проверена в *Matlab/Simulink* (рис. 10). В качестве помехоподавляющего фильтра на входе установлен фильтр нижних частот Баттерворта 4 порядка с частотой среза 50 кГц и фа-

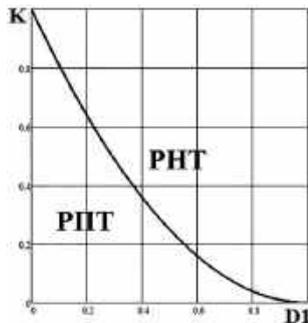


Рис. 7. Зависимость $K(D_1)$

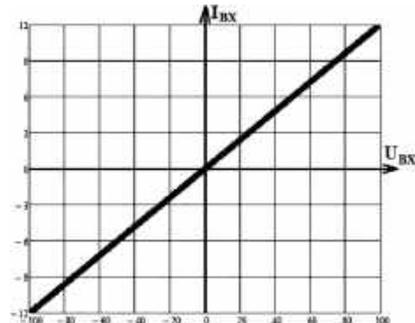


Рис. 9. Входная ВАХ безмостового ККМ

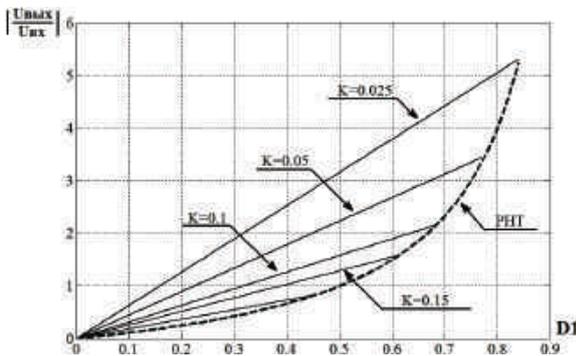


Рис. 8. Регулировочные характеристики безмостового ККМ в РНТ и РПТ

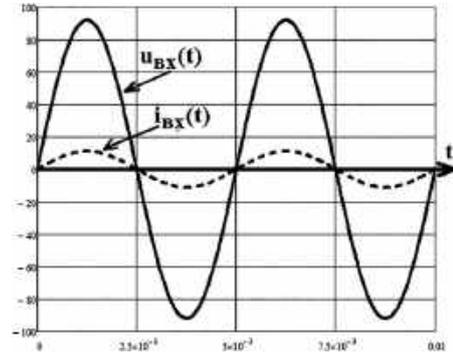
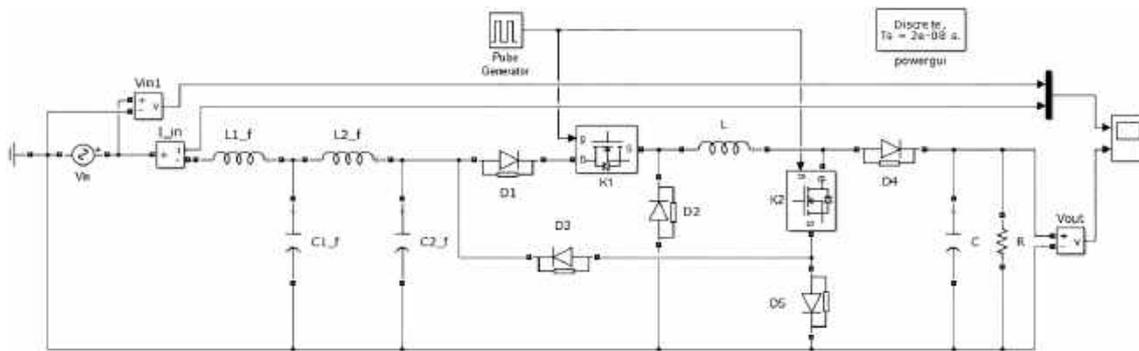
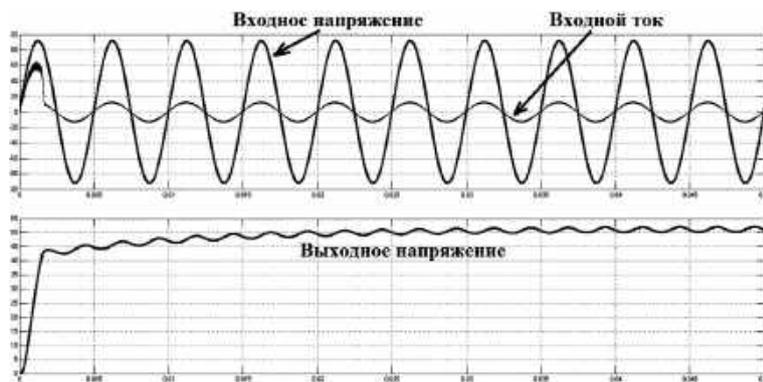
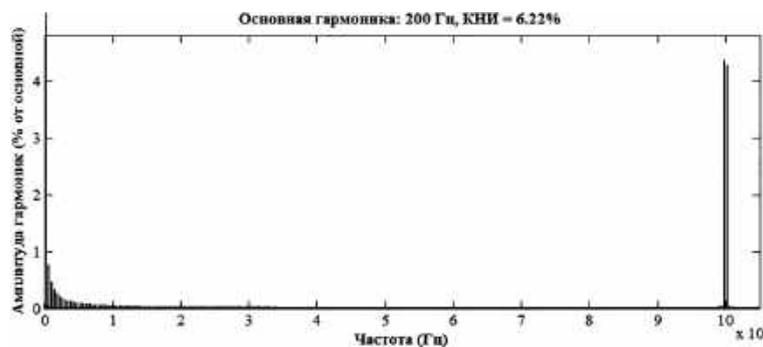


Рис. 10. Временные диаграммы входного напряжения и усредненного на периоде коммутации входного тока преобразователя

Рис. 11 Схема для проверки стационарного режима в *Matlab/Simulink*Рис. 12. Выходное напряжение и входной ток безмостового ККМ при заданном D_1 в *Matlab*Рис. 13. Спектр входного тока в *Matlab*

зовой задержкой 15° на частоте входного напряжения 200 Гц [4].

Графики на рис. 11 и 12 совпадают, следовательно, формулы для стационарного режима верны. Гармонический состав входного тока приведен на рис. 13, коэффициент гармонических искажений равен 6,22%.

Выводы

1. Преобразователь при работе в РПТ имеет линейную регулировочную характеристику и обладает

возможностью самокоррекции коэффициента мощности. Благодаря этому исключается токовый контур в системе управления.

2. Использование помехоподавляющего фильтра позволяет получить близкий к синусоидальному входной ток. Оптимальная настройка фильтра является компромиссом между качеством фильтрации, фазовым сдвигом и массогабаритными параметрами.

3. Напряжение на выходе однофазного ККМ имеет неустраняемые пульсации, т.к. потребляемая мощность

изменяется по синусоидальному закону с двойной частотой. Следовательно, система управления не может иметь высокий коэффициент стабилизации выходного напряжения.

4. Построение усредненных моделей преобразователя для РНТ и РПТ, их линеаризация, поведение замкнутого обратного звена ККМ представляют интерес для дальнейших исследований.

Литература

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. — М.: Техносфера, 2005. — 632 с.

2. Дроздецкий С. В., Кругликов И. А., Ширяев А. О., Якименко И. В. Однофазный безмостовой корректор коэффициента мощности. — Патент RU 2541910 С1. МПК G05F 1/70, заявка 2013159128/08, заявл. 30.12.2013, опубл. 20.02.2015 Бюл. № 5.

3. Аверин С. В., Малышев М. А. Сравнение основных структур преобразователей постоянного напряжения для коррекции коэффициента мощности. — Практическая силовая электроника С 2009 — №4 (36) — С. 31–36.

4. Levron Y., Kim H., Erickson W. Design of EMI filters having low harmonic distortion in high-power-factor converters

//IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, № 29 (7), pp. 3403–3413.

5. Chen J., Maksimovic D., Erickson R. Analysis and design of a low-stress buck-boost converter in universal-input PFC applications. — IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, № 21 (2), pp. 320–329.

Дроздецкий Сергей Владимирович, аспирант кафедры “Электроника и микропроцессорная техника” филиала МЭИ в г. Смоленске, тел.: +7(4812)66-62-97, e-mail: thrush007@yandex.ru;

Кругликов Илья Алексеевич, аспирант кафедры “Электроника и микропроцессорная техника” филиала МЭИ в г. Смоленске;

Ширяев Александр Олегович, к. т. н., доцент кафедры “Электроника и микропроцессорная техника” филиала МЭИ в г. Смоленске;

Якименко Игорь Владимирович, д. т. н., доцент, заведующий кафедрой “Электроника и микропроцессорная техника” филиала МЭИ в г. Смоленске.

Егоров А. П., Огурцова С. Г.

КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ СО ВСТРОЕННЫМ ВЫХОДНЫМ ПРЯМОХОДОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПРИ НУЛЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Egorov A. P.,
Ogurtsova S. G.

В статье рассмотрен предварительный повышающий преобразователь с коррекцией коэффициента мощности (ККМ), работающий в режиме мягкого переключения. Выходной каскад преобразователя представляет собой интегрированный двухключевой прямоходовый преобразователь постоянного напряжения, работающий в режиме переключения при нуле напряжения (ПНН). В рассмотренной структуре для обоих каскадов использован один трансформатор, обеспечивающий как гальваническую развязку от источника питания, так и мягкое переключение всех силовых полупроводниковых ключей схемы, включая управляемую скорость нарастания di/dt во время отключения силового ключа повышающего регулятора.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности (ККМ), повышающий преобразователь постоянного напряжения, прямоходовый преобразователь, мягкое переключение, переключение при нуле напряжения (ПНН).

Power factor corrector with integrated forward converter
in zero-voltage switching mode

The paper considers boost pre-regulator with power factor correction (PFC) operating in soft-switching mode. Its output stage represents an integrated DC-DC forward converter operating in zero voltage switching (ZVS) mode. The structure under consideration uses only one transformer, which provides both decoupling from the power source, and soft switching of all power semiconductor devices, including controlled steepness of di/dt of the boost regulator's power switch during turnoff.

Key words: power factor corrector (PFC), boost DC-DC converter, forward DC-DC converter, soft switching, zero voltage switching (ZVS).

Сочетание повышающего преобразователя с коррекцией коэффициента мощности (ККМ) и двухтранзисторного прямоходового преобразователя в качестве второго каскада представляет собой одну из популярных структур автономных источников питания для компьютерных серверов, либо высокопроизводительных настольных компьютеров. Предварительный повышающий преобразователь необходим для улучшения спектрального состава потребляемого от сети тока и обеспечения соответствия мировым стандартам, ограничивающим спектральный состав тока, потребляемый от сети автономными преобразователями. Двухтранзисторный прямоходовый преобразователь обеспечивает гальваническую развязку между входом и выходом преобразователя, а также регулирование (стабилизацию) выходного напряжения.

