

Главный редактор

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

Заместитель Главного редактора

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

Редакционный совет

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.03.2013. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

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

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

Содержание

С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин, С. В. Аверин
Схема Скотта в бортовых трехфазных преобразователях электроэнергетики 2

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, А. А. Павлова
Синтез одноконтурной системы управления понижающим импульсным преобразователем 10

М. В. Бейков, Ю. М. Казанцев
Преобразователь корабельной системы электропитания с компенсационным контролем одно-стороннего намагничивания трансформатора 16

И. В. Капустин, Р. А. Катаев, Р. В. Блинов
Разработка обобщенной математической модели понижающего преобразователя напряжения для режимов прерывистого и непрерывного тока 20

Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков
Синтез многоуровневых импульсных напряжений с селективным исключением гармоник 29

В. А. Фролов
Разработка и анализ структурных схем тиристорных источников питания 34

П. А. Воронин, Д. В. Рожков
Способ снижения коммутационных перенапряжений в многоуровневых инверторах напряжения 38

В. М. Бардин, А. В. Пивкин
Поле излучения импульсного трансформатора 45

В. С. Котов, Н. Ф. Голубев, В. В. Токарев, В. Е. Борисенко
Моделирование диодов Шоттки с МОП канавочной структурой 48

А. М. Медведев, Ф. В. Васильев, М. Л. Сокольский
Источник тока для диагностического контроля электрических соединений в авионике 54

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

С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин, С. В. Аверин

СХЕМА СКОТТА В БОРТОВЫХ ТРЕХФАЗНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

S. F. Koniahin, V. S. Koniahin,
S. V. AverinScott Transformer Connection Scheme for Three-Phase
On-Board Electric Power Converters

В статье проведен анализ факторов, определяющих структуру и параметры трехфазных инверторов, входящих в состав вторичных систем электроснабжения летательных аппаратов. Рассмотрены структуры силовой части трехфазных инверторов, содержащие силовые трансформаторы, включенные по схеме Скотта, позволяющие обеспечить требования ГОСТ Р 54073–2010.

Ключевые слова: вторичная система электроснабжения, трехфазный преобразователь, инвертор, конвертор, трансформатор, схема Скотта, силовой ключ, прямое преобразование, двойное преобразование.

The paper analyses features determining the structure and parameters of three-phase inverters as a part of airborne vehicles secondary electric power systems. Structures of three-phase inverters with Scott transformer connection incorporated into power stages which allows to meet the requirements of Russian Federation State Standard R 54073–2010 are considered.

Key words: secondary electric power system, three-phase converter, inverter, converter, transformer, Scott transformer connection scheme, power switch, direct conversion, double conversion.

Основу вторичной системы электроснабжения (СЭС II) подавляющего большинства современных летательных аппаратов (ЛА) составляют статические преобразователи, в том числе трехфазные инверторы с выходным напряжением 115 В частотой 400 Гц, питающиеся от сети постоянного тока напряжением 27 В.

Согласно требованиям ГОСТ Р 54073–2010 [1], определяющего качество электроэнергии на борту летательных аппаратов, базовыми параметрами электроэнергии переменного тока являются параметры фазы. Система электроснабжения (СЭС) переменного тока, в том числе и СЭС II, должна быть трехпроводной с соединением фаз в звезду, нейтральная (общая) точка которой должна быть соединена с корпусом ЛА, используемого как четвертый провод в системе распределения энергии. Таким образом, выходной каскад трехфазного инвертора, как системообразующего элемента СЭС II, должен иметь силовую нейтраль.

Система электроснабжения постоянного тока 27 В также должна использовать корпус ЛА в качестве обратного (минусового) провода.

Помимо качества электроэнергии ГОСТ Р 54073–2010 регламентирует и асимметрию нагрузок трехфазных сетей. Однофазные приемники должны быть так распределены по фазам канала электропитания (в данном случае преобразователя), чтобы разность нагрузок наиболее и наименее нагруженных фаз во всех режимах работы СЭС не превышала 5% номинальной мощности канала или 15% мощности фазы. В более ранней редакции стандарта – ГОСТ 19705–89 – эти требования составляли, соответственно 10% и 30%. При этом одна или две фазы преобразователя могут быть не нагружены вовсе.

Эти обстоятельства существенным образом определяют схемотехнику бортовых трехфазных инверторов. Наиболее очевидным в этой связи является выбор структур, обеспечивающих независимое (или почти независимое) формирование и регулирование фазных напряжений [2]. Одним из возможных направлений построения трехфазных инверторов подобного типа является применение преобразовательных структур, содержащих схему Скотта.

Схема Скотта

В 1895 году фирма *Westinghouse* построила на Niagaraском водопаде первую гидроэлектростанцию переменного тока, включающую в себя двухфазные генераторы и трехфазную линию электропередачи электроэнергии. Для организации правильной совместной работы разнофазных элементов сотрудником *Westinghouse* Чарльзом Фентоном Скоттом была предложена система из двух однофазных трансформаторов, являющаяся буфером между двухфазной системой генерирования и трехфазной системой электроснабжения [3].

В современной электротехнике и электроэнергетике (электротермия, электротранспорт и др.) система трансформаторов Скотта (ее называют также T-схемой Скотта или просто T-схемой) применяется при питании мощных однофазных или двухфазных потребителей или группы потребителей от трехфазной сети для минимизации возникающей при этом токовой несимметрии.

Принцип работы схемы Скотта поясняет рис. 1. Для образования выходной трехфазной системы напряжений при равенстве входных напряжений на первичных обмотках трансформаторов T1 и T2 необходимо соблюдение следующих соот-

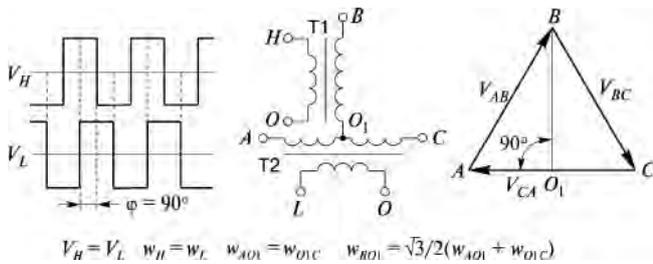


Рис. 1. Формирование трехфазной системы напряжений схемой Скотта

ношений витков их обмоток: $w_H = w_L$, $w_{AO_1} = w_{O_1C}$, $w_{BO_1} = \sqrt{3} / 2 (w_{AO_1} + w_{O_1C})$.

Для применения в бортовой преобразовательной технике схема Скотта интересна возможностью создания в ней трехфазной системы фазных напряжений с силовой нейтралью. С этой целью вторичную обмотку трансформатора Т1 (его называют базовым трансформатором) делят на части, соотношение чисел витков которых составляет 2 : 1. Очевидно, что получившаяся таким образом точка “O” является “нулем” или нейтралью трехфазной системы напряжений (рис. 2).

Электроэнергия на входе системы трансформаторов Скотта имеет три независимых параметра – значения входных напряжений и угол фазового сдвига между ними. Управляя этими параметрами можно осуществлять регулирование (стабилизацию) выходных фазных напряжений.

Из треугольника ABC на рис. 2 видно, что если $AB = BC$, то угол $BO_1C = 90^\circ$, и наоборот, если угол $BO_1C = 90^\circ$, то $AB = BC$. Это означает, что при имеющемся *a priori* равенстве $AO_1 = O_1C$, изменяя угол BO_1C , можно менять значения и соотношение AB и AC . Таким образом, если стабилизировать напряжения V_{AC} и V_{BO_1} (а значит и жестко связанное с ним соотношением 2 : 1 напряжение V_{BO}) и держать равным 90° угол BO_1C , то поддерживая равенство напряжений V_{AB} и V_{AC} , можно стабилизировать и фазные напряжения V_{AO} , V_{BO} и V_{CO} с поддержанием углов сдвига фаз между ними равными 120° .

Преобразователь с прямым преобразованием на основе двухфазного инвертора

В настоящее время большинство отечественных летательных аппаратов – и самолетов, и вертолетов

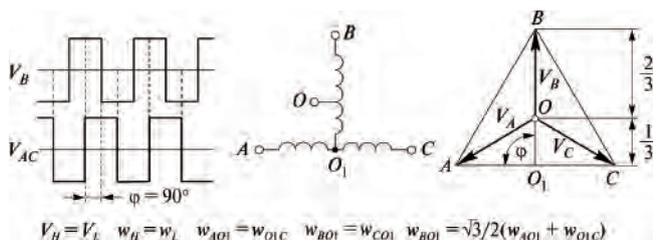


Рис. 2. Формирование схемой Скотта симметричной трехфазной системы фазных напряжений с силовой нейтралью

– оснащены трехфазными статическими преобразователями, построенными на базе трансформаторной схемы Скотта и двухфазного инвертора, реализующих прямое преобразование электроэнергии [4].

Типовая структура такого преобразователя показана на рис. 3.

Преобразователь содержит два одинаковых инвертора “B” (S1.1–S1.4) и “AC” (S2.1–S2.4), выходные переменные напряжения которых сдвинуты относительно друг друга на угол $\varphi = 90^\circ$. Трансформаторы Т1 и Т2 образуют схему Скотта, и их вторичные обмотки создают трехфазную систему напряжений, через формирующие фильтры Ф, поступающую на выходные выходы. Последовательно первичным обмоткам подключены дроссели L1 и L2 фильтров первой гармоники.

Входной минусовой вывод соединен с выводом силовой нейтрали выходной “звезды”.

Система управления преобразователем реализует геометрический принцип, описанный выше. Каждый из инверторов имеет свое устройство управления.

Узел управления “B” стабилизирует выходное фазное напряжение V_{BO} . Он содержит пропорциональный и компенсационно-параметрический каналы регулирования. Пропорциональный канал построен на дифференциальном усилителе ДУ, на один из входов которого от источника опорного напряжения $ОН_B$ подается опорный постоянный сигнал, а на другой вход поступает сигнал, соответствующий выходному напряжению V_{BO} . С выхода ДУ на один из входов компаратора КВ поступает

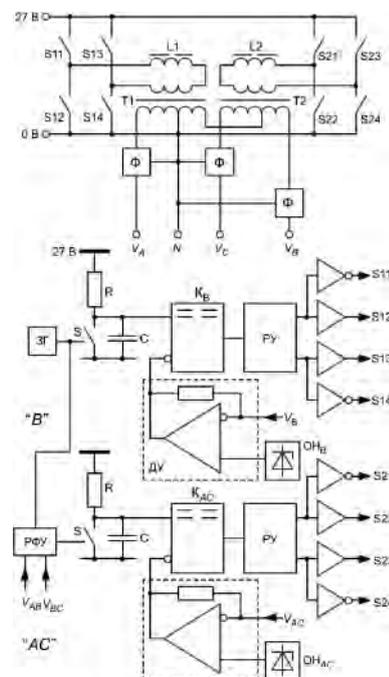


Рис. 3. Структура преобразователя с прямым преобразованием на основе двухфазного инвертора

сигнал рассогласования, пропорциональный разности опорного и выходного напряжений. На второй вход компаратора подается пилообразное напряжение, формируемое ключом S и RC-цепью, подключенной к входным выводам преобразователя. Ключ S коммутируется тактовыми импульсами задающего генератора ЗГ с частотой 800 Гц. Таким образом, наклон (скорость нарастания) пилообразного напряжения пропорционален входному напряжению питания. На выходе компаратора формируется широтно-модулированный сигнал, коэффициент заполнения которого определяется как напряжением питания (компенсационно-параметрическое регулирование), так и нагрузкой преобразователя (пропорциональное регулирование), а частота равна удвоенной выходной частоте преобразователя.

Выходной сигнал компаратора через триггерное распределительное устройство РУ и предварительные усилители подается на управляющие входы соответствующих ключей инвертора S1.1–S1.4, формируя на его выходе переменное напряжение, передаваемое на выход через трансформаторно-фильтрующее устройство L1–T1–Ф.

Работа узла управления “АС”, стабилизирующего линейное напряжение V_{AC} , идентична работе узла “В”, но пилообразное напряжение на входе его компаратора K_{AC} формируется здесь не сигналами задающего генератора ЗГ, а по выходному сигналу фазорегулирующего устройства РФУ.