При разработке предварительного преобразователя с ККМ в диапазоне средних и больших мощностей предпочтение отдается структуре повышающего преобразователя, работающего в режиме непрерывных токов (РНТ). Работы [1–5] посвящены улучшению характеристик мощных повышающих преобразователей, работающих в РНТ [1–5] и снижению влияния характеристик обратного восстановления повышающего диода на КПД и электромагнитную совместимость [6].

В статье рассмотрен преобразователь, в котором объединены предварительный повышающий преобразователь, работающий в РНТ и двухтранзисторный

прямоходовый преобразователь постоянного напряжения. Интеграция двух каскадов преобразования осуществляется за счет электромагнитного компонента, используемого обоими каскадами. Такой подход позволяет не только уменьшить число магнитных компонентов, но и полностью обеспечить его мягкое переключение. Таким образом, в интегрированном преобразователе в режиме мягкого переключения работает не только силовой ключ повышающего преобразователя, но и оба силовых ключа прямоходового преобразователя.

Повышающий преобразователь ККМ с интегрированным двухтранзисторным прямоходовым преобразователем

Структура силовой части повышающего преобразователя ККМ с интегрированным двухключевым прямоходовым преобразователем показана на рис. 1.

Схема повышающего преобразователя включает в себя входной источник напряжения $U_{вх}$, повышающий дроссель L_n , основной ключ S_n , повышающий диод VD_n , накопительный конденсатор C_n , а также схему активного ограничителя, образованную ключом $S_{огр}$, обмоткой w_1 трансформатора TV , ограничительным дросселем $L_{огр}$ и блокирующим диодом VD_6 .

Двухтранзисторный прямоходовый преобразователь состоит из силовых ключей S_1 и S_2 , со встречно-параллельными диодами VD_1 и VD_2 , развязывающего

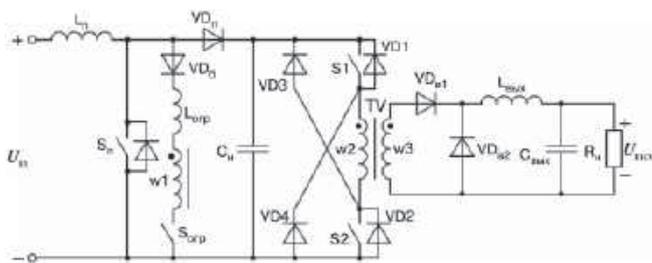


Рис. 1. Преобразователь постоянного напряжения с мягким переключением, состоящий из повышающего и двухтранзисторного прямоходового преобразователей

трансформатора TV, диодов ограничительных диодов VD3 и VD4, дросселя и конденсатора выходного фильтра L_{ϕ} и C_{ϕ} .

Для анализа работы схемы на рис. 2 показана упрощенная схема силовой части преобразователя (рис. 1). На упрощенной схеме накопительный конденсатор C_{Π} заменен источником напряжения U_{Π} в предположении, что величина емкости C_{Π} достаточно велика, и пульсации напряжения на конденсаторе малы, по сравнению с величиной постоянного напряжения на нем. Кроме того, повышающий дроссель и дроссель выходного фильтра заменены источниками тока $I_{\text{вх}}$ и $I_{\text{вых}}$ в предположении, что индуктивности этих дросселей достаточно велики, чтобы ток через них существенно не изменяется в течение одного периода переключений.

При анализе индуктивностью рассеяния трансформатора пренебрегаем, поскольку она не оказывает существенного влияния на работу схемы. Кроме того, вследствие того, что индуктивность рассеяния трансформатора включена последовательно с обмоткой w1 с дросселем $L_{\text{орп}}$, они им полностью поглощаются. В результате, в схеме рис. 2 трансформатор TV представляет собой индуктивность намагничивания $L_{\text{м}}$ и идеальный трехобмоточный трансформатор. Наконец, полагаем, что сопротивление всех силовых ключей в замкнутом состоянии равно нулю. Однако паразитные выходные емкости силовых ключей, а также емкость перехода и заряд обратного восстановления повышающего диода VD_п при анализе учитываются.

Для анализа работы схемы преобразователя один период переключений $T_{\text{пер}}$ разбит на десять интервалов. Эквивалентные схемы для каждого интервала работы схемы рис. 1 показаны на рис. 3, а временные

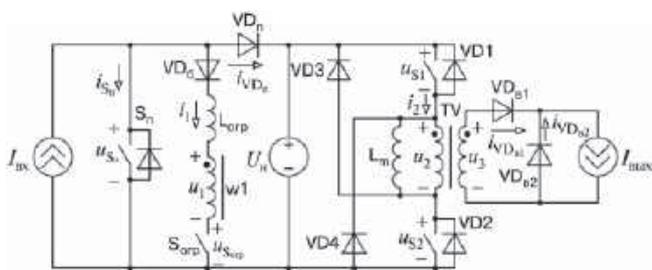


Рис. 2. Упрощенная схема преобразователя с указанием направлений токов и полярностей напряжений

диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 4. Направления токов и полярности напряжений показаны на рис. 2.

Из временных диаграмм (рис. 4) видно, что замыкание основного повышающего ключа Sp и ключей прямоходового преобразователя S1 и S2 синхронизировано, а дополнительный ключ S_{орп} замыкается раньше, чем ключи S_п, S1 и S2. Кроме того, дополнительный ключ S_{орп} размыкается до того, как размыкаются ключи S_п, S1 и S2, т. е. схема работает с перекрытием сигналов, управляющих ключом активного ограничителя и ключей преобразователя.

Перед замыканием ключа S_{орп} в момент времени $t = t_0$ все остальные ключи разомкнуты. В результате, весь входной ток ($I_{\text{вх}}$) протекает через повышающий диод VD_п в накопительный конденсатор C_п повышающего каскада. При этом, выходной ток ($I_{\text{вых}}$) протекает через выпрямительный диод VD4 двухтранзисторного прямоходового каскада (рис. 3к). Поскольку в этот промежуток времени проводит диод VD4, напряжение u_{w3} и наведенное в обмотке w1 трансформатора TV напряжение u_{w1} равны нулю, т. е. $u_1 = u_3 \cdot w_1/w_3$, где w_1 и w_3 – число витков обмоток w1 и w3 соответственно. В момент времени $t = t_0$ замыкается ключ S_{орп}, и напряжение накопительного конденсатора C_п прикладывается дросселю ограничителя L_{орп}. Ток i_1 начинает линейно нарастать (рис. 4). Скорость нарастания тока i_1 определяется как

$$\frac{di_1}{dt} = u_{\Pi} / L_{\text{орп}}, \tag{1}$$

где $L_{\text{орп}}$ – индуктивность ограничительного дросселя L_{орп}.

Как только по обмотке w1 трансформатора TV начинает протекать ток i_1 , начинает нарастать ток в обмотке w3, т. е. ток диода VD3 $i_{\text{VD3}} = (w_1/w_3)i_1$ (рис. 3а и 4). Поскольку выходной ток $I_{\text{вых}}$ равен сумме токов через диоды VD3 и VD4, то по мере нарастания тока через диод VD3 ток через диод VD4 спадает до нуля. Когда в момент времени $t = t_1$ ток через диод VD4 (i_{VD4}) становится равным нулю, диод VD4 запирается (рис. 4). Поскольку после запирающего диода VD4 ток через обмотку w3 и диод VD1 равен выходному току ($i_{\text{вых}}$), возрастающий ток через обмотку w1 вызывает протекание тока через обмотку w2 (i_{w2}). Этим током разряжаются выходные емкости ключей S1 и S2 прямоходового преобразователя (рис. 3б и 4). В это же время начинает нарастать напряжение на обмотке w2 (u_{w2}) трансформатора TV. После того, как выходные емкости ключей S1 и S2 будут полностью разряжены, токи через ключи будут протекать через встречно-параллельные диоды VDS1 и VDS2 ключей S1 и S2 (рис. 3в и 4). Для обеспечения режима ПНН ключей S1 и S2 они должны замыкаться в то время, когда проводят диоды VDS1 и VDS2. Для упрощения схемы управления замыкание ключей S1 и S2 должно быть синхронизировано с замыканием ключа Sp повышающего каскада. Когда проводят встречно-параллельные диоды VDS1 и VDS2, напряжение u_2 обмотки w2 транс-

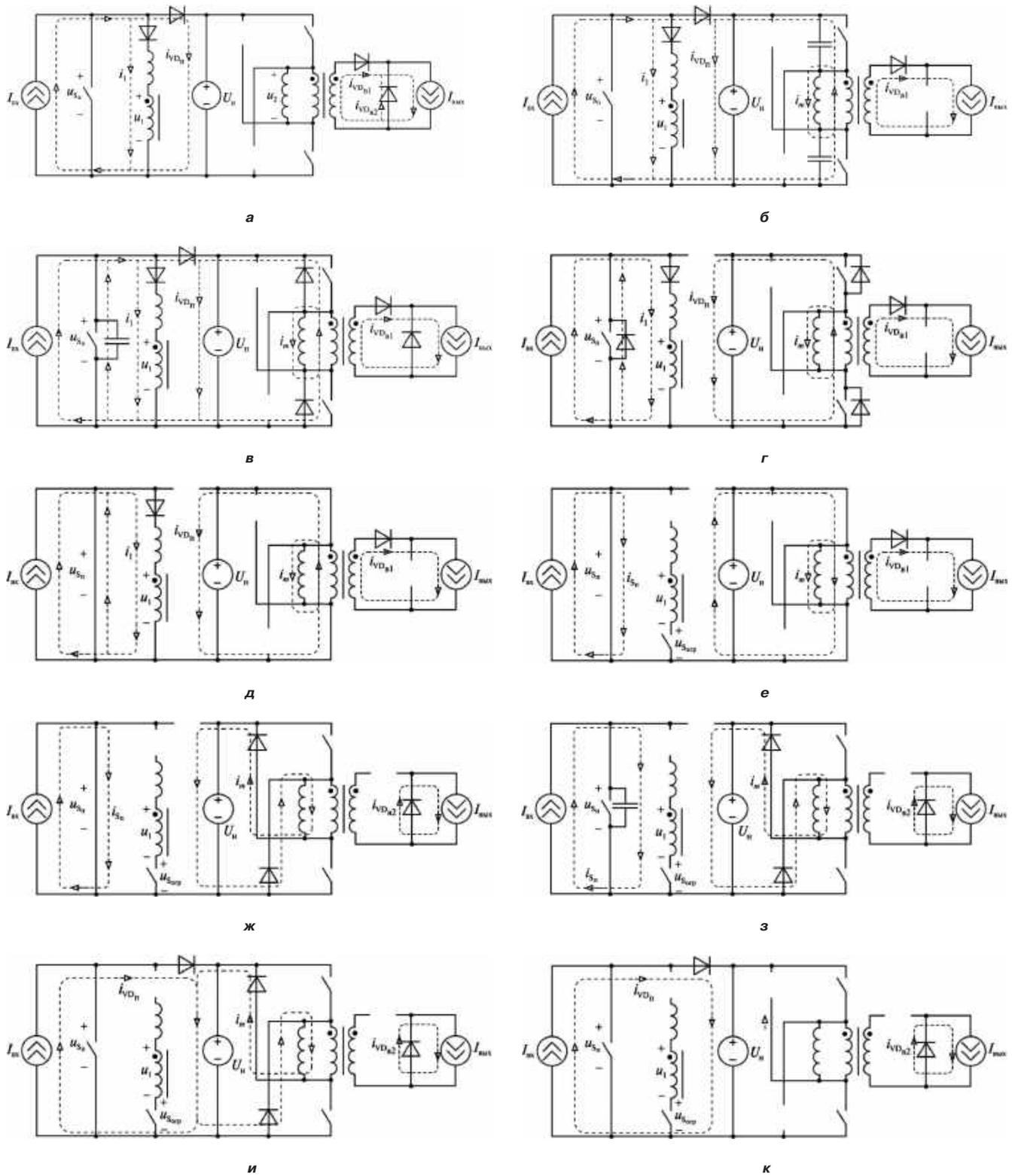


Рис. 3. Эквивалентные схемы преобразователя на одном периоде переключений:
 а - (t_0-t_1); б - (t_1-t_2); в - (t_2-t_3); г - (t_3-t_4); д - (t_4-t_5); е - (t_5-t_6); ж - (t_6-t_7); з - (t_7-t_8); и - (t_8-t_{10})

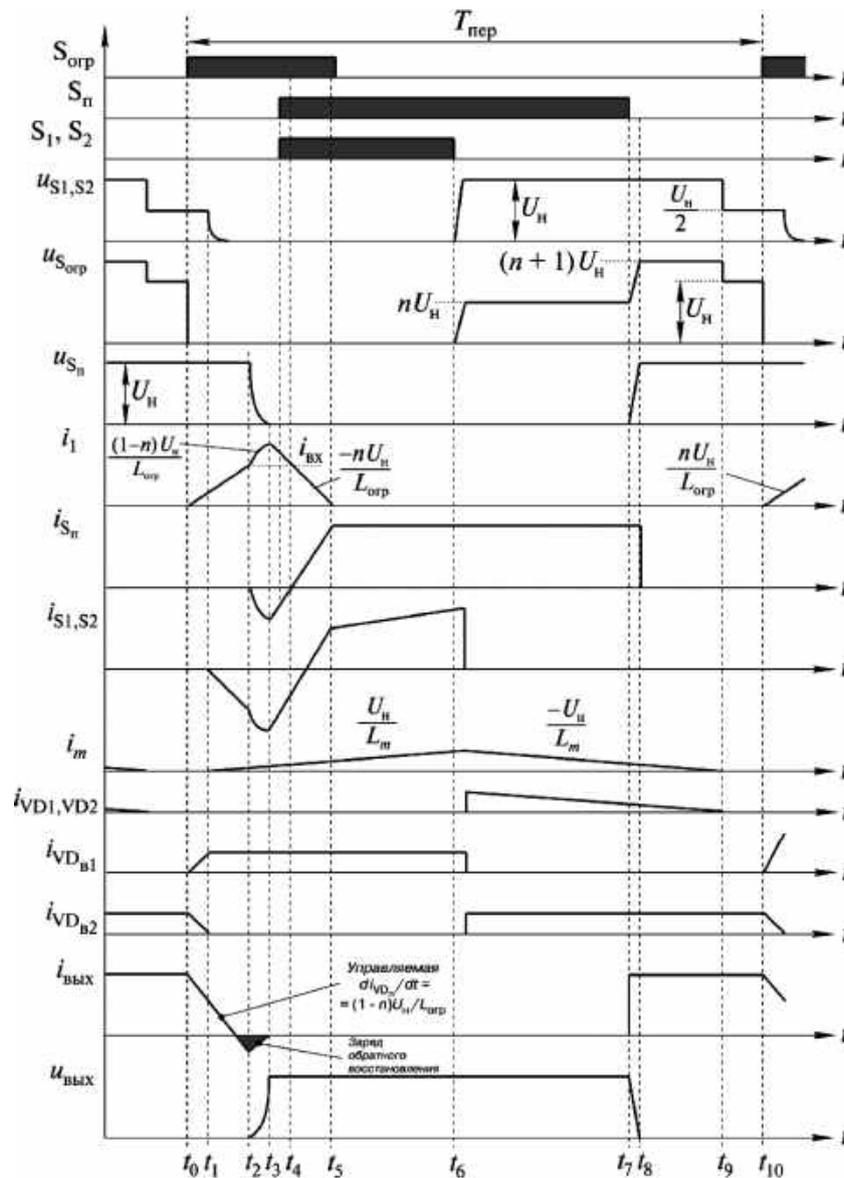


Рис. 4. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы рис. 1

форматора TV равно напряжению u_n , и наведенное в обмотке w_1 напряжение равно

$$U_1 = \frac{u_n \cdot w_1}{w_2} = n \cdot u_n. \quad (2)$$

Поскольку U_1 постоянно, напряжение, приложенное к дросселю $L_{орп}$, также постоянно, и ток i_1 линейно нарастает со скоростью

$$\frac{di_1}{dt} = (u_n - U_1) / L_{орп} = u_n (1 - n) / L_{орп}. \quad (3)$$

Одновременно ток через индуктивность намагничивания и нарастает со скоростью

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{u_n}{L_m}. \quad (4)$$

По мере линейного нарастания тока i_1 с той же скоростью линейно спадает ток через повышающий

диод (i_{VDn}), так как сумма i_1 и i_{VDn} равна постоянной величине входного тока, т. е. $I_{вх} = i_1 + i_{VDn}$. Таким образом, скоростью запирающего повышающего диода в схеме, определяемой как

$$\frac{di_{VDn}}{dt} = -\frac{(1-n)u_n}{L_{орп}} \quad (5)$$

можно управлять за счет правильного выбора индуктивности ограничительного дросселя и коэффициента трансформации трансформатора TV. При наличии диодов с малым временем обратного восстановления типовое значение этой скорости должно поддерживаться на уровне 100 А/мкс. При выбранной скорости запирающего диода обратного восстановления, а также относящиеся к этому процессу потери мощности и проблемы возникновения электромагнитных помех минимизируются.

В момент времени $t = t_2$ током i_1 начинает разряжаться выходная емкость повышающего ключа $S_{пн}$, и заряжаться емкость перехода повышающего диода $VD_{пн}$ (рис. 3). Если коэффициент трансформации трансформатора TV выбран таким, что $n < 0,5$, энергии, накопленной в дросселе $L_{орп}$, достаточно для полного разряда выходной емкости повышающего ключа $S_{пн}$, независимо от величины нагрузки и напряжения сети. Как только емкость полностью разрядится в момент времени $t = t_3$, ток ключа продолжает протекать через встречно-параллельный диод ключа $S_{пн}$ (рис. 3г и 4). На этом интервале напряжение u_1 приложено к дросселю схемы ограничителя $L_{орп}$ в обратном направлении. Таким образом, ток i_1 начинает линейно спадать со скоростью

$$\frac{di_1}{dt} = -nU_{пн} / L_{орп}, \quad (6)$$

как показано на рис. 4. Ток через дополнительный ключ $S_{орп}$ также начинает уменьшаться, а ток $i_{сн}$ повышающего ключа начинает возрастать от максимального отрицательного значения (рис. 4). Для обеспечения режима ПНН повышающего ключа $S_{пн}$ необходимо замкнуть его до того, как ток через него станет положительным в момент времени $t = t_4$, т. е. в промежутке времени, когда ток $i_{сн}$ протекает через встречно-параллельный диод (рис. 4).

Ток i_1 продолжает уменьшаться, до тех пор, пока в момент времени $t = t_5$ он не станет равным нулю (рис. 4). Сразу после этого для обеспечения режима переключения при нуле тока (ПНТ) размыкается дополнительный ключ $S_{орп}$. После размыкания ключа $S_{орп}$ весь входной ток $i_{вх}$ протекает через повышающий ключ $S_{пн}$. В результате входной повышающий каскад полностью отсоединяется от двухключевого прямоходового преобразовательного каскада (рис. 3е). В оставшуюся часть периода переключений двухтранзисторный прямоходовой преобразователь работает традиционным для таких преобразователей образом.

После размыкания ключей прямоходового преобразователя $S1$ и $S2$ в момент времени $t = t_6$ выходные емкости этих ключей начинают заряжаться током намагничивания трансформатора i_m . После того как напряжения $u_{с1}$ и $u_{с2}$ достигнут величины $U_{пн}$, ток намагничивания начинает протекать через ограничительные диоды $VD3$ и $VD4$ (рис. 3ж). Одновременно начинается размагничивание трансформатора напряжением $U_{пн}$, приложенным параллельно обмотке $w2$. Во время размагничивания трансформатора напряжение на ключах прямоходового преобразователя равно $U_{вых}$, а напряжение на ключе $S_{орп}$ равно $nU_{пн}$, вследствие магнитной связи между обмотками $w1$ и $w2$ (рис. 4).

После размыкания повышающего ключа $S_{пн}$ в момент времени $t = t_7$ напряжение на нем начинает линейно нарастать, поскольку выходная емкость ключа заряжается входным током $i_{вх}$ (рис. 3з). Нарастание напряжения на $S_{пн}$ вызывает повышение напряжения на ключе $S_{орп}$ ($u_{с_орп}$). Когда в момент времени $t = t_8$ напря-

жение на повышающем ключе достигнет величины $U_{пн}$, начинает проводить диод $VD_{пн}$ (рис. 3и). Одновременно напряжение на ограничительном ключе $u_{с_орп}$ достигает максимальной величины $(1+n)U_{пн}$. Схема находится в состоянии, соответствующем рис. 3и, до тех пор, пока в момент времени $t = t_9$ ток намагничивания не спадет до нуля. Следующий период переключений начинается в момент времени $t = t_{10}$.

Основное достоинство схемы (рис. 1) заключается в мягком переключении всех полупроводниковых приборов. В частности, повышающий ключ ($S_{пн}$) и ключи прямоходового преобразователя $S1$ и $S2$ замыкаются при нуле напряжения, а дополнительный ключ $S_{орп}$ отключается при нуле тока. Кроме того, повышающий диод $VD_{пн}$ отключается при управляемой скорости спада тока через него. Поскольку все полупроводниковые приборы рассматриваемого преобразователя работают в режиме мягкого переключения, существенно снижаются потери на переключение, что приводит к повышению КПД всего устройства. Помимо этого, преимущество режима мягкого переключения состоит в снижении уровня электромагнитных помех, т. е. уменьшении габаритов входного фильтра [6].