Работу РФУ поясняет рис. 4. На вход генератора пилообразного напряжения ГПН РФУ от задающего генератора ЗГ подаются тактовые импульсы. Стабильное по амплитуде и форме выходное пилообразное напряжение ГПН подается на один из входов компаратора фазового сдвига КФ с выходной дифференциальной цепью. На второй вход компаратора подается выходное напряжение $\Delta\varphi$ дифференциального усилителя фазы ДФУ, пропорциональное разнице подаваемых на его входы линейных напряжений V_{AB} и V_{BC} . Соотношение входных сигналов компаратора КФ таково, что при симметрии линейных напряжений равенство сигнала $\Delta\varphi$ и текущего значения пилообразного напряжения наступает в момент, соответствующий фазовому сдвигу $\varphi = 90^\circ$ относительно тактовых импульсов, поступающих от ЗГ. В момент наступления равенства сигналов компаратор переключается, и

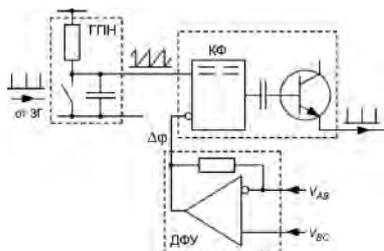


Рис. 4. Структура фазорегулирующего узла

его дифференциальная цепь формирует короткие тактовые импульсы, коммутирующие ключ S канала стабилизации напряжения V_{AC} .

При возникновении несимметрии напряжений V_{AB} и V_{BC} выходной сигнал дифференциального усилителя уменьшается или увеличивается. Это приводит к смещению угла срабатывания компаратора влево или вправо, что вносит соответствующие коррективы в моменты коммутации силовых ключей S2.1–S2.4 инвертора “АС”, направленные на выравнивание линейных напряжений V_{AB} и V_{BC} .

Трансформаторы T1 и T2 выполняют несколько функций:

- преобразование числа фаз;
- преобразование уровней напряжения;
- гальваническая развязка входных и выходных цепей.

Оба трансформатора работают на низкой частоте 400 Гц и осуществляют полное преобразование всей мощности, поэтому их масса достаточно велика и составляет заметную долю массы всего изделия в целом.

Преобразователь с двойным преобразованием на основе трехфазного мостового инвертора

Мостовой инвертор, содержащий шесть силовых ключей, сгруппированных в три стойки, представляет собой, вероятно одну из самых простых симметричных силовых структур, позволяющих преобразовывать постоянное напряжение в трехфазное переменное. По принципу действия такого инвертора на его выходах формируется трехфазная система линейных напряжений, имеющая конфигурацию “треугольник”.

Понятно, что в бортовых системах электропитания преобразователь с таким выходным каскадом применяться не может. Тем не менее, минималистичность этой преобразовательной структуры крайне заманчива. Организация в ней силовой нейтрали позволила бы иметь изделие с весьма высокими массогабаритными показателями.

Трехфазная система фазных напряжений может быть создана с помощью двух автотрансформаторов, включенных по схеме Скотта [5]. Агрегация повышающего конвертора, трехфазного мостового инвертора и автотрансформаторной схемы Скотта в одно устройство образует трехфазный преобразователь, вид и качество выходной электроэнергии которого соответствуют требованиям ГОСТ 54073-2010 (рис. 5). Каждый функциональный узел этого преобразователя имеет собственное назначение:

– высокочастотный конвертор осуществляет преобразование уровня входного напряжения и гальваническую развязку входных и выходных цепей;

– инвертор преобразует повышенное постоянное напряжение в трехфазное переменное;

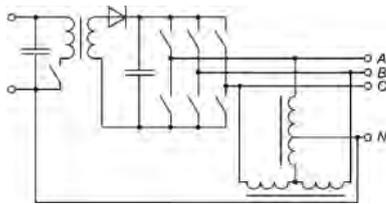


Рис. 5. Преобразователь с двойным преобразованием на основе трехфазного мостового инвертора

– автотрансформаторы формируют трехфазную систему фазных напряжений с силовой нейтралью.

Следует отметить, что в устройстве (рис. 5) схема Скотта, в отличие от своего исходного предназначения, осуществляет не преобразование фаз и согласование разнофазных систем, а выполняет новую для себя функцию – параметрическое формирование искусственной силовой нейтрали трехфазной системы напряжений. Принцип работы схемы достаточно очевиден и явно не требует каких-либо разъяснений и дополнительных комментариев.

При симметричной нагрузке ток в нейтрали соединенной в “звезду” трехфазной нагрузки равен нулю. В таком режиме ток силовой нейтрали преобразователя также равен нулю, и прямой необходимости в ее наличии нет. Система автотрансформаторов не осуществляет никакого преобразования энергии.

Небаланс фазных нагрузок вызывает протекание тока через нейтраль и автотрансформаторы, совершающие при этом лишь частичное преобразование электроэнергии. При нагрузках, несимметрия которых не выходит за ограниченный стандарт уровня, суммарная габаритная мощность автотрансформаторов не превышает 10% от номинальной мощности преобразователя [6].

Таким образом, несмотря на то, что в описываемом устройстве оба автотрансформатора работают на низкой частоте 400 Гц, их масса невелика и не определяет суммарную массу преобразователя.

В [2] авторами были высказаны сомнения в перспективах использования данной структуры в бортовой преобразовательной технике. Это воззрение базировалось на невозможности независимого регулирования фазных напряжений на выходе трехфазного мостового инвертора. Тем не менее, при хорошем качестве формирования выходной синусоиды и достаточно “жестком” сглаживающем фильтре возможно построение преобразователя без независимой стабилизации фазных напряжений с обеспечением заданного качества выходной энергии с регулированием “по среднему”.

Ряд соображений укрепляет этот тезис и позволяет считать, что данная схема имеет значительный потенциал для построения на ее основе целого ряда устройств бортовой электроэнергетики и, в том числе, статических преобразователей вторичных систем электроснабжения.

Даже при крайней степени небаланса нагрузки, когда нагружена всего одна фаза, токи протекают через все три выхода транзисторного моста [6]. Налицо хотя и не полное, но симметрирующее действие схемы Скотта, обусловленное особенностями ее топологии. Это означает, что при “уходе” под действием нагрузки одного из фазных напряжений, пусть в меньшей степени, но тоже “уходят” в ту же сторону и две другие фазы.

ГОСТ 54073–2010 предъявляет значительно более жесткие требования к небалансу нагрузок, чем его предшественники. Это обстоятельство позволяет считать, что разброс выходных напряжений преобразователя, вызванный несимметрией нагрузки, может быть не столь значительным, чтобы с ним не справилось бы регулирование “по среднему”.

Современные методы цифрового векторного управления и аппаратные средства их реализации позволяют синтезировать законы регулирования, обеспечивающие необходимое качество выходной энергии инвертора с отслеживанием каждого из его выходных напряжений.

Преобразователь с двойным преобразованием на основе дельта-инвертора

Схожей с трехфазным мостовым инвертором по принципу формирования выходного напряжения является схема так называемого дельта-инвертора (Δ -инвертора) [7]. Как и у мостового инвертора, структура дельта-инвертора является связанной, то есть в формировании каждого из выходных напряжений участвуют одновременно все фазы. По принципу действия инвертора его выходные напряжения имеют конфигурацию “треугольник”.

Дельта-инвертор относится к структурам с переменными параметрами, и форма выходного напряжения зависит от режима и характера нагрузки.

Сочетание дельта-структуры с автотрансформаторной схемой Скотта позволяет организовать трехфазную систему фазных напряжений с выведенной силовой нейтралью. Три независимых «плавающих» источника постоянного напряжения, коммутируемые силовыми ключами инвертора, могут быть реализованы в виде высокочастотных повышающих конверторов с гальванически развязанными друг от друга выходами. Таким образом легко синтезируется трехфазная преобразовательная структура с двойным преобразованием, способная работать в системах бортовой электроэнергетики (рис. 6).

Как и в предыдущем случае, каждый функциональный узел преобразователя выполняет отдельную функцию:

- конверторы осуществляют преобразование уровня входного напряжения и гальваническую развязку входных и выходных цепей;

- инвертор формирует трехфазное переменное напряжение;

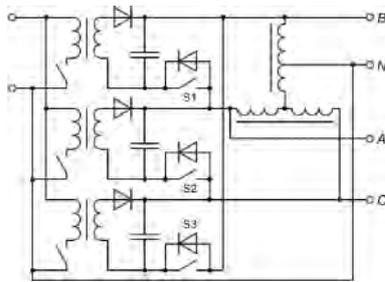


Рис. 6. Преобразователь с двойным преобразованием на основе дельта-инвертора

– автотрансформаторы формируют трехфазную систему фазных напряжений с силовой нейтралью.

Схема Скотта применяется здесь только для создания искусственной силовой нейтрали трехфазной системы напряжений.

Формирование трехфазного напряжения на выходе инвертора осуществляется последовательной круговой коммутацией его силовых ключей. Существует три рациональных варианта коммутации: последовательное включение одного из трех ключей; последовательное включение двух из трех ключей; комбинация первого и второго вариантов, при котором на интервале формирования напряжения включен сначала один, а затем два ключа [8].

Состояние ключей и соответствующие напряжения на выходе силовой части дельта-инвертора при активной нагрузке приведены в табл. 1.

Таблица 1. Состояния ключей и уровни напряжений на выходе дельта-инвертора при активной нагрузке

Состояние схемы	Состояния ключей			Выходные напряжения					
				Линейные напряжения			Фазные напряжения		
	S1	S2	S3	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}	U_A	U_B	U_C
I	0	0	0	0	0	0	0	0	0
II	0	0	1	U_n	$-\frac{U_n}{2}$	$-\frac{U_n}{2}$	$-\frac{U_n}{2}$	$\frac{U_n}{2}$	0
III	0	1	0	$-\frac{U_n}{2}$	U_n	$-\frac{U_n}{2}$	$\frac{U_n}{2}$	0	$-\frac{U_n}{2}$
IV	0	1	1	U_n	U_n	$-2U_n$	0	U_n	$-U_n$
V	1	0	0	$-\frac{U_n}{2}$	$-2U_n$	U_n	0	$-\frac{U_n}{2}$	$\frac{U_n}{2}$
VI	1	0	1	U_n	$-\frac{U_n}{2}$	U_n	$-U_n$	0	$-U_n$

Наиболее эффективным представляется алгоритм коммутации, использующий одновременное включение двух из трех ключей, когда на частоте выходного напряжения преобразователя каждый

из них имеет длительность открытого состояния 240 эл. град. Диаграммы переключения и вид выходных кривых показаны на рис. 7. Как видно, инвертор формирует напряжения с явно выраженной второй гармоникой, симметричные по вольт-секундам и несимметричные по форме.

Возможно формирование выходных напряжений с помощью высокочастотной широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону с введением отрицательной обратной связи по выходной кривой. Вторая гармоника при этом может быть полностью устранена.

Анализ контуров протекания токов показывает, что в режиме высокочастотного ШИМ-управления инвертором при отключении нагрузки от одного из источников напряжения ее ток замыкается через два других. Таким образом, выходные каскады конверторов преобразователя должны быть способными к пропусканию обратных токов. Реализация этой способности приводит либо к усложнению схемотехники, либо к переразмериванию выходных конденсаторов – и то и другое означает существенное ухудшение масса-габаритных показателей изделия в целом.

В силу связанности своей структуры дельта-инвертор не способен к независимому регулированию фазных напряжений на выходе автотрансформаторной Т-схемы. Возможно регулирование “по среднему”, причем представляется целесообразным, чтобы собственно инвертор осуществлял бы только формообразование выходных кривых, а функции регулирования (стабилизацию) выполняли бы конверторы. Впрочем, о проведении где-либо серьезных исследований по управлению подобными преобразовательными

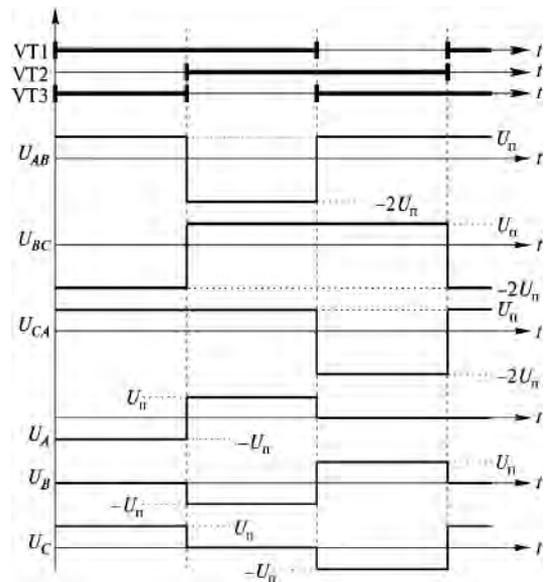


Рис. 7. Диаграммы переключения силовых ключей дельта-инвертора и формы выходных напряжений на его выходе

структурами авторам не известно. Отсутствуют сведения о работе схемы при несимметрии нагрузки, о ее поведении при линейных и фазных коротких замыканиях и пр. Эти интересные работы еще предстоит проделать.