Однако следует отметить, что полностью режим ПНН ключей $S1$ и $S2$ может быть достигнут только в том случае, когда входной ток $i_{вх}$ достаточно велик, чтобы создать отрицательный ток через первичную обмотку $w2$ трансформатора и полностью разрядить выходные емкости ключей $S1$ и $S2$ (рис. 3б). Из рис. 3б видно, что для обеспечения отрицательного тока через обмотку $w2$ после момента времени $t = t_1$ необходимо, чтобы ток i_1 , приведенный к обмотке $w3$, превышал величину тока $I_{вых}$. Если это условие не выполняется, ключи $S1$ и $S2$ прямоходового преобразователя будут работать в неполном режиме ПНН. Обычно такой режим работы возникает при пересечении нуля напряжением сети на входе повышающего преобразователя. Поскольку входной ток пропорционален напряжению сети, величина $i_{вх}$ при пересечении напряжением сети нуля крайне мала. Однако за счет включения в схему дополнительного конденсатора, параллельного повышающему ключу, режим ПНН ключей $S1$ и $S2$ прямоходового преобразователя будет полностью обеспечен.

Благодаря режиму ПНН повышающего ключа $S_{пн}$ и ключей $S1$ и $S2$ наиболее целесообразно в схеме использовать МДП-транзисторы. Поскольку дополнительный ключ $S_{орп}$ работает в режиме ПНТ, для него наиболее подходит *IGB*-транзистор.

В рассматриваемой схеме величины перенапряжений на повышающем ключе и ключах прямоходового преобразователя и повышающем диоде такие же как для традиционных структур таких преобразователей. Однако перенапряжение на дополнительном ключе $S_{орп}$ равно

$$U_{с_орп\max} = (1+n)U_{пн}. \quad (7)$$

Схема управляется двумя независимыми синхронизированными контроллерами. В частности, один

контроллер используется для регулирования выходного напряжения первого повышающего каскада, т. е. напряжения U_n на конденсаторе C_n , а второй контроллер – для регулирования выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ двухтранзисторного прямоходового преобразователя.

Выводы

Рассмотрен корректор коэффициента мощности с интегрированным двухтранзисторным прямоходовым преобразователем в качестве выходного каскада. Применение одного магнитного компонента, используемого как повышающим преобразователем с функцией ККМ, так и прямоходовым преобразователем позволило обеспечить включение повышающего ключа S_1 и ключей прямоходового преобразователя S_1 и S_2 при нуле напряжения, а также отключение ключа дополнительного ключа $S_{\text{орп}}$ при нуле тока. При этом обеспечивается мягкое отключение повышающего диода за счет управления величиной di/dt . В результате, существенно снижены потери на переключение силовых ключей и потери на обратное восстановление диода, что позволило повысить КПД преобразователя.

Литература

1. *D. C. Martins, F. J. M. de Seixas, J. A. Brilhante, I. Barbi.* A Family of DC-to-DC PWM Converters Using A New Commutation Cell. – IEEE Power Electronics Specialists' Conf. (PESC) Rec., June 1993, pp. 524–540.
2. *G. Moschopoulos, P. Jain, G. Joos.* A Novel Zero-Voltage Switched PWM Boost Converter. – IEEE Power Electronics Specialists' Conf. (PESC) Rec., 1995, pp. 694–700.
3. *J.-H. Kim, D. Y. Lee, H. S. Choi, B. H. Cho.* High Performance Boost PFP (Power Factor Pre-regulator) With an Improved ZVT (Zero Voltage Transition) Converter. – IEEE Applied Power Electronics (APEC) Conf. Proc., 2001, pp. 337–342.
4. *F. T. Wakabayashi, M. J. Bonato, C. A. Canesin.* Novel High-Power Factor ZCS-PWM Preregulators. – IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 48, No 2, Apr. 2001, pp. 322–333.
5. *H. S. Choi, B. H. Cho.* Zero-Current-Switching (ZCS) Power Factor Pre-Regulator (PFP) With Reduced Conduction Losses. – IEEE Applied Power Electronics (APEC) Conf. Proc., 2002, pp. 962–967.
6. *H. Chung, S. Y. R. Hui, K. K. Tse.* Reduction of Power Converter EMI Emission Using Soft-Switching Technique. – IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 40, No 3, Aug. 1998, pp. 282–287.
7. *A. P. Patel.* Forward Converter Circuit Having Reduced Switching Losses. – US Patent 6,370,051B1, April 9, 2002.
8. *G. Huang, Y. Gu, Z. Liu, and A. J. Zhang.* Resonant Reset Dual Switch, Forward Dc-to-Dc Converter. – US Patent 6,469,915B2, October 22, 2002.

Егоров Алексей Петрович, аспирант кафедры микроэлектронных электросистем Московского авиационного института (государственного технического университета), тел.: +7(499) 158-45-59.

Огурцова Светлана Георгиевна, аспирант кафедры микроэлектронных электросистем Московского авиационного института (государственного технического университета), тел.: +7(499) 158-45-59.

В. Г. Щукин

О СПОСОБАХ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАГРУЗКИ МЕЖДУ ПАРАЛЛЕЛЬНО РАБОТАЮЩИМИ ИНВЕРТОРАМИ

V. G. Shchukin

On techniques of load sharing between inverters operating in parallel

Статья посвящена анализу способов распределения нагрузки в модульных системах бесперебойного питания, а также возможностям расширения функционала и повышения КПД за счет неравномерного распределения нагрузки, автоматического резервирования источников и реализации адаптивной к нагрузке системы.

Ключевые слова: параллельная работа инверторов, система бесперебойного питания, распределение нагрузки, групповая работа инверторов.

The paper is devoted to load sharing analysis in modular uninterruptible power systems, as well as the possibilities to enhance functionality and increase efficiency by non-uniform load sharing power supplies automatic backup and load adaptive system implementation.

Keywords: parallel operation of inverters, uninterruptible power supply, load sharing, group working of inverters.

Перспективным направлением развития систем бесперебойного питания (СБП) в настоящее время является повышение надежности и снижение стоимости системы за счет применения модульной архитектуры. Основной сложностью при построении таких СБП является обеспечение суммирования мощности унифицированных источников переменного тока. Одним из важных вопросов при этом является необходимость распределения нагрузки между параллельно работающими инверторами.

При суммировании мощности источников переменного тока неравномерное распределение нагрузки приводит к возникновению встречных токов между модулями, аналогично их несинхронной работе, а, следовательно, к потерям мощности. Данная проблема решается различными способами, которые сводятся к одному – стабилизации и выравниванию выходных характеристик источников. Достигается это следующим образом:

- подбором элементной базы источников и их систем управления (СУ);
- централизованным управлением или организацией связи между системами управления модулей для взаимной подстройки.

Причем выполнение второго пункта снижает требования к стабильности характеристик элементной базы. При централизованном управлении системой бесперебойного питания блок управления получает данные о выходном напряжении, фазе, частоте и токе каждого модуля в системе и на основе этих данных синхронизирует и регулирует выходные напряжения модулей. За счет этого равномерно выравнивается нагрузка между источниками. В случае отсутствия централизованного управления распределение нагрузки может происходить за счет выполнения первого пункта, т. е. точного подбора элементной базы источников и систем управления. Но учитывая разброс параметров элементной базы, идеально подобрать невозможно,

а, следовательно, не исключается возникновение встречных токов. Данный способ чаще применяют при организации параллельной работы источников с общей системой управления внутри одного устройства, например, сварочного инвертора. К системам питания, состоящим из отдельных устройств-источников, данный метод не применим.

Обычно под распределением нагрузки понимают равномерное распределение тока между всеми источниками в системе, но данный подход не всегда целесообразен, например, при питании малой нагрузки большим числом источников, кроме того, в данном случае единственная возможная структура резервирования – с нагруженным резервом, т. е. питание постоянно обеспечивается и от основных, и от резервных источников. В настоящее время развивается тенденция организации адаптивных к нагрузке систем питания [1], причем данный подход можно реализовать не только для систем питания повышенной частоты, но и для систем гарантированного питания общепромышленной частоты 50 Гц. Так, применительно к разрабатываемой системе, термин “распределение нагрузки” принимает совершенно другое значение нежели в существующих системах. Связано это с тем, что возникновение встречных токов в новой системе исключается оснащением всех источников переменного тока коммутирующими устройствами [2], а значит необходимость равномерного распределения нагрузки между источниками отсутствует, что позволяет отказаться от равномерного распределения мощности нагрузки по всем источникам. Отсутствие встречных токов в момент входа в работу и выхода из работы отдельных модулей совместно с отсутствием необходимости равномерного распределения токов позволяет использовать для питания нагрузки лишь необходимое количество параллельных источников, без необходимости включать в работу все имеющиеся в системе инверторы. При этом количество активных

модулей-источников зависит от мощности подключенной нагрузки, а увеличение числа активных источников при увеличении нагрузки, возникающие при этом встречные токи отсекаются коммутирующими устройствами, следовательно, СБП является автоматически перестраивающейся и адаптивной к нагрузке. Если сравнить данную систему с СБП с равномерным распределением нагрузки, будет видно, что при построении обоих число инверторов в системе определяется требуемой максимальной мощностью. Когда требуется наличие резерва — число модулей дополнительно увеличивается, но при этом в новой СБП в питании нагрузки в каждый момент времени участвует лишь необходимое число модулей, остальные же являются горячим резервом, а так как мощность на нагрузку передается через меньшее число преобразователей — снижаются потери мощности на полупроводниковых элементах, а, значит, возрастает КПД системы.

Реализация автоматической перестройки системы под нагрузку позволяет обеспечить резервирование по принципу $N + X$, где N — число основных модулей (для питания номинальной нагрузки), а X — число резервных. Уменьшения КПД при этом не происходит. При реализации адаптивности к нагрузке возникает необходимость организации автоматического распределения нагрузки по модулям, с автоматическим вводом в работу и выводом из работы нужного числа инверторов.

Для равномерного распределения нагрузки обычно формируют линейную падающую выходную характеристику инверторов, что способствует уравниванию выдаваемой ими мощности. В случае же с разрабатываемой системой стандартная наклонная выходная характеристика не позволяет использовать весь потенциал коммутирующих устройств, в связи с этим была применена нелинейная выходная характеристика, представленная на рис. 1.

Рассмотрим работу системы на различную нагрузку с применением данной выходной вольт-амперной характеристики (ВАХ). Основной особенностью нелинейной характеристики является линейное нарастание напряжения на выходе каждого из модулей при малой нагрузке (зона перерегулирования), после чего идет обычная линейная падающая характеристика — зона взаимной стабилизации. Совместно с применением

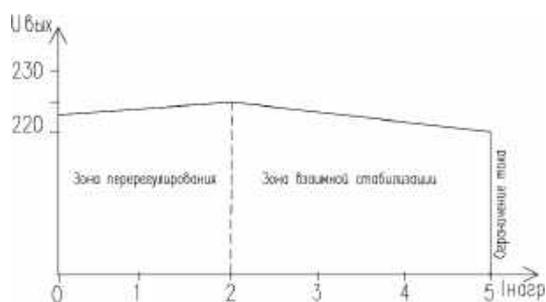


Рис. 1. Нелинейная выходная характеристика источников переменного тока номинальной мощности 1 кВА

коммутирующих устройств данная ВАХ имеет преимущества, по сравнению с различными линейными вариантами. Так, например, при старте системы и малой нагрузке, подключенной к выходу, в работу включается модуль, имеющий наивысшее напряжение на выходе, остальные же модули работают на холостом ходу за счет того, что тиристоры коммутирующих устройств запираются обратным напряжением, так как напряжения подключенных к ним источников ниже напряжения на нагрузке. Происходит это за счет того, что элементная база источников имеет естественный разброс номиналов компонентов, а, следовательно, напряжения на выходах модулей имеют небольшое расхождение. Если в описанных выше случаях требовался подбор компонентов с близкими характеристиками для обеспечения равномерного распределения или коррекция разброса напряжений системой управления, то в случае с новой СБП никаких дополнительных требований к точности и стабильности характеристик элементной базы для обеспечения параллельной работы не предъявляется.

Проведем моделирование работы системы с применением данных выходных ВАХ модулей. Модель, представленная на рис. 2, собрана в программном комплексе *PSIM* [3] и состоит из 3 соединенных параллельно инверторов, подключенных к нагрузке через коммутирующие устройства для источников переменного тока.

Инверторы синхронизируются по разработанному принципу безынерционной синхронизации по шине нагрузки [4, 5], каналы обмена данными между системами управления инверторами отсутствуют, кроме того добавлен небольшой разброс выходных напряжений и частот ШИМ, имитирующий естественный разброс параметров элементов схем инверторов.

Проверим распределение токов в системе при различном уровне нагрузки.

На рис. 3 представлены осциллограммы полученные при сопротивлении нагрузки равном 25 Ом.

Как видно из осциллограмм, токи распределяются между всеми тремя инверторами практически в равных пропорциях, при этом нагрузка является номинальной для системы. Увеличивая сопротивление проверим распределение энергии между источниками.

Осциллограммы, полученные при нагрузке равной 50 Ом и 125 Ом представлены на рис. 4 и 5 соответственно.

Из результатов моделирования видно, что с уменьшением нагрузки из работы постепенно выходит сначала третий инвертор, а затем и второй. Происходит это из-за того, что за счет разброса параметров элементной базы источников различаются их выходные напряжения в каждой точке выходной характеристики. Таким образом, питание нагрузки обеспечивает инвертор, имеющий максимальное напряжение на выходе, при этом находясь в зоне перерегулирования при повышении нагрузки, его напряжение так же начинает повышаться, за счет чего отключаются от нагрузки остальные источники. Частичное питание нагрузки от

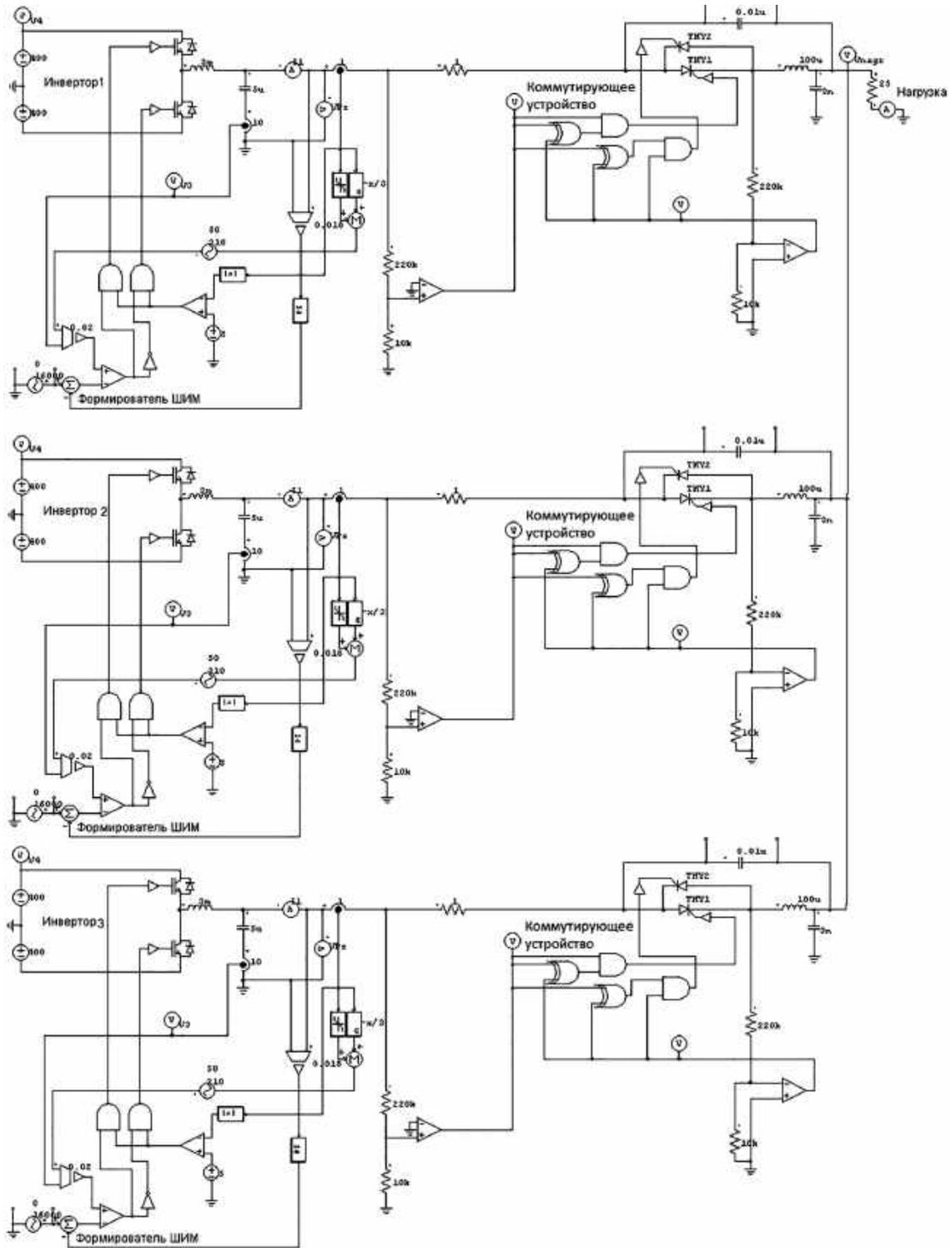


Рис. 2. Модель СБП, состоящей из трех инверторов, подключенных параллельно к общей нагрузке

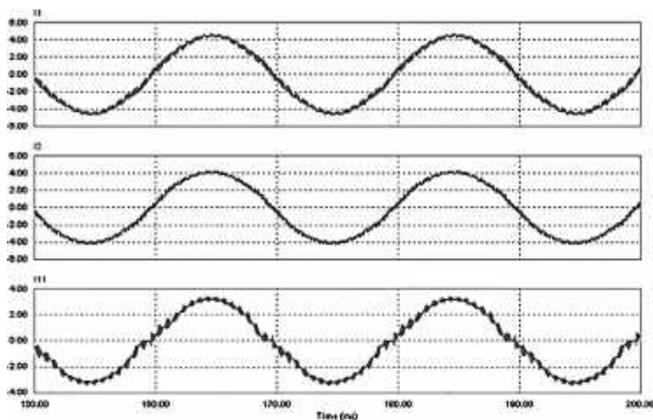


Рис. 3. Токи инверторов при сопротивлении нагрузки 25 Ом

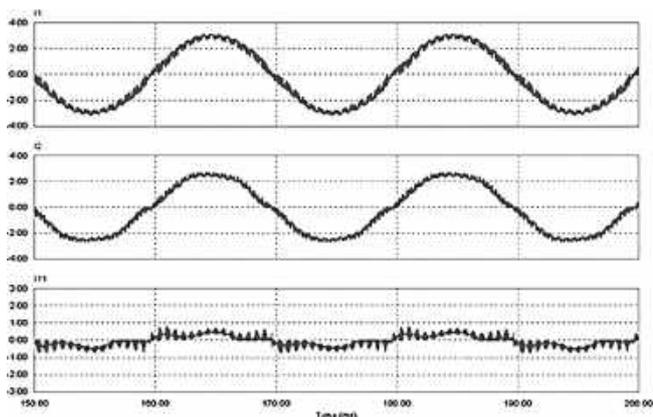


Рис. 4. Токи инверторов при сопротивлении нагрузки 50 Ом

модулей в режиме резервирования, наблюдающееся на осциллограммах, происходит в связи с разной частотой ШИМ инверторов. При использовании микроконтроллерного управления и адаптивного алгоритма частота ШИМ будет выравниваться, и модули будут полностью уходить в резерв.

Горячее резервирование с ненагруженным резервом в этом случае происходит следующим образом: как только рабочая точка модуля попадает в зону взаимной стабилизации, нагрузка начинает распределяться по инверторам, имеющим достаточное напряжение для открытия тиристорных коммутирующих устройств. Подключение источников к нагрузке при этом происходит моментально, так как тиристоры всегда работают в режиме естественной коммутации, импульсы на них не подаются только в случае аварии модуля, следовательно, выполняются требования, предъявляемые к системам бесперебойного питания с двойным преобразованием, то есть отсутствует возможность возникновения провалов напряжения при работе системы в любых режимах. За счет этого достигается повышение КПД системы и организация резервирования по принципу $N + X$, так как в питании потребителей в каждый момент времени участвует лишь необходимое число источников, остальные при этом находятся в горячем резерве.

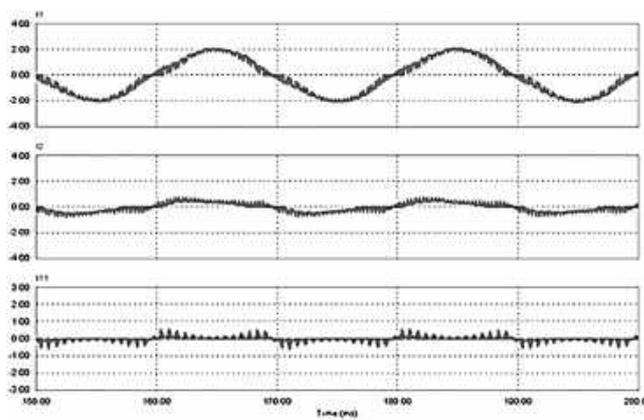


Рис. 5. Токи инверторов при сопротивлении нагрузки 125 Ом

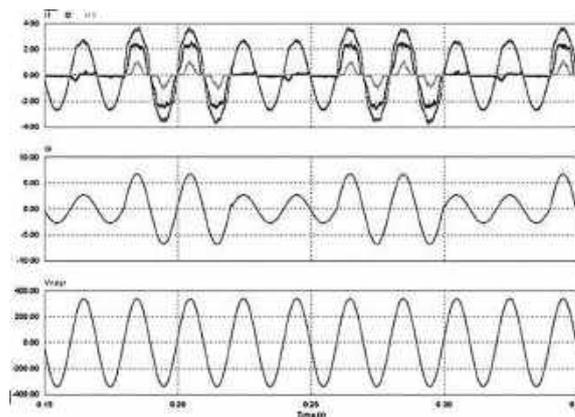


Рис. 6. Сброс и наброс нагрузки

Выбранная точка перегиба характеристики на уровне тока 2 A позволяет иметь запас по току нагрузки $2,5 - 2 = 0,5 \text{ A}$ отделяющий зону перерегулирования от рабочей зоны взаимной стабилизации. Тем самым создается гистерезис, исключающий случайные переключения нагружаемых модулей.