Таким образом, несмотря на минимально возможное количество силовых ключей в инверторной части преобразователя, использование подобной структуры в бортовых системах электроснабжения пока представляется несвоевременным.

Преобразователь с двухфазным инвертором с двойным преобразованием

Выше было показано, что в системе, образованной двухфазным инвертором и трансформаторной схемой Скотта, возможна организация отдельного регулирования выходных фазных напряжений. Это возможно и в преобразователе с двухфазным инвертором с двойным преобразованием.

На рис. 8 приведена структурная схема трехфазного преобразователя, содержащего два конвертора, питающих два однофазных инвертора, выходные напряжения которых сдвинуты на 90° градусов относительно друг друга. Выходы инверторов подключены к двум автотрансформаторам, образующим схему Скотта [9].

Для образования симметричной системы фазных напряжений необходимо, чтобы напряжение на выходе первого инвертора H в $2\sqrt{3}$ раза отличалось бы от выходного напряжения второго инвертора L . Это может быть реализовано либо соответствующим выбором значений выходных напряжений конверторов и их последующим непосредственным инвертированием инверторами, либо формированием переменных напряжений требуемых уровней самими инверторами при одинаковых выходных напряжениях конверторов. Соотношение общих чисел витков автотрансформаторов в данном случае не имеют существенного значения, но принципиально важно, чтобы выполнялось условие $w_{BO} = 2w_{O_1}$ и $w_{AO_1} = w_{O_1C}$. Выходное напряжение инвертора L равно выходному линейному напряжению преобразователя.

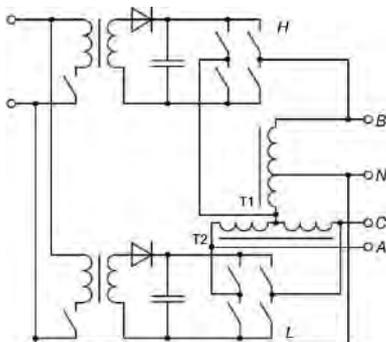


Рис. 8. Преобразователь с двойным преобразованием на основе двухфазного инвертора

Каждый из функциональных узлов данной конфигурации занимается выполняет свои определенные функции:

- высокочастотные конверторы осуществляют преобразование уровня входного напряжения и гальваническую развязку входных и выходных цепей;

- инверторы преобразуют повышенное постоянное напряжение в двухфазное переменное;

- автотрансформаторы формируют трехфазную систему фазных напряжений с силовой нейтралью.

Следует отметить, что в данном устройстве схема Скотта осуществляет и преобразование фаз, и согласование разнофазных систем и параметрическое формирование искусственной силовой нейтрали трехфазной системы фазных напряжений.

Как и в предыдущих случаях, если небаланс нагрузок не выходит за определенный стандарт уровень, суммарная габаритная мощность автотрансформаторов не превышает 10% от номинальной мощности преобразователя.

Это может показаться странным. Действительно, система автотрансформаторов совершает преобразование фаз, что, на первый взгляд, должно сопровождаться и преобразованием энергии. Можно показать, что это не так.

Рассмотрим работу преобразователя на симметричную трехфазную нагрузку. При такой работе ток нейтрали равен нулю, а электромагнитные процессы в схеме, нагруженной на “звезду” или на эквивалентный ей “треугольник”, будут идентичны. При «треугольной» нагрузке необходимости в наличии автотрансформатора $T1$ нет, и схема может иметь вид, изображенный на рис. 9. Очевидно, что на работу нагрузки линии AC , подключенной непосредственно к выходу инвертора L , параллельный ей автотрансформатор $T2$ не влияет, к нему подключены только равные друг другу и включенные последовательно соответствующие составляющие нагрузок линий AB и BC . С точки зрения автотрансформатора $T2$ между общей точкой составляющих нагрузок AB и BC (проекцией на AC точки B треугольника ABC) и точкой O_1 нет

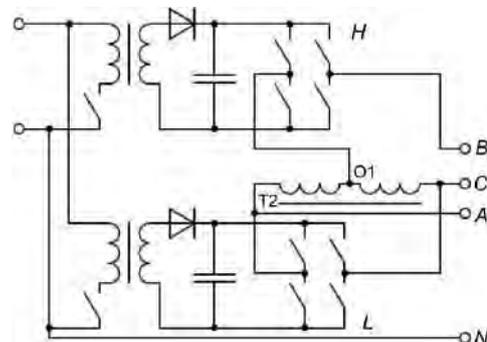


Рис. 9. Преобразователь с двойным преобразованием для симметричной нагрузки на основе двухфазного инвертора

разницы потенциалов, и поэтому он не осуществляет преобразование энергии, а в совокупности с инвертором L образует два противофазных источника переменного тока с равными друг другу напряжениями.

Таким образом, при симметричной нагрузке преобразуют фазу, но не преобразуют мощность и, как и в рассмотренном выше мостовом инверторе, могут рассчитываться только на мощность несимметрии.

Заключение

Регулирование фазных напряжений может осуществляться уже описанными выше методами, но наличие в каждом канале двух регулируемых устройств – конвертора и инвертора – позволяет, сохранив общий геометрический принцип, расширить возможности регулирования, повысив его качество и, соответственно, качество выходной энергии преобразователя.

Литература

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

2. *С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин.* Преобразовательные структуры трехфазных статических инверторов вторичных систем электроснабжения летательных аппаратов / Электроника и электрооборудование транспорта, № 1, 2012.

3. *О. Н. Веселовский, Я. А. Шнейберг.* Очерки по истории электротехники. – Учебное издание. М.:

Издательство МЭИ. 1993.

4. *И. А. Войтович, С. Ф. Коняхин, В. А. Цишевский.* Современные бортовые статические преобразователи шкалы “Б”. – Практическая силовая электроника, № 19, 2005.

5. *С. Ф. Коняхин, В. А. Цишевский.* Трехфазная система электропитания. – Патент на полезную модель № 66624, H02M 1/00, 2007.

6. *С. Ф. Коняхин, В. А. Цишевский.* Трехфазный мостовой инвертор с искусственной силовой нейтралью / Электрическое питание, № 3, 2007.

7. *Evans P. D., Dotson R. S., Eastham J. F.* Delta-inverter. – Proceedings IEE, vol. 127. pt. B, 1980, November, N 6, pp. 333–340.

8. *С. В. Аверин.* Дельта-инвертор. – Практическая силовая электроника, № 31, 2008, С. 42–47.

9. *С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин, А. М. Нагорнов.* Преобразователь постоянного напряжения в трехфазное переменное. – Патент на полезную модель № 126537, H02M 7/537, 2012.

Коняхин Сергей Федорович, к. т. н., Главный конструктор систем преобразования электроэнергии, заместитель Главного конструктора ОАО “Аэроэлектромаш”, тел. +7(495)-980-65-02;

Коняхин Вячеслав Сергеевич, аспирант кафедры ЭКАО МЭИ, ведущий специалист ОАО “Аэроэлектромаш”;

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

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, А. А. Павлова

СИНТЕЗ ОДНОКОНТУРНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ Понижающим Импульсным Преобразователем

G. A. Belov, A. V. Serebryannikov, Pavlova A. A.

Synthesis of a Single-Loop Control System for Buck Switch Mode Converter

Приводится конкретный пример синтеза системы управления, в котором реализуются рекомендации, обоснованные авторами в предыдущей статье. Определяются параметры неизменяемой при синтезе части системы, к которой относятся широтно-импульсный модулятор, выходной LC-фильтр и делитель выходного напряжения. Построены два варианта желаемой ЛАЧХ, при которых рассчитаны параметры последовательного корректирующего звена.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, схема управления, корректирующие звенья, синтез, запас устойчивости по фазе.

The concrete example of the synthesis of control system, which implements the recommendations substantiated by the authors in a previous article, is shown. The parameters of invariable by synthesis part of the system, which includes a pulse-width modulator, output LC-filter and the output voltage divider, are defined. Two variants of the necessary decibel-log frequency response, for which the parameters of serial correction link are calculated, are drawn.

Key words: pulse converter, control circuits, correction links, synthesis, stability margin in phase.

Развитие методик синтеза систем управления импульсными преобразователями, основанных на классическом частотном методе, остается актуальной задачей [1]. В предлагаемой статье рассмотрим конкретный пример синтеза, в котором реализуются обоснованные авторами рекомендации [1].

Описание схемы

В импульсном преобразователе, представленном на рис. 1, система управления построена на микросхеме UC3573 с невысокой степенью интеграции. Выбор одной из наиболее простых микросхем объясняется тем, что в ней основные схемы, предназначенные для организации замкнутой системы управления импульсным преобразователем, в минимальной степени загромождены дополнительными схемами защиты микросхемы и цепями для организации плавного пуска системы.

Напряжение питания микросхемы V_{CC} , подаваемое на вывод 4 (V_{CC}), берется со входа силовой части ($V_{CC} = u_{вх}$). Для узлов, требующих стабилизированного напряжения питания, имеется внутренний стабилизатор с выходным напряжением $V_{REF} = 3 \pm 0,06$ В, которое подано на вывод 8 (REF). Частота задающего генератора ЗГ определяется емкостью конденсатора C_T , присоединяемого извне к выводу 7 ($RAMP$). На этом выводе формируется пилообразное напряжение $u_{п}(t)$ с частотой f , изменяющееся в пределах от 0,5 до 3,5 В (рис. 2). Тактовые импульсы u_T формируются на другом выходе задающего генератора во время обратного хода пилообразного напряжения, когда конденсатор C_T разряжается внутренним источником тока через замыкающийся на это время ключ, которые на рис. 1 не показаны. Частота задающего генератора определяется по приближенной формуле

$$f = 1/(15C_T),$$

где f – в кГц, C_T – в микрофарадах. Рекомендуется рабочую частоту генератора выбирать в диапазоне от 10 до 200 кГц. Максимальный выходной ток, снимаемый с драйвера DA5, выполненного по квазикомплементарной схеме, равен $\pm 0,5$ А.

На неинвертирующий вход усилителя ошибки DA1 подается опорное напряжение $U_{оп} = 1,5$ В, получаемое внутри микросхемы от делителя напряжения с коэффициентом передачи 0,5, присоединяемого к источнику напряжения $V_{REF} = 3$ В. На инвертирующий вход DA1 подается напряжение

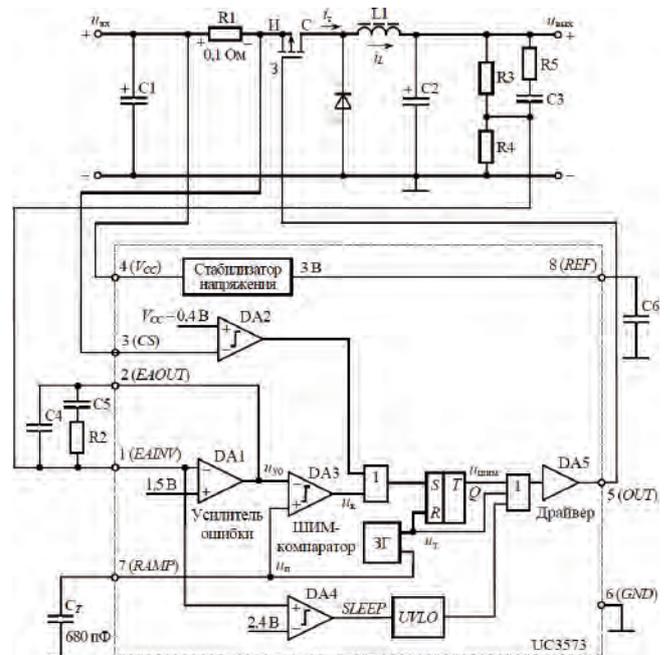


Рис. 1. Схема импульсного преобразователя с системой управления на микросхеме UC3573

$K_d u_{\text{вх}}$, где коэффициент передачи делителя напряжения, выполненного на резисторах R_3, R_4 , $K_d = R_4 / (R_3 + R_4)$, берется равным $K_d = U_{\text{оп}} / U_{\text{вх}}$. Усилитель ошибки DA1 с цепями коррекции строится по одной из известных схем [1]. Выходное напряжение усилителя ошибки u_{yo} поступает на инвертирующий вход ШИМ-компаратора DA3 и сравнивается с пилообразным напряжением $u_{\text{п}}(t)$, подаваемым на неинвертирующий вход DA3.

Временные диаграммы, поясняющие функционирование микросхемы в составе импульсного преобразователя представлены на рис. 2а и б. В точке пересечения нарастающего участка кривой $u_{\text{п}}(t)$ с графиком $u_{\text{yo}}(t)$ на выходе компаратора начинает формироваться положительный импульс $u_{\text{к}}(t)$, который заканчивается во второй точке пересечения кривых $u_{\text{п}}(t)$ и $u_{\text{yo}}(t)$, что происходит во время обратного хода пилообразного напряжения.

В момент начала импульса $u_{\text{к}}(t)$ срабатывает триггер ШИМ и на его выходе Q появляется положительный импульс $u_{\text{ШИМ}}$. Сброс триггера происходит в начале очередного тактового импульса $u_{\text{т}}$.

Поскольку на входы логического элемента ИЛИ, включенного между выходом триггера и входом выходного усилителя мощности DA5 (драйвера), подаются выходное напряжение триггера и тактовый импульс $u_{\text{т}}$, то на выходе этого элемента формируется положительный импульс, начинающийся в момент срабатывания ШИМ-компаратора и оканчивающийся в момент окончания тактового импульса. Импульс u_{out} такой же длительности, но инвертированный и более мощный, формируется на выходе 5 (OUT) микросхемы. Таким образом, выходной импульс микросхемы, определяющий

время закрытого состояния силового транзистора, удлиняется по сравнению с импульсом $u_{\text{ШИМ}}$ на время, равное длительности тактового импульса. Этот добавок составляет нерегулируемую по длительности часть выходного импульса и определяет так называемое “мертвое время” ШИМ. Длительность запирающего сигнала на затворе силового транзистора не может быть меньше “мертвого времени”.

Управление силовым транзистором в понижающем импульсном преобразователе усложняется тем, что в нем имеет место так называемое верхнее расположение силового транзистора. В связи с этим в схеме на рис. 1 используется МДП-транзистор с каналом p -типа, хотя он обладает меньшим быстродействием, чем транзистор с каналом n -типа. Напряжение затвор-исток транзистора в схеме на рис. 1 определяется равенством

$$u_{\text{зи}} = u_{\text{out}} - u_{\text{вх}} + R_{\text{дт}} i_{\text{т}} \approx u_{\text{out}} - u_{\text{вх}}$$

и условие отпираания транзистора имеет вид

$$u_{\text{out}} - u_{\text{вх}} < -U_{\text{т.пор}}$$

u_{out} – выходное напряжение микросхемы, $-U_{\text{т.пор}}$ – пороговое напряжение затвор-исток, при котором транзистор отпирается. Таким образом, при $u_{\text{out}} = 0$ между затвором и истоком действует отрицательное напряжение $-u_{\text{вх}}$, что обеспечивает надежное отпираение транзистора. При амплитудном значении выходного импульса микросхемы, примерно равном $V_{\text{CC}} = u_{\text{вх}}$ имеем $u_{\text{зи}} = 0$, что обеспечивает закрытое состояние транзистора. Строго говоря, для ограничения выходного тока микросхемы при отпираии силового МДП-транзистора, когда его входная емкость заряжается, и при запираии, когда эта емкость разряжается, между выводом 5 (OUT) и затвором силового транзистора необходимо включить резистор с сопротивлением 10–20 Ом.

Если бы в схеме на рис. 1 использовался МДП-транзистор с каналом n -типа, то для поддержания открытого состояния транзистора, в котором потенциалы истока и стока транзистора примерно равны $u_{\text{вх}}$, на затвор необходимо было бы подать напряжение, по крайней мере на несколько вольт превышающее входное $u_{\text{вх}}$. Для этого используются специальные схемы драйверов.

Работа схемы в режиме ограничения тока силового транзистора иллюстрируется на рис. 2б. На инвертирующий вход компаратора DA2 поступает напряжение $u_{\text{вх}} - R_{\text{дт}} i_{\text{т}}$, где $u_{\text{вх}} = V_{\text{CC}}$, $R_{\text{дт}} = R_1$, $i_{\text{т}}$ – ток силового транзистора, на неинвертирующий вход компаратора подано напряжение $V_{\text{CC}} - U_{\text{пор}}$, где V_{CC} – напряжение питания микро-

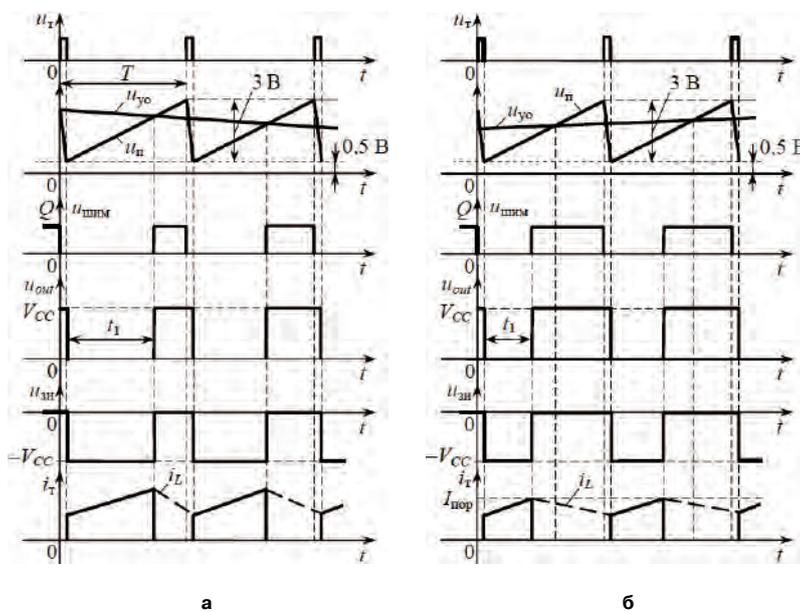


Рис. 2. Идеализированные временные диаграммы, поясняющие функционирование микросхемы UC3573 в нормальном режиме (а) и в режиме ограничения тока (б)

схемы, $U_{\text{пор}} = 0,4 \text{ В}$ – пороговое напряжение, определяющее уровень ограничения тока. Компаратор DA2 (рис. 1) срабатывает, когда напряжение на его неинвертирующем входе становится больше, чем на инвертирующем, т. е. условие срабатывания

$$V_{\text{CC}} - U_{\text{пор}} > u_{\text{вх}} - R_{\text{дт}} i_{\text{т}},$$

откуда при $u_{\text{вх}} = V_{\text{CC}}$ следует

$$i_{\text{т}} > I_{\text{пор}} = U_{\text{пор}}/R_{\text{дт}}.$$

При срабатывании компаратора DA2 на его выходе формируется положительный перепад напряжения (уровень логической 1), который через элемент ИЛИ проходит на S-вход триггера. В результате этого триггер, как показано на рис. 2б, срабатывает раньше момента времени, когда пересекаются кривые $u_{\text{п}}(t)$ и $u_{\text{во}}(t)$. Силовой транзистор запирается в момент, когда ток силового транзистора достигает значения $I_{\text{пор}}$. Так происходит ограничение амплитудного значения тока транзистора, а также силового дросселя.

Определение параметров неизменяемой при синтезе части схемы

Исходные данные, необходимые для проектирования: выходное напряжение 5 В; номинальный выходной ток 5 А; минимальный выходной ток 1 А; действующее значение напряжения питающей сети $U_{\text{с}} = 220 \text{ В} \pm 15\%$; номинальное входное напряжение $u_{\text{вх.ср}}^{T_{\text{с}}/2} = 12 \text{ В}$. Нестабильность выходного напряжения при изменении напряжения питающей сети на $\pm 15\%$ – не более 15 мВ; нестабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки от 1 до 5 А – не более 10 мВ; допустимый размах пульсаций выходного напряжения – не более 20 мВ [2].

Источники питания с сетевым выпрямителем, содержащим низкочастотный трансформатор, применяются лишь в исключительных случаях, но удобны для иллюстрации проникновения низкочастотных пульсаций на выход источника и проектирования замкнутой системы управления по условию их подавления. Аналогично решается эта задача в сетевом источнике питания с прямоходовым преобразователем, в котором низкочастотный трансформатор отсутствует [4, 6].

Выбираем систему управления с астатизмом первого порядка. Тогда статические ошибки, вызванные изменениями напряжения питающей сети $U_{\text{с}}$ и тока нагрузки, как было показано, будут отсутствовать [1]. Но остается ошибка, вызванная низкочастотными пульсациями входного напряжения.

Амплитуду первой гармоники входных пульсаций $u_{\text{вх}} = a_{\text{вх}} \sin 2\omega_{\text{с}} t$ примем равной $a_{\text{вх}} = \Delta u_{\text{вх}}^{T_{\text{с}}/2} / 2 = 3 \text{ В}$, а допустимое значение амплитуды ошибки регулирования, вызванной низкочастотными пульсациями, $A_{\text{е}}^{\text{вх}} = 5 \text{ мВ}$. Здесь $u_{\text{вх}}^{T_{\text{с}}/2}$ – размах пульсаций входного напряжения, изменяющихся с удвоенной частотой питающей сети $2f_{\text{с}} = 2/T_{\text{с}}$.

Ордината контрольной точки ЛАЧХ $A_{\text{к}}$ определяются выражением [1]

$$A_{\text{к}} = 20 \lg \gamma \left| W_{\Phi}(j\omega_{\text{вх}}) \right| \frac{a_{\text{вх}}}{A_{\text{е}}^{\text{вх}}},$$

где $W_{\Phi}(p)$ – передаточная функция LC-фильтра, $\omega_{\text{вх}} = 4\pi f_{\text{с}}$ – частота входных пульсаций; γ – относительная длительность включенного состояния силового транзистора при условиях, при которых найдено значение авх. Принимая $\gamma = 5/12 = 0,42$, $|W_{\Phi}(j\omega_{\text{вх}})| \approx 1$, найдем

$$A_{\text{к}} = 20 \lg(0,42 \cdot 3/0,005) = 48 \text{ дБ}.$$

Примем частоту излома ЛАЧХ неизменяемой части, вызванного ЭПС выходного конденсатора равной 5 кГц, т. е. $\omega_{\text{эпс}} = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 = 31,42 \cdot 10^3 \text{ рад/с}$ [3]. Тогда постоянная времени выходного конденсатора

$$\tau_{\text{с}} = 1/(2\pi \cdot 5 \cdot 10^3) = 31,83 \text{ мкс}.$$

Найдем составляющие коэффициента усиления изменяемой части.

Коэффициент передачи делителя

$$K_{\text{д}} = U_{\text{оп}}/U_{\text{вых.ср}} = 1,5/5 = 0,3.$$

Коэффициент усиления ШИМ

$$K_{\text{ШИМ}}/T = FT/(U_{\text{п}}T) = F/U_{\text{п}} = 0,333 \text{ В}^{-1},$$

где фактор пульсаций F принят равным 1; $U_{\text{п}}$ – амплитуда пилообразного напряжения.

Коэффициент усиления неизменяемой части при $K_{\Phi} = 1$

$$K_0 = K_{\text{д}} K_{\text{ШИМ}} u_{\text{вх.ср}}/T = 0,3 \cdot 0,333 \cdot 15 = 1,5.$$

Допустимый размах низкочастотных пульсаций входного напряжения преобразователя примем равным $\Delta u_{\text{вх}}^{T_{\text{с}}/2} = 0,5 u_{\text{вх.ср}}^{T_{\text{с}}/2} = 0,5 \cdot 12 = 6 \text{ В}$. Тогда найдем

$$u_{\text{вх.мах}} \approx \sqrt{2} n_{\text{тр}} U_{\text{с}} = u_{\text{вх}}^{T_{\text{с}}/2} - \frac{u_{\text{вх.ср}}^{T_{\text{с}}/2}}{2} = 12 + \frac{6}{2} = 15 \text{ В};$$

$$u_{\text{вх.мах}} = u_{\text{вх}}^{T_{\text{с}}/2} - \frac{u_{\text{вх.ср}}^{T_{\text{с}}/2}}{2} = 12 - \frac{6}{2} = 9 \text{ В}.$$

Время заряда конденсатора входного фильтра оценим по соотношению [1]

$$t_{\text{зар}} > \frac{1}{2\pi f_{\text{с}}} \arccos \frac{u_{\text{вх.мин}}}{\sqrt{2} n_{\text{тр}} U_{\text{с}}},$$

где $u_{\text{вх.мин}}$ – значение $u_{\text{вх}}$ в конце интервала заряда; $n_{\text{тр}}$ – коэффициент трансформации сетевого трансформатора; $U_{\text{с}}$ – действующее значение напряжения питающей сети.