Рассмотрим переходные режимы работы системы для подтверждения соответствия требованиям, предъявляемым к *online*-СБП (с двойным преобразованием).

На рис. 6 представлены осциллограммы токов и напряжений, полученные при моделировании режимов сброса и наброса нагрузки.

Из осциллограмм видно, что при набросе нагрузки в работу включаются второй и третий инверторы, после сброса нагрузки питание осуществляется только от первого модуля. При этом в моменты сброса и наброса нагрузки напряжение на нагрузке V_{nagr} не изменяется, не имеет искажений и остается синусоидальным.

Выводы

Применение коммутирующих устройств для источников переменного тока и принципа безынерционной синхронизации позволяют обеспечить работу модульной системы бесперебойного питания, источниками энергии в которой являются включенные параллельно инверторы переменного тока, без организации шин

связи между модулями и единой системы управления. Термин “распределение нагрузки” применительно к новой СБП имеет иное значение, так как равномерное распределение тока по инверторам не является необходимым в данной системе. Реализация нелинейной выходной характеристики источников при этом позволяет обеспечить работу системы с ненагруженным горячим резервом без внесения каких-либо изменений в СУ модулей или наличия внешнего управления модулями. Это позволяет повысить КПД СБП, а также обеспечить автоматическое резервирование по принципу $N + X$.

Литература

1. Резчиков А. Ф. Адаптивные системы электроснабжения – основа электроэнергетики будущего / А. Ф. Резчиков, Ю. М. Голембиовский // Вестник Саратовского государственного технического университета. – 2008, № 1 (31), № 2, С. 9–13.
2. Патент на изобретение № 2015101052/08 от 12.01.2015

“Коммутирующее устройство для источников переменного тока”.

3. <http://powersimtech.com/>.
4. Шукин В. Г. Параллельная работа инверторов с безынерционным формированием опорных синусоид / Шукин В. Г., Игольников Ю. С. // Вестник Мордовского университета, 2014, № 1, С. 119–124.
5. Шукин В. Г. Экспериментальная проверка работы инверторов с жесткой безынерционной синхронизацией / Шукин В. Г., Игольников Ю. С. // Материалы XVIII научно-практической конференции молодых ученых, аспирантов, и студентов Национального Исследовательского Мордовского Государственного университета им. Н. П. Огарева, 2014, часть 1, С. 315–319.

Шукин Владимир Геннадьевич, аспирант кафедры теоретической и общей электротехники Института электроники и светотехники ФГБОУ ВПО “МГУ им. Н. П. Огарева”, тел. +7(917) 994-22-80, e-mail: shch.vg@gmail.com.

А. В. Воронцов, Ю. Н. Либенко

ТРАДИЦИИ И ЭВОЛЮЦИИ РАЗВИТИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ИМИТАЦИИ ВИДОВ И ЗНАЧЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ВХОДНОЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ РЭА

(Продолжение. Начало в № 1 (65), 2017 г.)

A. V. Vorontsov,
U. N. Libenko

Во второй части статьи рассмотрен ряд технических средств, созданных в последний десятилетний период времени для имитации источников электроэнергии, применяемых в системах электроснабжения летательных аппаратов и РЭА другого назначения. Показана их структурная организация, виды и значения основных технических характеристик, на основании которых возможно выявить традиционные решения и эволюции совершенствования с целью оценки аналогичных по назначению современных и перспективных технических средств.

Ключевые слова: комплексы имитационных технических средств, имитаторы высоковольтных импульсов напряжения, имитаторы источников электроэнергии постоянного тока, имитаторы источников электроэнергии переменного тока, регулируемые источники электропитания, проверяемые технические средства.

Traditions and evolutions of simulation tools development for electronics input electrical energy quality kinds and parameter values

The second part of the paper deals with a number of facilities developed during the last decade for imitation of power sources implemented in aircraft electric power systems and electronics for other applications. The paper presents their structural organization, types and values of main characteristics, on which basis one can reveal conventional solutions and evolutions of updating to analyze similar in application conventional and prospective facilities.

Key words: complexes of simulation facilities, high voltage pulses imitators, DC power sources simulators, AC power sources simulators, controlled power sources, testable facilities.

До представления читателям информации о более современных (и, потому, более совершенных) имитационных технических средствах поясним термин “приемлемый уровень” относительно значений параметров различных воздействий, установленных в нормативно-технических документах (НТД), использованный в окончании предыдущей части статьи [1]. Для этого приведем выдержку из публикации [2], достаточно убедительно, по мнению авторов, поясняющую его суть. Она относится к существующим требованиям и методам проведения испытаний технических средств (ТС) на электромагнитную совместимость (ЭМС): “Причина установления в стандартах ЭМС “приемлемого” уровня помехоустойчивости обусловлена экономическими факторами. Если для ТС различных классов, видов и групп будут установлены жесткие обязательные требования устойчивости к электромагнитным помехам, существенно уменьшающие вероятность нарушений функционирования ТС в условиях эксплуатации, то результатом может явиться недопустимое повышение затрат на разработку, изготовление и испытания ТС. Именно поэтому в действующей законодательной системе обеспечения ЭМС применяются достаточно условные методы испытаний на помехоустойчивость. Эти методы предусматривают последовательное (одиночное) воздействие помехи определенного вида на порты испытуемого ТС, т. е. при осуществлении испытаний помеху определенного вида подают только на один определенный порт испытуемого ТС, в то время как на остальные порты помехи не действуют. Такие методы

контроля не отражают реальных условий эксплуатации, при которых на разные порты ТС могут одновременно воздействовать электромагнитные помехи различных видов с различными уровнями. Они приняты в основном для упрощения достаточно дорогостоящих испытаний на помехоустойчивость с тем, чтобы при подтверждении соответствия мог применяться комплект средств испытаний, включающий один испытательный генератор для каждого воздействия.

В результате система требований помехоустойчивости, т. е. совокупность степеней жесткости испытаний на помехоустойчивость и процедур испытаний, установленная при законодательном регулировании в области ЭМС, оказывается неадекватной, если требуется обеспечить устойчивость к электромагнитным помехам таких ТС, нарушение функционирования которых непосредственно приводит к опасности для жизни, здоровья, имущества и среды обитания, т. е. для ТС, связанных с безопасностью (критических в отношении безопасности). Для ТС этих категорий необходимо применять более жесткие требования и соответственно измененные правила проведения испытаний, подтверждающие функциональную безопасность в отношении электромагнитных помех. Под функциональной безопасностью в отношении электромагнитных помех понимается отсутствие недопустимого риска причинения вреда в результате нарушения функционирования технических средств при воздействии электромагнитных помех”.

Принципиально не соглашаясь с автором по поводу трактовки термина “электромагнитная помеха”,

как таковой [3] – не его это вина, во всем остальном выражаем полную поддержку, так как его взгляд соответствует изложенному нами в вышеупомянутом окончании предыдущей части статьи.

Далее представим несколько вариантов автоматизированных комплексов, воспроизводящих штатные системы электропитания для проведения тестовых и квалификационных испытаний электронной аппаратуры и блоков ракетно-космической техники, созданных в ФГУП “Научно-производственный центр автоматики и приборостроения им. академика Н. А. Пилюгина” (г. Москва) [4]. К моменту начала их создания на рынке имелась большая номенклатура технических средств зарубежного производства в виде управляемых, динамичных и мощных преобразователей электроэнергии, средств вычислительной техники и специализированных программных продуктов. Оптимальным решением, принятым разработчиками при создании имитационных комплексов, явилось применение именно таких устройств в виде функционально законченных унифицированных модулей, устанавливаемых на единую конструктивную основу, что позволило значительно сократить время на разработку и затраты на изготовление.

В итоге на предприятии были оперативно реализованы несколько вариантов имитационных комплексов, предназначенных для преобразования, регулирования, распределения электроэнергии системы общего назначения и обеспечения бесперебойного электропитания всех систем объекта испытаний различными значениями напряжения постоянного и переменного тока. Общий вид двух вариантов комплексов приведен на рис. 1а и б.

На рис.2 показана структура автоматизированного комплекса первого варианта (см. рис. 1а), состоящая из функциональных узлов силовой части: аккумуляторная батарея (АБ), источник бесперебойного питания (ИБП), управляемые источники вторичного электропитания (ИВЭП), коммутационной части: клеммы, управляемые контакторы, а также подсистемы управления и контроля: анализатор сети, промышленный персональный компьютер (ПК) и монитор.

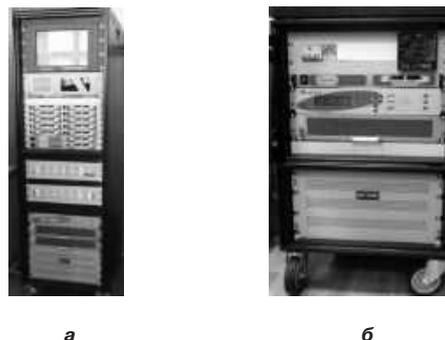


Рис. 1. Общий вид имитационных комплексов ФГУП “НПЦ АиП им. акад. Н. А. Пилюгина”

Данная структура является централизованной – регулируемые ИВЭП расположены в отдельном блоке, а электропитание различных потребителей осуществляется по силовым цепям через управляемые контакторы от ПК. В зависимости от поставленной задачи и предъявленных требований при минимальных конструктивных доработках возможно добавление или исключение из этих составных частей того или иного устройства.

Отличительной особенностью рассматриваемого варианта комплекса является наличие в нем автоматизированной системы управления и контроля, выполненной на базе промышленного ПК со встроенными в него устройствами дискретного ввода-вывода. Каждое такое устройство содержит шестнадцать релейных выходов и шестнадцать гальванически изолированных цифровых входов, предназначенных для приема сообщений и выдачи команд ИВЭП, блоку коммутации и ИБП. В состав этой системы входят: монитор, анализатор сети, а также 12-разрядный АЦП платы аналогового ввода-вывода, измеряющий выходные параметры регулируемых источников электропитания постоянного тока.

Анализатор сети является компактным трехфазным измерителем, обеспечивающим измерения параметров электроэнергии трехфазной сети, таких как: напряжение, ток, частота, мощность, $\cos\varphi$, гармоники и

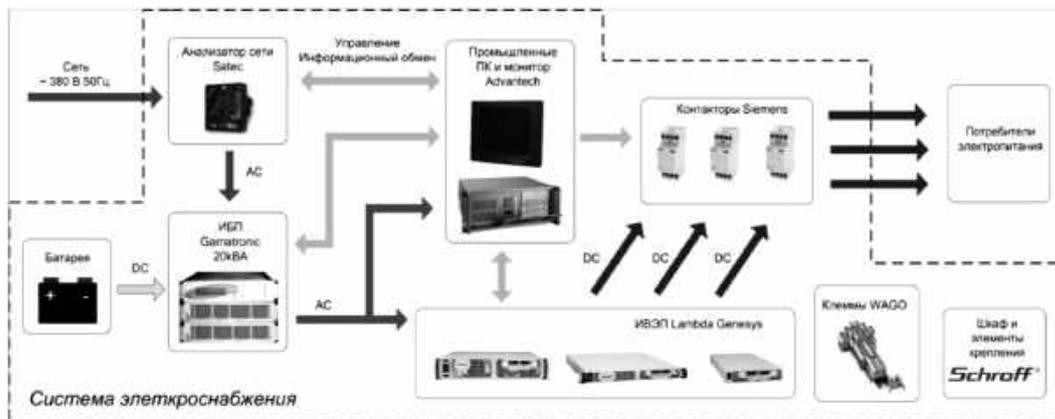


Рис. 2. Структура автоматизированного комплекса, имитирующего штатную систему электропитания аппаратуры ракетно-космической техники

др. (всего около 700 параметров). Математическую обработку сигналов обеспечивает контроллер с оперативной памятью и внутренней энергонезависимой памятью. Наличие внутренней памяти и внешних интерфейсов позволяет анализатору сети проводить длительный мониторинг внешних событий и взаимодействовать с системой управления комплекса. При этом запись событий, происходящих в питающей сети, выполняется на жесткий диск ПК с высокой дискретностью и за длительный период времени (до нескольких месяцев).

Работа системы контроля и управления проводится с архивированием полученных результатов с помощью специально разработанного программного обеспечения, написанного на языке программирования “СИ”, обеспечивающего наиболее простой и быстрый доступ к устройствам ввода-вывода не только при помощи стандартных библиотечных функций, но и с задействованием более низкоуровневых средств. На промышленном ПК установлена операционная система “Linux Ubuntu”, выбор которой обусловлен необходимостью работы системы контроля и управления в режиме реального времени т. е. быстрой реакции с последующим действием на любую входящую информацию, поступающую на устройства ввода-вывода. Данная операционная система при незначительной доработке ее ядра позволяет также использовать стандартные драйверы для устройств ввода-вывода, что создает повышенный приоритет управляющего программного обеспечения, практически не прерываемый на системном уровне, а саму систему — приближает к системам мягкого реального времени. Последнее обеспечивает безотказную и стабильную работу комплекса в пределах допустимых временных интервалов, обусловленных скоростью реакции устройств ввода-вывода.

Работа комплекса обеспечивается в режиме местного или дистанционного управления по алгоритму потребителей электропитания, при этом выполняются следующие функции:

- проведение самопроверки. На этапе включения, а также в процессе эксплуатации проводится кольцевая проверка всех источников первичного и вторичного электропитания;

- автоматический ввод рабочих параметров и настроек, дистанционное включение / отключение и контроль работоспособности ИВЭП с использованием специального интерфейса. Задание рабочих параметров и настроек источников осуществляется в автоматическом режиме по интерфейсу RS-232/485. При этом первый источник соединен с ПК по интерфейсу RS-232, а остальные источники подключены к первому посредством интерфейса RS 485. Данный тип информационного соединения позволяет подключить до тридцати одного программируемого источника питания в каждой ветви управления;

- информационный обмен с потребителями электроэнергии по релейным каналам в формате “команда—исполнение—донесение” в соответствии с

алгоритмом работы. Донесения выдаются после контроля исполнения поступившей команды и могут быть как сигнальными, так и индикационными;

- отображение информации о состоянии всех систем комплекса и взаимодействии с потребителями. В качестве устройства отображения используется 19-ти дюймовый промышленный монитор;

- сигнализация и обработка аварийной ситуации (возникновение пожара, пропадание первичного питания, неисправности в самой системе электропитания и др.). При возникновении любой аварийной ситуации, связанной с действием внешних факторов или вызванной внутренней неисправностью комплекса, незамедлительно происходит оповещение потребителей путем выдачи им соответствующих сигналов. В зависимости от вида возникшего аварийного режима работы и действий оператора система управления реализует один из вариантов обработки возникшей ситуации. При этом основной задачей является защита потребителей от возникновения критичных для них режимов работы;

- организация провалов и скачков напряжения на выходе ИВЭП для имитации возмущений в различных режимах эксплуатации испытываемой аппаратуры.

ИБП предназначен для защиты потребителя от искажения формы, сверхнормативных изменений значения или пропадания напряжения трехфазной сети общего назначения с напряжением 380/220 В, а также для подавления высоковольтных импульсов напряжения и высокочастотных помех, поступающих из нее. Выходная мощность ИБП для комплекса первого варианта составляет 20 кВА. Имеется возможность наращивания данного значения.

Блок коммутации предназначен для автоматической коммутации выходного напряжения ИВЭП, с целью получения его резкого изменения, а также может обеспечивать изменение полярности напряжения. Блок построен на основе электромеханических АС/DC контакторов, позволяющих коммутировать как постоянное, так и переменное напряжение в широком диапазоне их значений. Контактные элементы индикацией коммутационного состояния, предназначенной для быстрого определения его статуса, что обеспечивает высокий уровень безопасности и информативности при работе с подключенным оборудованием. Отличительной особенностью данного вида контакторов является продолжительный срок службы — порядка 3 миллионов коммутационных циклов.

В комплексе второго варианта (см. рис. 1б) измерение выходного напряжения ИВЭП проводится при помощи 12-разрядного аналого-цифрового преобразователя платы аналогового ввода-вывода. Все данные, полученные от измерителей, математически обрабатываются ПК автоматизированной системы управления в режиме реального времени с последующим архивированием.

Выходная мощность ИБП для комплекса второго варианта составляет 10 кВА.

В рассмотренных выше комплексах имитационных технических средств использованы все основные компоненты зарубежного производства, что в ограничивающих импорт применениях может вызвать известные трудности. При этом наибольшие из них приходится на долю управляемых ИВЭП.

Следующее рассматриваемое имитационное техническое средство создано в ООО “Экспериментальная мастерская “НаукаСофт” (г. Москва) и позиционируется его разработчиками как имитатор системы электроснабжения летательного аппарата ИСЭС-27, предназначенный для решения комплексных задач испытания авиационной аппаратуры на соответствие требованиям к качеству электрической энергии в различных режимах и является одним из основных компонентов создания функционально завершенных систем и комплексов полунатурного моделирования бортового оборудования.

Общий вид имитатора ИСЭС -27 приведен на рис. 3, а структура имитатора ИСЭС-27 – на рис. 4.

Основной состав двухканального ИСЭС-27:

- два интеллектуальных распределительных устройства ИРУ-27/3500 (см. рис. 5);
- конвертор интерфейса;
- ПЭВМ с установленным специализированным ПО.

В состав двухканального ИСЭС-27 опционально могут входить:

- управляемый источник питания (количество, номинальная мощность определяются объектом испытаний);
- блоки коммутации потребителей, обеспечивающие возможность подключения различных конфигураций приемников электроэнергии на этапе макетирования и исследовательских испытаний.

Функциональные возможности ИСЭС-27:

- подключение до 4-х источников электроэнергии различного типа (генераторы, преобразователи, аккумуляторы



Рис. 3. Общий вид имитатора системы электроснабжения летательного аппарата ИСЭС-27

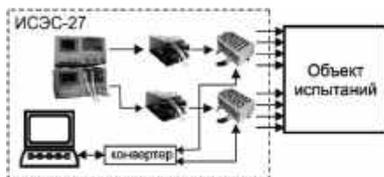


Рис. 4. Структура имитатора системы электроснабжения летательного аппарата ИСЭС-27



Рис. 5. Общий вид интеллектуального распределительного устройства ИРУ – 27/3500

муляторные батареи) к одному каналу;

- построение многоканальной системы, имитирующей реальную СЭС летательного аппарата;
- автоматическое и ручное управление режимами работы СЭС в соответствии с [5–7];
- автоматическое и ручное управление подключением потребителей к шинам питания;
- имитация изменения статических и динамических показателей качества электроэнергии в сети постоянного тока с номинальным напряжением 27 В в соответствии с [5] и с расширенным диапазоном;
- контроль и индикация характеристик входного электропитания по каждому каналу;
- контроль и индикация характеристик выходного электропитания по каждому каналу;
- защита входных и выходных цепей от перегрузки по току и КЗ;
- подключение имитатора к информационно-управляющей системе испытательного комплекса по цифровому интерфейсу;
- подключение измерительных и регистрирующих приборов.

Технические характеристики одного канала ИСЭС-27 приведены в табл. 1.

ИСЭС-27 предназначен для проведения испытаний бортового оборудования (исследовательских, предварительных, приемочных, квалификационных) в соответствии с [5–7], в частности:

- комплексов полунатурного моделирования авиационного оборудования (комплекс БРЭО);
- стендов полунатурного моделирования авиационных систем:
 - а) систем электроснабжения;
 - б) систем кондиционирования воздуха;

Таблица 1. Технические характеристики канала ИСЭС 27

Параметр	Величина
Номинальная коммутируемая мощность, кВт	3,5
Номинальное напряжение, В	27
Количество подключаемых источников электроэнергии	до 4
Количество выходных каналов подключения нагрузки (6 групп по 8 каналов)	48
Номинальная мощность коммутируемой нагрузки в каждой группе, Вт:	
– канал № 1	540
– канал № 2	270
– каналы №№ 3–8	135
Интерфейс сопряжения	RS422/RS485

- в) комплексных систем управления;
- г) систем управления вооружением;
- д) общесамолетного оборудования.

На основе ИСЭС-27 возможна реализация следующих технических средств обучения:

- учебно-лабораторных стендов отдельных систем самолета;
- комплексных тренажеров самолета и вертолета;
- комплексных тренажеров наземных систем обслуживания самолетов и управления воздушным движением.

Сравнение ИСЭС-27, например, с ранее рассмотренными имитаторами типов ИБС27-600-3М, ИБС27-1200-3М [1], имеющими общую область применения, показывает наличие в первом как эволюционного роста функциональных возможностей, так и увеличение доли технических средств зарубежного производства (ПЭВМ, управляемые источники электропитания), обеспечивающих в ИСЭС-27 основные характеристики и системные функции.