Найдем

$$t_{\text{зар}} > \frac{1}{2\pi \cdot 50} \arccos \frac{9}{15} = 0,00295 \text{ с}.$$

Примем $t_{\text{зар}} = 3$ мс, тогда $t_{\text{разр}} = 10 - 3 = 7$ мс.

Полагая КПД импульсного преобразователя $\eta = 0,9$, рассчитаем входную мощность $P_{\text{вх}} = 25/0,9 = 27,78$ Вт. Тогда согласно [1]

$$C_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{вх}} t_{\text{разр}}}{u_{\text{вх, ср}}^{T_c/2} \Delta u_{\text{вх}}^{T_c/2}} = \frac{27,78 \cdot 0,007}{12 \cdot 6} = 2700 \text{ мкФ.}$$

Примем стандартное значение $C_{\text{вх}} = 3300$ мкФ. Кроме электролитического конденсатора с найденной емкостью параллельно входным зажимам подключается высокочастотный конденсатор с гораздо меньшей емкостью для прохождения импульсной составляющей входного тока, изменяющейся с частотой переключений силового транзистора.

Для проверки правильности расчетов согласно [1] найдем значение

$$u_{\text{вх, min}} = \sqrt{u_{\text{вх, max}}^2 - \frac{2P_{\text{вх}} t_{\text{разр}}}{C_{\text{вх}}}} = \sqrt{15^2 - \frac{2 \cdot 27,78 \cdot 0,007}{0,0027}} = 8,998 \text{ В,}$$

которое практически совпало с ранее найденным $u_{\text{вх, min}} = 9$ В.

Частоту переключений примем равной $f = 100$ кГц.

Индуктивность дросселя выходного LC-фильтра рассчитываем по формуле [4]

$$L = \frac{u_{\text{вых, ср}}(1 - \gamma_{\text{min}})}{2fI_{\text{н. ср. min}}},$$

где с учетом возможного увеличения напряжения сети на 15% $\gamma_{\text{min}} = u_{\text{вых, ср}}/(1,15u_{\text{вх, max}}) = 5/(1,15 \cdot 15) = 0,290$; $I_{\text{н. ср. min}} = 1$ А. Получим

$$L = \frac{5(1 - 0,29)}{2 \cdot 10^5 \cdot 1} = 17,75 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Округлим это значение до $L = 20$ мкГн.

Расчет емкости выходного конденсатора C_2 зависит от предъявляемых требований. Выходные пульсации складываются из высокочастотных, изменяющихся с частотой переключений $f = \omega/2\pi$, и низкочастотных, образующихся за счет проникновения входных пульсаций на выход. Приняв допустимый размах высокочастотных пульсаций $2U_{C-m}$ равным половине полного размаха пульсаций, т. е. 10 мВ, найдем допустимое значение коэффициента высокочастотных пульсаций

$$K_{\text{п}} = \frac{U_{C-m}}{u_{\text{вых, ср}}} = \frac{0,005}{5} = 0,001$$

и требуемую емкость конденсатора выходного фильтра [4]

$$C_2 = C = \frac{u_{\text{вых, ср}}(1 - \gamma_{\text{min}})}{16f^2 L K_{\text{п}}} = \frac{(1 - 0,29) \cdot 5}{16 \cdot 10^{10} \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 0,001} = 1109 \text{ мкФ.}$$

Нередко емкость LC-фильтра рассчитывают так, чтобы после внезапного исчезновения напряжения питающей сети выходное напряжение в течение времени Δt оставалось не ниже $u_{\text{вых, min}}$. Тогда согласно [5]

$$C = \frac{2P_{\text{вых}} \Delta t}{u_{\text{вых}}^2 - u_{\text{вых, min}}^2}.$$

Принимая $u_{\text{вых, min}} = 3$ В, $\Delta t = 20$ мс, находим

$$C = \frac{2 \cdot 25 \cdot 0,02}{5^2 - 3^2} = 0,0625 \text{ мкФ.}$$

Отсюда видно, что при низких выходных напряжениях такой расчет емкости выходного конденсатора из-за очень больших ее значений нецелесообразен.

В [3] предлагается рассчитывать емкость выходного конденсатора, исходя из переходного режима, когда в течение одного из периодов ток дросселя близок к нулю и весь ток нагрузки замыкается через конденсатор, разряжая его. Тогда

$$C = \frac{I_{\text{н}}(1 - \gamma_{\text{min}})}{f \Delta u_{\text{вых}}} = \frac{5 \cdot (1 - 0,29)}{10^5 \cdot 0,01} = 3550 \text{ мкФ.}$$

Возьмем $C = 3600$ мкФ.

Тогда постоянная времени LC-фильтра

$$T_{\text{ф}} \approx \sqrt{LC} = \sqrt{20 \cdot 10^{-6} \cdot 3600 \cdot 10^{-6}} = 268,3 \text{ мкс,}$$

соответствующая частота излома асимптотической ЛАЧХ $\omega_1 = 3,727 \cdot 10^3$ рад/с; коэффициент передачи фильтра на частоте входных пульсаций $\omega_{\text{вх}} = 4\pi f_c = 4\pi \cdot 50 = 628$ рад/с

$$|W_{\text{ф}}(j\omega_{\text{вх}})| = \frac{1}{\sqrt{(1 - T_{\text{ф}}^2 \omega_{\text{вх}}^2)^2 + (2\zeta_{\text{ф}} T_{\text{ф}} \omega_{\text{вх}})^2}} \approx 1.$$

ЛАЧХ неизменяемой части $L_0(\omega)$ при найденных значениях параметров представлена на рис. 3. Проведя через контрольную точку Ак (или выше нее) начальный участок желаемой ЛАЧХ с наклоном -20 дБ/дек, построим желаемую характеристику вида ЛАЧХ-I [1], выбрав последовательное корректирующее звено, представленное на рис. 4а. Его передаточная функция есть

$$W_{\text{yo}}(p) = \frac{K_{\text{yo}}(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}{p(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)},$$

где

$$\tau_1 = 1/\omega_1 = R_2 C_5; \quad \tau_2 = 1/\omega_2 = (R_4 + R_5) C_3;$$

$$T_1 = 1/\omega_{\text{эпс}} = C_4 C_5 R_2 / (C_4 + C_5); \quad (1)$$

$$T_2 = 1/\omega_3 = C_3 R_5,$$

где $R_4 = R_3 \| R_4$ – выходное сопротивление делителя.

Как рекомендовано в [3], постоянную времени T_1 корректирующего звена выберем равной τ_c , ком-

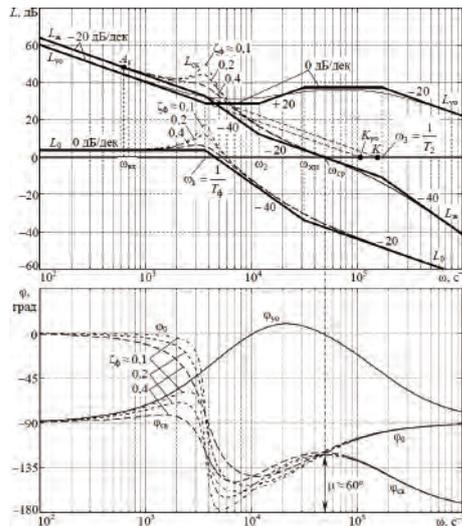


Рис. 3. ЛАЧХ и ФЧХ для первого варианта: асимптотические ЛАЧХ (жирные линии); точные (тонкие линии)

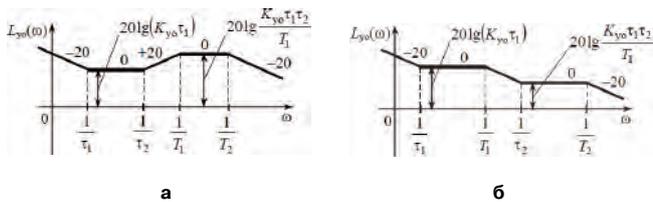
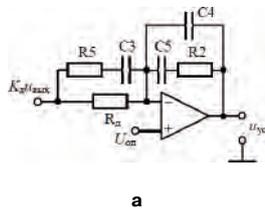


Рис. 4. Схема последовательного корректирующего звена, используемого на рис. 1 (а); ее асимптотическая ЛАЧХ (б); возможный вариант ЛАЧХ звена (в)

пенсирюя нуль $-\omega_{эпс} = -1/\tau_c$, обусловленный ЭПС выходного конденсатора, полюсом $-1/T_1$.

Рассмотрим два варианта желаемой ЛАЧХ.

В первом варианте (рис. 3) выберем первую сопрягающую частоту ω_1 желаемой ЛАЧХ равной резонансной частоте фильтра, а частоту среза $f_{cp} = 5$ кГц. Протяженность участка с наклоном -20 дБ/дек в окрестности частоты среза $h = \omega_3/\omega_2$ берем примерно равной одной декаде: $\omega_2 = 1,2 \cdot 10^4$ рад/с; $\omega_3 = 1,75 \cdot 10^5$ рад/с. Необходимостью дополнительного излома желаемой ЛАЧХ на высоких частотах ($\omega > \omega_3$) будем пренебрегать.

Согласно рис. 3 желаемая передаточная функция разомкнутой системы есть

$$W_{ж}(p) = \frac{K \left(1 + \frac{1}{\omega_2} p\right)}{p \left(1 + \frac{1}{\omega_1} p\right) \left(1 + \frac{1}{\omega_3} p\right)} \quad (2)$$

Коэффициент усиления K определяется с учетом того, что асимптотическая ЛАЧХ $L_{ж}(\omega)$ на низкочастотном участке с наклоном -20 дБ/дек соответствует выражению $|W_{ж}(j\omega)| = K/\omega$. Тогда

$$K = \omega_{вх} \gamma |W_{\phi}(j\omega_{вх})| \frac{A_{вх}}{A_e} = 628,3 \cdot 0,42 \frac{3}{0,005} = 1,58 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}.$$

ЛАЧХ последовательного корректирующего звена $L_{yo}(\omega) = L_{ж}(\omega) - L_0(\omega)$ на рис. 3 соответствует передаточная функция

$$W_{yo}(p) = \frac{K_{yo} \left(1 + \frac{1}{\omega_1} p\right) \left(1 + \frac{1}{\omega_2} p\right)}{p \left(1 + \frac{1}{\omega_{эпс}} p\right) \left(1 + \frac{1}{\omega_3} p\right)}, \quad (3)$$

где

$$K_{yo} = \frac{K}{K_0} = \frac{1,58 \cdot 10^5}{1,5} = 1,053 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}.$$

Кроме равенств (1) учтем выражение

$$K_{yo} = \frac{1}{R_d (C_4 + C_5)}. \quad (4)$$

Приняв значение тока, протекающего в резисторах делителя, равным 1 мА, найдем сопротивление нижнего резистора делителя

$$R_d = \frac{1,5}{10^{-3}} = 1,5 \text{ кОм},$$

тогда сопротивление верхнего резистора

$$R_3 = \frac{5 - 1,5}{10^{-3}} = 3,5 \text{ кОм}.$$

Коэффициент передачи делителя

$$K_d = \frac{1,5}{1,5 + 3,5} = 0,3;$$

выходное сопротивление

$$R_d = R_3 \parallel R_4 = \frac{1,5 \cdot 3,5}{1,5 + 3,5} = 1,05 \text{ Ом}.$$

Из равенства (4) найдем сумму емкостей конденсаторов цепи обратной связи усилителя ошибки

$$C_4 + C_5 = \frac{1}{R_d K_{yo}} = \frac{1}{1,05 \cdot 10^3 \cdot 1,055 \cdot 10^5} = 9,03 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Из первого и четвертого равенств (1) следует выражение

$$C_4 = T_1 (C_4 + C_5) / \tau_1 = \tau_c (C_4 + C_5) / T_{\phi},$$

откуда найдем

$$C_4 = \frac{31,83 \cdot 10^{-6}}{268,3 \cdot 10^{-6}} \cdot 9,03 \cdot 10^{-9} = 1,07 \cdot 10^{-9} \text{ Ф};$$

$$C_5 = (9,03 - 1,07) \cdot 10^{-9} = 7,96 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Далее

$$R_2 = \frac{\tau_1}{C_5} = \frac{T_\phi}{C_5} = \frac{268,3 \cdot 10^{-6}}{7,96 \cdot 10^{-9}} = 33,70 \text{ Ом.}$$

Из второго и четвертого равенств (1) следует

$$C_3 = \frac{\tau_2 - T_2}{R_d} = \frac{\frac{1}{\omega_2} - \frac{1}{\omega_3}}{R_d} = \frac{0,8333 \cdot 10^{-4} - 0,5714 \cdot 10^{-5}}{1,05 \cdot 10^3} = 7,39 \cdot 10^{-8} \text{ Ф,}$$

тогда

$$R_5 = \frac{T_2}{C_3} = \frac{0,5714 \cdot 10^{-5}}{7,39 \cdot 10^{-8}} = 77,3 \text{ кОм.}$$

Второй вариант желаемой ЛАЧХ (рис. 5) построим, выбирая согласно [3] постоянные времени τ_1 и τ_2 последовательного корректирующего звена по обе стороны постоянной времени выходного LC-фильтра ($\tau_1 > T_\phi$, $\tau_2 < T_\phi$). Тогда ЛАЧХ будут такими, как на рис. 4, где возьмем $\omega_1 = 1,6 \cdot 10^3$ рад/с, $\omega_2 = 1,3 \cdot 10^4$ рад/с, $\omega_3 = 4 \cdot 10^5$ рад/с. Низкочастотные участки ЛАЧХ (на частотах $\omega < \omega_1$) остаются такими же, как на рис. 3, но повышается коэффициент передачи последовательного корректирующего звена в окрестности частоты среза, что приводит к повышению частоты среза без ухудшения ФЧХ. Соотношения для определения параметров корректирующего звена в данном случае совпадают с (1) и (2). Результаты будут отличаться из-за различия сопрягающих частот ω_1 и ω_2 и постоянных времени τ_1 и τ_2 . Тогда

$$C_4 = \tau_c \omega_1 (C_4 + C_5) = 31,83 \cdot 10^{-6} \cdot 1,6 \cdot 10^3 \cdot 9,03 \cdot 10^{-9} = 4,06 \text{ Ф;}$$

$$C_5 = (9,03 - 0,46) \cdot 10^{-9} = 8,57 \cdot 10^{-9} \text{ Ф;}$$

$$R_2 = \frac{\tau_1}{C_5} = \frac{1}{\omega_1 C_5} = \frac{1}{1,6 \cdot 10^3 \cdot 8,57 \cdot 10^{-9}} = 72,9 \text{ кОм;}$$

$$C_3 = \frac{\frac{1}{\omega_2} - \frac{1}{\omega_3}}{R_d} = \frac{7,69 \cdot 10^{-5} - 0,25 \cdot 10^{-5}}{1,05 \cdot 10^3} = 7,09 \cdot 10^{-8} \text{ Ф;}$$

$$R_5 = \frac{T_2}{C_3} = \frac{1}{\omega_3 C_3} = \frac{1}{4 \cdot 10^5 \cdot 7,09 \cdot 10^{-8}} = 35,3 \text{ Ф.}$$

Таким образом, передаточная функция скорректированной разомкнутой системы $W_{\text{ск}}(p) = W_0(p) W_{\text{yo}}(p)$ с учетом равенства $T_1 = \tau_c$ будет иметь вид

$$W_{\text{ск}}(p) = \frac{K(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}{p(1 + 2\zeta_\phi T_\phi p + T_\phi^2 p^2)(1 + T_2 p)} \quad (5)$$

причем в первом варианте (рис. 3) имеет место дополнительное условие $\tau_1 = T_\phi$, а во втором варианте (рис. 5) $\tau_1 < T_\phi$, $\tau_2 > T_\phi$. Передаточная функция $W_{\text{ск}}(p)$ отличается от желаемой $W_{\text{ж}}(p)$,

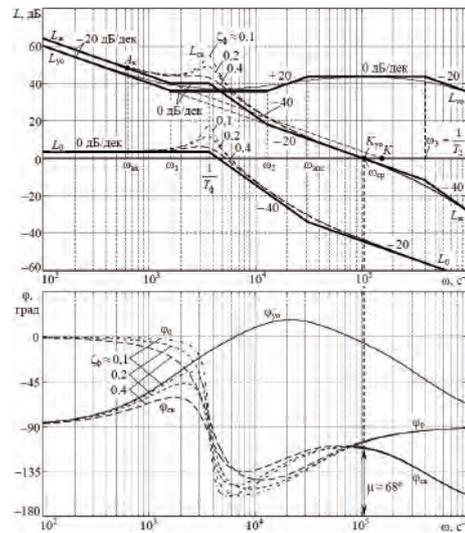


Рис. 5. ЛАЧХ и ФЧХ для второго варианта: асимптотические ЛАЧХ (жирные линии); точные (тонкие линии)

поскольку при построении последней многочлен в знаменателе передаточной функции LC-фильтра аппроксимирован выражением $(1 + T_\phi)^2$. По формуле (5) на рис. 3 и 5 тонкими линиями построены точные ЛАЧХ $L_{\text{ск}}$ и ФЧХ $\phi_{\text{ск}}$ скорректированной разомкнутой системы при трех значениях коэффициента затухания фильтра ζ_ϕ . Как видно, без учета резонансного выброса колебательного звена, точные ЛАЧХ отличаются от асимптотических более чем на 3 дБ, если расстояние между соседними сопрягающими частотами меньше декады. Если это расстояние больше декады, то максимальное отличие имеет место на сопрягающих частотах и примерно равно 3 дБ. Тем не менее, частотный метод синтеза с использованием асимптотических ЛАЧХ позволяет получить систему с приемлемыми характеристиками. Желательно, чтобы частота среза отличалась от резонансной частоты колебательного звена не менее чем на порядок. Преимущество второго варианта состоит в том, что частота среза $\omega_{\text{ср}}$ может быть больше, чем в первом. Запас устойчивости по фазе в первом варианте $\mu \approx 60^\circ$, во втором $\mu \approx 68^\circ$.

Возможен еще один вариант, когда $\tau_1 = \tau_2 < T_\phi$ [3].

Для сравнения отметим, что в источнике питания с исходными данными, близкими к принятым в данной статье, с системой управления, выполненной на микросхеме L296P [2, стр. 143], последовательное корректирующее звено, представленное на рис. 6, собрано на транскондуктивном усилителе (сохранены обозначения компонентов, принятые на рис. 1 и 4). Передаточная функция этого звена определяется формулой

$$W_{\text{yo}}(p) = \frac{K_{\text{yo}}(1 + \tau_1 p)}{p(1 + T_1 p)},$$

где $K_{\text{yo}} = g_m / (C_4 + C_5)$ – коэффициент усиления; g_m –

крутизна усилителя; $\tau_1 = R_2 C_4$; $T_1 = R_2 C_4 C_5 / (C_4 + C_5)$. К сожалению, значение крутизны g_m в справочных данных на микросхему L296P [2, 7, 8] не приведено, имеется только значение коэффициента усиления по напряжению в режиме холостого хода на выходе ($K_0 = 55$ дБ). На входе преобразователя включены параллельно два конденсатора, каждый емкостью 3300 мкФ. Индуктивность выходного дросселя $L = 300$ мкГн, емкость выходного конденсатора $C = 200$ мкФ. Частота переключений $f \approx 100$ кГц. Постоянная времени LC-фильтра

$$T_\phi = \sqrt{300 \cdot 10^{-6} \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 245 \cdot 10^{-6} \text{ с}$$

близка к полученной в нашем примере ($T_\phi = 268,3$ мкс). В задающем генераторе формируется спадающее пилообразное напряжение, которое изменяется в пределах от 1,2 до 3,2 В, т. е. $U_n = 2$ В.

Параметры последовательного корректирующего звена (рис. 6), использованного в [2, 7, 8], следующие: $R_2 = 15$ кОм, $C_4 = 0,39$ нФ, $C_5 = 33$ нФ, тогда

$$\tau_1 = 15 \cdot 10^3 \cdot 33 \cdot 10^{-9} = 0,495 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$T_1 = 15 \cdot 10^3 \frac{0,39 \cdot 33}{0,39 + 33} 10^{-9} = 5,78 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Цепь, аналогичная по назначению цепи R_5, C_3 (рис. 4), в этом примере отсутствует. В нашем первом варианте $R_2 = 33,7$ кОм, $C_4 = 1,07$ нФ, $C_5 = 7,96$ нФ, $\tau_1 = T_\phi = 0,2683 \cdot 10^{-3}$ с, $T_1 = 31,83$ мкс; во втором варианте $R_2 = 72,9$ кОм, $C_4 = 0,406$ нФ, $C_5 = 8,57$ нФ, $\tau_1 = 1/\omega_1 = 0,625 \cdot 10^{-3}$ с, $T_1 = 31,83$ мкс.

Видно, что во всех случаях, как обычно требуется, емкость C_4 на порядок меньше C_5 . Основную роль в обеспечении устойчивости системы играют значения коэффициента усиления K и постоянной времени τ_1 . Поэтому нередко используются корректирующие звенья без конденсатора C_4 .

Выводы

1. Изложенная в предыдущей статье [1] методика в данной статье иллюстрирована примерами синтеза системы управления импульсным преобразователем. Низкочастотный участок желаемой ЛАЧХ проводится с наклоном -20 дБ/дек через контрольную точку, найденную с учетом требований по точности регулирования, а среднечастотный участок — через точку на оси частот, соответствующую частоте среза, также с наклоном -20 дБ/дек.

2. Второй вариант желаемой ЛАЧХ отличается от первого более высокой частотой среза, для чего участок сопряжения низкочастотной и среднечастотной частей содержит отрезки с наклонами 0 и -40 дБ/дек.

3. Построены точные ЛАЧХ и ФЧХ синтезированных систем и определены запасы устойчивости по фазе.

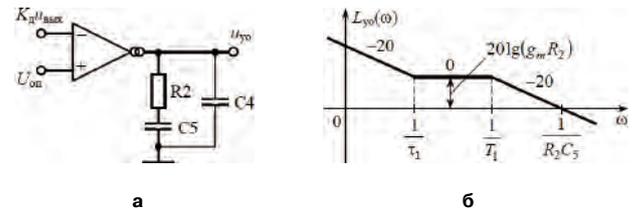


Рис. 6. Корректирующее звено, собранное на транскондуктивном усилителе (а), и его асимптотическая ЛАЧХ (б)

4. Для получения более полных данных о показателях качества синтезированных систем целесообразно провести дополнительное исследование по точным динамическим моделям или на реальных образцах.

Литература

1. Белов Г. А., Серебрянников А. В., Павлова А. А. К синтезу одноконтурных систем управления понижающими импульсными преобразователями // Практическая силовая электроника. — 2013. — № 2 (50). — С. 26–33.
2. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. — 2-е изд., испр. и доп. — М.: Додэка-XXI, 2001. — 608 с.
3. Brown M. Power Supply Cookbook. — Second Edition. — Newnes, 2001. — 265 p.
4. Белов Г. А. Динамика импульсных преобразователей. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001. — 528 с.
5. Иванов А. Г., Белов Г. А., Сергеев А. Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2010. — 448 с.
6. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. — М.: Додэка-XXI, 2011. — 528 с.
7. L296, L296P. High Current Switching Regulators. — DataSheet, June 2000. — 22 p. — www.st.com.
8. Designing with the L296 Monolithic Power Switching Regulator. — Application Note AN244/1288. — 43 p. — www.st.com.

Белов Геннадий Александрович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: (8352) 58-12-59 доб. 27-07; e-mail: belovga_chuvsu@rambler.ru;

Серебрянников Александр Владимирович, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: 8-927-867-20-20; e-mail: alex-silver@mail.ru;

Павлова Анфисия Александровна, старший преподаватель кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: (8352) 58-12-59 доб. 27-07.