Последними из современных технических средств в данном направлении, представленных в этой части статьи, являются комплексы имитационного оборудования, созданные ЗАО “Тестприбор” (г. Москва) [8–10]. Характерной особенностью комплексов является их создание исключительно путем агрегатирования на базе широкой номенклатуры оборудования зарубежного производства, основу которых составляют программируемые источники электропитания постоянного и переменного токов, генераторы: гармонических сигналов, экспоненциальных импульсов напряжения/тока, затухающих импульсов напряжения/тока, стандартных сигналов (в т.ч. со встроенным усилителем мощности), различное измерительное и вспомогательное оборудование. При этом, в отличие от других предприятий, ЗАО “Тестприбор” не применяет их для собственных нужд, а обеспечивает заказное производство комплексов имитации систем электроснабжения (КИСЭС) в различной комплектации [8–10]:

- “КИСЭС-Авиа” – для проведения испытаний авионики, устанавливаемой на борт самолета или вертолета, на соответствие требованиям ГОСТ 54073-2010

(19705- 89), МУ-160, КТ-160, ДО-160D;

- “КИСЭС-Авто” – для проведения испытаний аппаратуры, предназначенной для оснащения автомобилей и бронетанковой техники, на соответствие требованиям ГОСТ 28751-90, ГОСТ В 21999-86;

- “КИСЭС-Море” – для проведения испытаний аппаратуры, устанавливаемой на борт кораблей и подводных лодок;

- “КИСЭС-Связь” – для проведения испытаний аппаратуры, предназначенной для оснащения передвижных пунктов связи, на соответствие требований ГОСТ РВ 51937-2002;

- “КИСЭС-Космос” – для проведения испытаний аппаратуры, предназначенной для установки на искусственные космические объекты.

На рис. 6 представлены общие виды трех КИСЭС постоянного тока: ТЕКО-1005; ТЕКО-1010 и ТЕКО-1030.

В соответствии с выполняемыми функциями комплекс ТЕКО – XXXX состоит из следующего оборудования (см. рис. 7):

- источника – имитатора постоянного тока и/или программируемого источника – имитатора переменного тока (однофазного или трехфазного), способного изменять выходное напряжение (и частоту) в широких пределах, обеспечивая требуемые в нормативно-технической документации (НТД) параметры;

- ПК с необходимым программным обеспечением;
- цифро-аналогового преобразователя, формирующего необходимые управляющие сигналы, подаваемые на источник-имитатор;

- осциллографа – приставки к ПК для контроля имитируемых процессов питающей сети (по заказу);

- генератора гармонических сигналов от 100 кГц до 300 МГц;

- генератора импульсов напряжения/тока;
- генератора затухающих импульсов напряжения/тока;

- электромагнитные устройства связи для ввода ВЧ-помех;

- магнитные устройства связи (индукторы).

В качестве источников постоянного тока могут использоваться как модели на основе линейной стабилизации напряжения, так и с использованием импульсных методов преобразования энергии. Главными достоинствами источников питания на основе

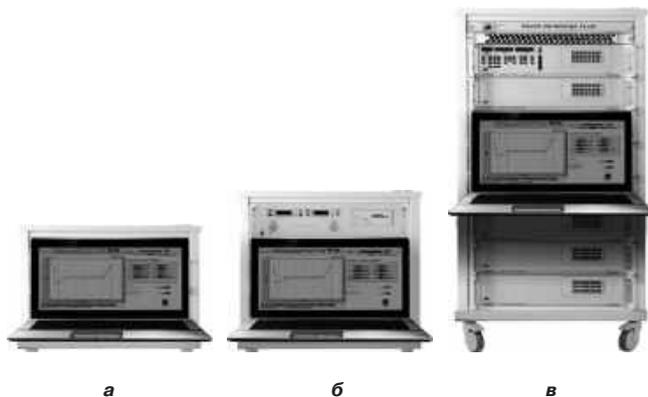


Рис. 6. Общие виды: а – ТЕКО-1005; б – ТЕКО-1010; в – ТЕКО-1030

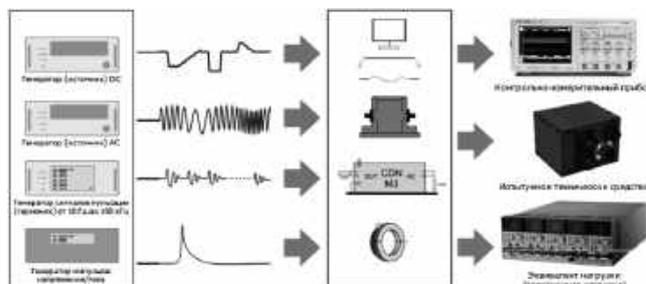


Рис. 7. Типовой состав комплекса ТЕКО – XXXX

линейного стабилизатора напряжения являются формирование “чистого” выходного напряжения и возможность обеспечить очень быстрое (не более 200 мкс) программное изменение его значения во всем выходном диапазоне. Эти свойства в совокупности с прилагаемым ПО для построения зависимостей выходного напряжения позволяют имитировать наложение на постоянное напряжение переменного напряжения (пульсаций) с частотой до 20 кГц. Кроме того, существуют возможности “подмешивать” в питание мощной нагрузки гармонические колебания до 100 кГц, вырабатываемые маломощным лабораторным генератором. Существуют и другие возможности, востребованные при испытании аппаратуры, например, возможность кратковременной отдачи в цепь питания тока, в три раза превышающего номинальный (максимальный). Имитатор системы электроснабжения постоянного тока с номинальным значением напряжения 27 В может обеспечить значение выходной мощности более 1,5 кВт.

Комплексы имитации источников электроэнергии переменного тока строятся на основе программируемых источников электропитания как однофазных, так и трехфазных моделей (с возможностью работы в однофазном режиме) с максимальным значением выходной мощности до 18 кВА. Однофазные источники для увеличения значения выходной мощности могут работать параллельно, их также можно сконфигурировать в трехфазные источники. В режиме переменного тока эти программируемые источники позволяют выдавать значение выходного напряжения в диапазоне от 0 В до 300 В с частотой от 16 Гц до 1000 Гц. Выходное напряжение источника может быть промодулировано как по амплитуде, так и по частоте, а для трехфазных источников может быть запрограммирован фазовый сдвиг, изменяемый во времени, и небаланс значений напряжений в различных фазах. Также возможно получение переменного напряжения со сдвигом на постоянную составляющую.

Для управления регулируемыми источниками в составе комплексов имитации разработано специальное программное обеспечение *TestPribor-KIBS*, предоставляющее широкие возможности автоматизации всего цикла испытаний технических средств (или отдельных его этапов) на устойчивость к изменениям значений параметров качества источника электроэнергии в со-

ответствии с требованиями НТД (см. рис. 8).

Программа имеет интуитивно-понятный интерфейс и позволяет создавать, редактировать и выполнять циклы испытательных воздействий на проверяемую аппаратуру с автоматическим воспроизведением требуемых значений напряжения (частоты) электропитания и выдачи их в заданной временной последовательности.

Имитируемые процессы:

- изменение напряжения (частоты) от 0% до 100% номинального значения и перерывы питания любой длительности;

- пульсации напряжения с требуемым гармоническим составом (гармоники с частотой от 0,1 кГц до 100 кГц), а также с амплитудной и частотной модуляцией;

- изменения значений угла сдвига фаз и небаланса напряжений трехфазного источника электроэнергии.

Достоинством программы является работа с любым регулируемым источником электропитания, имеющим аналоговый интерфейс управления, и настройка под широкий диапазон значений выходных и управляющих напряжений. Имеется возможность воспроизведения как отдельных этапов испытаний с сохранением параметров в пользовательский файл, так и всего испытательного цикла воздействий, записанных в различных пользовательских файлах. Интерфейсом между источником и программой *TestPribor-KIBS* служит модуль аналогового вывода на основе цифро-аналогового преобразователя.

Выбор устройств генерации импульсных и гармонических воздействий для разных типов комплексов определяется, в основном, требованиями НТД. В одних случаях используются собственные возможности регулируемых источников питания, в других – стандартные лабораторные генераторы с широкополосными усилителями мощности или специализированные генераторы высоковольтных импульсов и мощные генераторы гармонических колебаний. Эти генераторы формируют воздействия, стандартизованные по форме, частоте и амплитуде. Для ряда проверяемых технических средств требуются значения этих параметров, отличающиеся от стандартных. В таких случаях используются различные схемы согласования (“рассогласования”), аттенюаторы и дополнительные нагрузки, которые позволяют преобразовывать параметры воздействий. Исходя из конкретных требований заказчика, возможна конфигурация оптимального варианта комплекса.

Общий анализ комплексов имитационного оборудования, созданных ЗАО “Тестприбор”, в контексте данной статьи позволяет отметить его безусловный эволюционный рост по сравнению со всеми ранее рассмотренными вариантами. Так, имитационные комплексы ФГУП “НПЦ АиП им. акад. Н. А. Пилюгина”, несмотря на схожесть технологии их создания – агрегатирования из современных покупных составных частей и разработки собственного программного обеспечения – все же предназначены для более спе-



Рис. 8. Вид окна испытательного цикла программы *TestPribor-KIBS*

циализированной (потому и более ограниченной) области применения. Что же касается традиций — они, в данном сравнении, не выявляют победителя ввиду полного совпадения в применении исключительно зарубежных составных частей и относительно высокой цены вопроса для широкого круга потребителей.

(Окончание следует)

Литература

1. *А. В. Воронцов, Ю. Н. Либенко.* Традиции и эволюции развития технических средств имитации видов и значений параметров качества входной электроэнергии РЭА. — Практическая силовая электроника, № 1 (65), 2017, С. 52–56.
2. *Кармашев В. С.* Испытания на помехоустойчивость при обеспечении функциональной безопасности технических средств. — Технологии ЭМС № 2(9) 2004, С.63–68.
3. *Ю. Н. Либенко.* Осторожно, терМИНЫ!). — Практическая силовая электроника, № 1(61), 2016, С. 2–6.
4. *В. А. Ежов, Ю. С. Чертов, Д. Ю. Прохоров, А. Ю. Тымчук, М. А. Нафиков.* Имитаторы систем электроснабжения бортовых и наземных комплексов. — Электропитание, № 1, 2013, С. 49–55.
5. ГОСТ Р 54073-2010 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии.
6. ГОСТ РВ 20.57.310-98 Комплексная система контроля качества. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Методы оценки соответствия конструктивно-техническим требованиям.
7. Квалификационные требования КТ-160D. Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования (Внешние воздействующие факторы – ВВФ). Требования, нормы и методы испытаний.
8. *А. Подолько.* Имитаторы качества электрической энергии систем электроснабжения. — Современная электроника, № 4, 2010, С. 52–53.
9. *С. Гудков.* Оборудование для проведения испытаний технических средств на соответствие требований к электропитанию. — Современная электроника, № 4, 2011, С. 42–45.
10. *М. Попов.* Комплексы имитации сетей электропитания для испытаний технических средств. — Современная электроника, № 6, 2014, С. 60–63.

Воронцов Алексей Викторович – генеральный директор ООО “НТЦ АКТОР”;

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

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

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

Для публикации статьи необходимо предоставить

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

Статья должна содержать

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

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

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

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_d , L_{m1} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения параметров (I_1 , L_s , $U_{упр1}$ и т. п.);
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, руб.
0,5 А4	190 × 130	1500
А4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

Требования к рекламным макетам

Формат .tif, .eps (конвертирование в кривые), 300 dpi, СМΥК.

График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
2-я декада марта	2-я декада июня	2-я декада сентября	2-я декада декабря
Срок подачи рекламы – до 3-го числа каждого месяца выхода			

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:
www.mmp-irbis.ru