М. В. Бейков, Ю. М. Казанцев

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КОРАБЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С КОМПЕНСАЦИОННЫМ КОНТРОЛЕМ ОДНОСТОРОННЕГО НАМАГНИЧИВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

M. V. Beykov, Y. M. Kazantsev

Converter with compensation of one-way transformer saturation

Рассматривается способ контроля одностороннего намагничивания силового трансформатора в высоковольтных двухтактных преобразователях напряжения постоянного тока с помощью компенсационного датчика тока, основанного на эффекте Холла.

Ключевые слова: ток намагничивания трансформатора, преобразователь напряжения, одностороннее насыщение сердечника.

An approach of one-way transformer core magnetization control in high-frequency full-bridge dc-dc converters, by means of compensated dc current sensor based on Hall effect, is presented.

Key words: magnetizing current, full-bridge converter, on-way core saturation.

В корабельных системах электроснабжения для реализации бесперебойного питания агрегата, управляющего насосом контура охлаждения, требуется высоковольтный двухтактный преобразователь напряжения постоянного тока с гальванической развязкой. Преобразователь должен питаться от распределительной сети постоянного тока напряжением 175–320 В, требуемое выходное напряжение постоянного тока должно быть 300 В, что обусловило использование силового трансформатора с коэффициентом трансформации, равным 2.

Известно, что одна из важнейших проблем при проектировании двухтактных преобразователей напряжения постоянного тока – обеспечение симметричного перемагничивания сердечника силового трансформатора. Одностороннее подмагничивание может привести к магнитному насыщению сердечника и, как результат, к нежелательным последствиям:

- возрастанию помех и ухудшению электромагнитной совместимости;
- увеличению потерь и, следовательно, снижению КПД;
- ненормированным броскам тока и, как следствие, уменьшению надежности.

Анализ публикаций, посвященных решению проблемы ограничения одностороннего подмагничивания сердечника силового трансформатора в двухтактных преобразователях, показывает, что методы, предложенные разработчиками силовой электронной аппаратуры, являются далеко не универсальными, имеют ряд недостатков и поэтому мало пригодны для применения при проектировании источников вторичного электропитания большой мощности с улучшенными массогабаритными и энергетическими показателями, хорошей

электромагнитной совместимостью и повышенной надежностью [1–3].

Процесс подмагничивания трансформатора

Процесс появления режима несимметричного перемагничивания можно свести к эквивалентному воздействию постоянной составляющей напряженности H_0 [4]. Особенно остро проблема несимметрии проявляется при повышенном напряжении питания и повышенных частотах преобразования [5].

Если в типовых схемах двухтактных преобразователей напряжения постоянного тока к силовому трансформатору прикладывается симметричное прямоугольное напряжение, его магнитопровод перемагничивается по симметричной частной петле гистерезиса. Однако разброс параметров силовых транзисторов, согласующих драйверов и системы управления приводит к появлению постоянной составляющей напряжения $U_{см}$, прикладываемого к трансформатору.

Контур подмагничивания (рис. 1) содержит напряжение смещения $U_{см}$, сопротивление $R_{п}$ и индуктивность намагничивания $L_{п}$. Сопротивление $R_{п}$ является суммарным, ограничивающим ток в контуре подмагничивания, и включает в себя сопротивление первичной обмотки трансформатора, внутреннее сопротивление источника питания и сопротивления соединительных проводов.

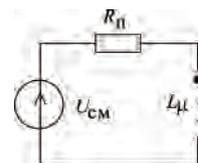


Рис. 1. Эквивалентная схема контура намагничивания

Воздействие постоянной составляющей напряжения смещения приводит к подмагничиванию силового трансформатора постоянным током, значение которого можно определить по соотношению

$$I_0 = \frac{U_{см}}{R_{п}}$$

За счет тока подмагничивания происходит смещение центра частной петли гистерезиса в точку, соответствующую напряженности поля H_0 от намагничивающей силы постоянного тока, определяемой согласно закону полного тока

$$H_0 = \frac{I_0 W_1}{l_c},$$

где W_1 – количество витков первичной обмотки;
 l_c – длина силовой магнитной линии трансформатора.

Возникновение несимметрии в схеме вызывает переходной процесс:

$$i_0(t) = \int_0^t h(t - \tau) u_{см}(\tau) d\tau,$$

где $h(t) = e^{(-)R_e t / L_{\mu}} / L_{\mu}$ – весовая функция.

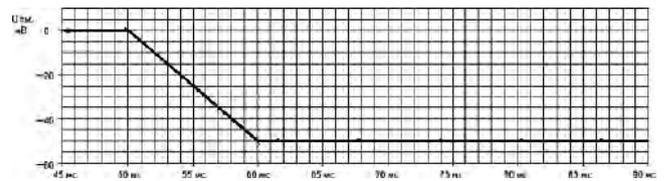
На рис. 2 приведены результаты моделирования переходного процесса при воздействии несимметричной составляющей напряжения на трансформатор с тороидальным сердечником ОЛ40/70-25 из аморфного сплава ГМ412В. При определенном значении тока подмагничивания такой режим приводит к насыщению силового трансформатора и росту тока первичной обмотки.

Из осциллограмм токов (рис. 3), полученных на макете мостового преобразователя напряжения постоянного тока мощностью 1 кВт, работающего на частоте 15 кГц, отражающих процесс одностороннего насыщения, видно, что происходит перегрузка силовых транзисторов преобразователя, что может привести к выходу их из строя. Результаты макетирования совпадают с данными, полученными при моделировании, с точностью 5%.

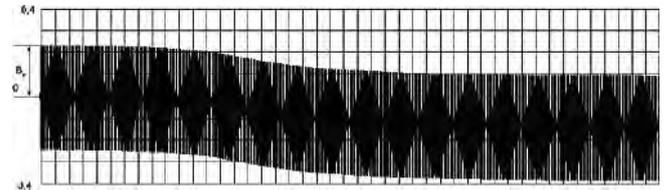
Известные в настоящее время методы решения проблем подмагничивания трансформатора условно можно разделить на параметрические, структурные, компенсационные и комбинированные.

Параметрические методы симметрирования

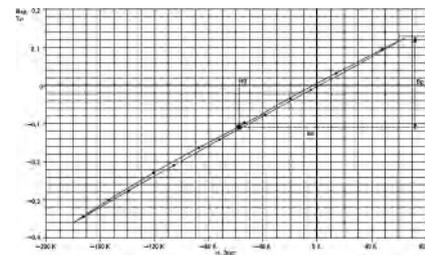
Известно, что чем больше длина магнитной силовой линии и меньше магнитная проницаемость магнитного материала сердечника, тем более силовой трансформатор устойчив к подмагничиванию постоянным током, так как постоянная составляющая индукции, вызванная током подмагничивания, оказывается значительно меньше диапазона изменения рабочей индукции [4]. Поэтому к параметрическим методам симметрирования режима перемагничивания можно отнести выбор



а

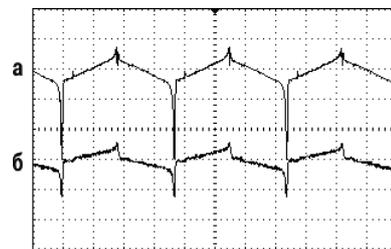


б



в

Рис. 2. Воздействие несимметричной составляющей напряжения (а); переходной процесс индукции трансформатора (б); установившийся частный цикл петли гистерезиса (в)



а

б

Рис. 3. Подмагничивание магнитопровода постоянным током: а – ток намагничивания трансформатора (1 А/дел.); б – ток первичной обмотки (10 А/дел.)

магнитопровода с непрямоугольной формой петли намагничивания.

Другой метод – введение немагнитного зазора в магнитопровод трансформатора, приводящего к заметному снижению магнитной проницаемости материала до уровня

$$\mu_e = \frac{1}{\frac{1}{\mu_i} + \frac{l_g}{l_c}},$$

где μ_i – начальная проницаемость неразрезанного магнитопровода, l_g – общая длина зазора, l_c – длина средней линии магнитопровода.

Малый зазор фактически не влияет на потери в магнитопроводе, но оказывает необходимый раз-

магничивающий эффект, исключая насыщение магнитопровода при воздействии магнитного поля, обусловленного действием постоянного тока подмагничивания.

Однако уменьшение эквивалентной магнитной проницаемости магнитопровода приводит к увеличению тока намагничивания трансформатора, что является причиной увеличения потерь на ключевых транзисторах преобразователя.

Структурные методы симметрирования

Структурные методы симметрирования заключаются в использовании структур двухтактных преобразователей напряжения с автосимметрирующими свойствами. К таким можно отнести преобразователи с дросселем постоянного или переменного тока и с разделительным конденсатором [1].

Структуры с дросселями основаны на сдерживании скорости нарастания тока первичной обмотки силового трансформатора при одностороннем магнитном насыщении его сердечника. При повышении тока в первичной цепи напряжение на дросселе также начинает расти, а на первичной обмотке трансформатора — падать, вследствие чего на трансформаторе происходит выравнивание вольт-секундного интеграла в смежные полупериоды.

Достоинства таких преобразователей в том, что они обеспечивают симметрирование не только в установившихся, но и в переходных режимах.

Однако возможность симметрирования ограничивается насыщением сердечника дросселя.

В структурах с разделительным конденсатором в установившемся режиме конденсатор не проводит постоянную составляющую тока, поэтому средний ток через первичную обмотку трансформатора равен нулю и его сердечник перемагничивается симметрично.

Однако в переходных режимах возможно возникновение одностороннего насыщения сердечника трансформатора, потому что для заряда конденсатора до симметрирующего уровня требуется время. Для исключения этого недостатка емкость конденсатора должна быть относительно небольшой. В результате реактивное сопротивление конденсатора увеличивается, а напряжение на первичной обмотке уменьшается, что приводит к повышению установочной мощности трансформатора.

Компенсационные методы симметрирования

Компенсационные методы симметрирования основаны на контроле магнитного состояния сердечника силового трансформатора или тока первичной обмотки. Коррекция длительности управляющих импульсов для компенсации причин, вызывающих одностороннее насыщение сердечника силового трансформатора осуществляется с помощью обратной связи [2].

При этом используется датчик намагничивания (ДН) сердечника трансформатора, сигнал которого служит для организации симметричного режима перемагничивания трансформатора.

При наличии быстродействующих и высокочувствительных ДН и систем управления указанные методы наиболее эффективны.

Датчики намагничивания

Измерение индукции или тока намагничивания трансформатора можно условно разделить на непосредственное и косвенное.

Методы непосредственного измерения индукции имеют существенные технические ограничения [2]:

- во-первых, требуется разрезной сердечник, что существенно ухудшает его магнитные свойства;
- во-вторых, необходим датчик магнитного поля, например датчик Холла или магниторезистор. Однако датчик Холла имеет слабый выходной сигнал, и, следовательно, нужен прецизионный усилитель, который достаточно инерционен, что негативно скажется как на процессе стабилизации, так и на устойчивости схемы в целом, а магниторезистор инерционен сам по себе и не может обеспечить надежной защиты от насыщения.

Трансформаторы с непосредственным измерением индукции нетехнологичны и имеют повышенную себестоимость, поэтому они не нашли широкого применения.

Косвенные методы, основанные на использовании ДН, позволяют контролировать состояние сердечника без непосредственного измерения индукции в нем. Существуют разные варианты реализации ДН, такие как дифференциальный трансформатор тока, пьезодатчик, пояс Роговского и др., но они либо нетехнологичны и имеют ограничения по применению, либо обладают низкими чувствительностью и быстродействием.

Предлагается в качестве ДН использовать выпускаемый промышленностью датчик тока компенсационного типа, основанный на эффекте Холла, с окном для пропуска тока шины [6]. Он обеспечивает выходной ток, пропорциональный первичному (пропускаемому через датчик), который также используется как сигнал обратной связи контура компенсации магнитного поля, создаваемого первичным током, что позволяет повысить быстродействие, точность и линейность выходного сигнала.

Кроме того, компенсационные датчики имеют следующие преимущества:

- малый температурный дрейф;
- отсутствие дополнительных потерь в измерительной цепи;
- помехоустойчивость;
- устойчивость к перегрузкам по току;
- измерение постоянного и переменного тока с гальванической развязкой.

Идея использования таких датчиков в качестве датчиков тока намагничивания основана на пропуске через окно токовых шин первичной и вторичной обмоток совместно с числом витков n_1 и n_2 , как показано на рис. 4.

Направление токов должно быть встречным, поскольку ток намагничивания есть разность тока первичной обмотки и приведенного тока вторичной обмотки.

В результате такого расположения магнитные поля, создаваемые первичным и вторичным токами, вычитаются и на выходе датчика формируется сигнал, пропорциональный току намагничивания.

Выходной сигнал, полученный в результате макетирования (рис. 5) совпадает с данными непосредственного измерения (рис. 3).

С использованием описанного датчика тока намагничивания построена структурная схема высоковольтного двухтактного преобразователя напряжения (рис. 6). При превышении током намагничивания трансформатора заданного уровня срабатывает компаратор, и длительность управляющего импульса рабочего полупериода преобразователя напряжения ограничивается.

Таким образом, для реализации симметрирующего контура в высоковольтных преобразователях напряжения с рабочими токами в десятки ампер целесообразно использовать в качестве датчика намагничивания компенсационный датчик тока на эффекте Холла. Это позволит с минимальными затратами получить сигнал, пропорциональный току намагничивания, который можно использовать для организации компенсационного метода симметрирования режима перемагничивания трансформатора.

Литература

1. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Двухтактные конвертеры с симметрирующими свойствами // Практическая силовая электроника. 2006. № 24. С. 7–10.
2. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Компенсационные методы симметрирования // Практическая силовая электроника. 2006. № 24. С. 11–14.
3. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Сравнительный анализ и классификация методов симметрирования двухтактных преобразователей напряжения с ШИМ-регулируемым // Силовые транзисторные устройства: Тем. сб. науч. тр. / Под ред. Е. В. Машукова. — М.: Экон-Информ, 2006. Вып. 2. С. 58–75.
4. Земан С., Осипов А., Сандырев О. Особенности работы высокочастотного трансформатора в схеме

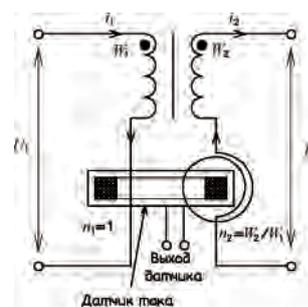


Рис. 4. Измерение тока подмагничивания с помощью датчика тока с окном

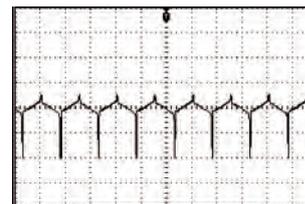


Рис. 5. Ток намагничивания (1 А/дел.)



Рис. 6. Структурная схема преобразователя

последовательного резонансного инвертора // Силовая электроника. 2007. № 1. С. 67–72.

5. Манбеков Д. Р., Шевцов Д. А. Сравнительный анализ различных типов транзисторных преобразователей постоянного напряжения при несимметричном режиме перемагничивания // Практическая силовая электроника. 2009. № 33. С. 45–47.

6. Датчик измерения тока ДТХ : технические условия / Научно-исследовательский институт электромеханики. ПИГН.411521.007 ТУ. Истра, 2000.

Бейков Максим Васильевич, младший научный сотрудник ОАО "Научно-производственный центр "Полус", г. Томск, аспирант кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ, polus@online.tomsk.net;

Казанцев Юрий Михайлович, д-р техн. наук, заместитель главного конструктора ОАО "Научно-производственный центр "Полус", г. Томск, профессор кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ, тел. 555-963, e-mail: polus@online.tomsk.net.

И. В. Капустин, Р. А. Катаев, Р. В. Блинов

РАЗРАБОТКА ОБОБЩЕННОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ РЕЖИМОВ ПРЕРЫВИСТОГО И НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА

I. V. Kapustin, R. A. Kataev,
R. V. Blinov

Предложена математическая модель понижающего импульсного преобразователя постоянного напряжения как объекта управления, описывающая сразу оба режима работы – прерывистого и непрерывного тока, переход из одного режима в другой. Модель получена с использованием обобщенного метода усредненных переменных состояния и описывает поведение средних значений электромагнитных процессов, статические и динамические характеристики в любом режиме. Полученная обобщенная непрерывная модель позволяет проводить анализ и синтез замкнутых систем управления выходными электроэнергетическими параметрами преобразователя, способных адаптироваться к текущему режиму работы – прерывистых или непрерывных токов.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, понижающий импульсный преобразователь, широтно-импульсная модуляция (ШИМ), математическая модель, пространство состояний, метод усреднения.

Design of Buck Converter Generalized Mathematical Model Accounting For Discontinuous And Continuous Current Modes

Generalized mathematical model of a buck DC-DC converter as a controlled plant describes both operating modes – continuous (CCM) and discontinuous current modes (DCM) as well as transition from one mode to another, is put forward. The model is derived by means of generalized averaging method of averaged state-space variables and describes behavior of averaged values of electromagnetic processes, static and dynamic characteristics in all modes. This model enables analysis and to synthesis of the closed-loop control systems of converter electric-power output parameters, which can be adapted to actual operating mode either DCM or CCM.

Key words: switched mode voltage converter, buck converter, pulse-width modulation (PWM), mathematical model, state space, averaging method.

Импульсные преобразователи электрической энергии, позволяющие решать проблемы энергосбережения и повышения качества электроэнергии в широких масштабах, являются динамическими системами с периодически коммутируемыми параметрами. За счет периодической, относительно высокочастотной коммутации реализуется принцип их работы. Регулирование и управление выходными электроэнергетическими параметрами осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ) коммутирующих периодических импульсов. В течение периода коммутации схема преобразователя может несколько раз изменять свою структуру и иметь несколько интервалов непрерывности. При этом количество интервалов непрерывности зависит от режима работы и нагрузки преобразователя.

Обобщенная математическая модель преобразователя для целей управления должна отражать как статические свойства и регулировочные характеристики преобразователя независимо от режима работы, так и динамические свойства и характеристики, позволяющие проводить синтез замкнутых систем управления, адаптирующихся к текущему режиму работы и к переходу из одного режима в другой. На основе такой универсальной модели преобразователя возможно создание адаптивных систем управления, обеспечивающих высокое качество функционирования преобразователя,

устойчивую и надежную работу при различных режимах, внешних условиях и широких диапазонах изменения нагрузки.

Современное состояние проблемы и цели работы

Созданию усредненных непрерывных моделей понижающего преобразователя (рис. 1) посвящено большое количество отечественных и зарубежных работ [2, 3, 6]. При этом в большинстве из них рассматриваются непрерывные модели преобразователя только для одного режима непрерывных токов. В работах [2,3] построены и приведены два варианта непрерывных моделей понижающего преобразователя, отдельно для режимов непрерывного и прерывистого тока, не отражающих динамические процессы перехода из одного режима в другой.

Во многих практических случаях разработчики стремятся снизить габариты конечного изделия за счет снижения габаритов дросселя, что приводит

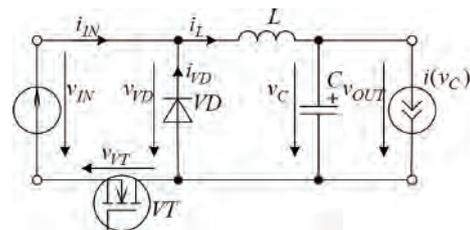


Рис. 1. Упрощенная схема понижающего преобразователя

к снижению его индуктивности L . Кроме этого, с целью снижения коммутационных потерь в ряде случаев имеет смысл занижать частоту коммутации f_s . Все это приводит к расширению границы прерывистого тока. Такой преобразователь работает вблизи граничного режима с частыми переходами из режима прерывистого тока в режим непрерывного тока и наоборот. При проектировании системы управления необходимо учитывать динамические и статические свойства преобразователя в обоих режимах, а также во время смены режима. Поэтому возникает задача построения единой модели описывающей оба режима – режим прерывистых и режим непрерывных токов, а также процессы перехода из одного режима в другой. Построение такой обобщенной математической модели является целью данной работы.

Математическая модель понижающего преобразователя для мгновенных значений токов и напряжений

Построение математической модели понижающего преобразователя будем проводить в терминах пространства состояний, где в качестве переменных состояния рассматриваются мгновенные значения тока индуктивности $i_L(t)$ и напряжения емкости $v_C(t)$, которые являются непрерывными переменными. Для построения математической модели преобразователя в пространстве состояний определим, помимо переменных состояния, выходные управляемые переменные, возмущающие и управляющие воздействия.

Целью управления импульсным преобразователем является обеспечение устойчивой и надежной работы, достижение высоких эксплуатационных характеристик, которыми являются точность стабилизации и качество переходных процессов выходного напряжения $v_C(t)$, форма колебаний потребляемого среднего тока $i_{IN}(t)$, которые зависят непосредственно от системы управления. Поэтому управляемыми выходными переменными являются выходное напряжение $v_C(t)$ и потребляемый ток $i_{IN}(t)$.

На затвор транзисторного ключа VT поступают управляющие импульсы длительностью t_{ON} и периодом коммутации T_S , периодически открывающие транзистор, за счет изменения t_{ON} осуществляется управление преобразователем. Длительность открытого состояния транзисторного ключа на периоде коммутации – t_{ON} или ее относительное значение $t_{ON}/T_S = d_{ON}$, определяющее коэффициент заполнения управляющих импульсов, является управляющим воздействием.

Процесс управления происходит в условиях изменения входного напряжения $v_{IN}(t)$ и тока нагрузки $i_{OUT}(t)$, что определяет их как основные возмущения. В общем случае ток нагрузки может нелинейно зависеть от выходного напряжения, т. е. $i_{OUT}(t) = f(v_C(t))$.

При построении модели для упрощения результирующих зависимостей примем, что все элементы схемы преобразователя идеальны, а входное напряжение $v_{IN}(t)$ непрерывно и выше выходного напряжения $v_C(t)$. Согласно законам Кирхгофа, для схемы преобразователя (рис. 1) запишем дифференциальные уравнения движения относительно мгновенных значений переменных состояния, а также других токов и напряжений на элементах схемы в текущий момент времени:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_L(t) = \frac{1}{L} \cdot v_{IN}(t) - \frac{1}{L} \cdot v_{VT}(t) - \frac{1}{L} \cdot v_C(t); \\ \frac{d}{dt} v_C(t) = \frac{1}{C} \cdot i_L(t) - \frac{1}{C} \cdot i_{OUT}(t), \end{cases} \quad (1)$$

и уравнения выхода, описывающие взаимосвязь выходных переменных и переменных состояния

$$\begin{cases} i_{IN}(t) = i_L(t) - i_{VD}(t); \\ v_{OUT}(t) = v_C(t). \end{cases} \quad (2)$$

Во многих работах [2, 3] рассматриваются уравнения состояния для мгновенных значений отдельно для каждого интервала непрерывности, что требует потом объединения этих уравнений, хотя результирующие системы будут эквивалентны.

Приведенные системы уравнений (1) и (2) помимо переменных состояния ($i_L(t)$, $v_C(t)$) и внешних воздействий ($i_{OUT}(t)$, $v_{IN}(t)$) содержат импульсные переменные периодически коммутируемых элементов схемы – напряжение на транзисторном ключе $v_{VT}(t)$ и ток диода $i_{VD}(t)$, коммутация которых и определяет периодический характер электромагнитных процессов. Периодические колебания этих переменных зависят от переменных состояния, а также внешних и управляющих воздействий. Выразим их в соответствии с принципом работы преобразователя [1] и временными диаграммами мгновенных значений токов и напряжений (рис. 2) на элементах преобразователя.

Периодическая коммутация управляющими широтно-модулированными импульсами транзисторного ключа VT обуславливает периодический характер сигналов тока и напряжения на элементах схемы в установившемся режиме (рис. 2). В течение интервала управляющего импульса t_{ON} транзистор VT открыт $v_{VT}(t) = 0$, а диод VD закрыт $i_{VD}(t) = 0$, при этом осуществляется передача энергии от источника $v_{IN}(t)$ в конденсатор С и в нагрузку и одновременное накопление энергии в индуктивности L, ток индуктивности нарастает до максимального значения i_{Lmax} .

По окончании интервала импульса, транзистор VT закрывается $v_{VT}(t) = v_{IN}(t)$, наступает интервал паузы. На этом интервале осуществляется отдача энергии накопленной в индуктивности L в конденсатор С и в нагрузку, ток индуктивности убывает,

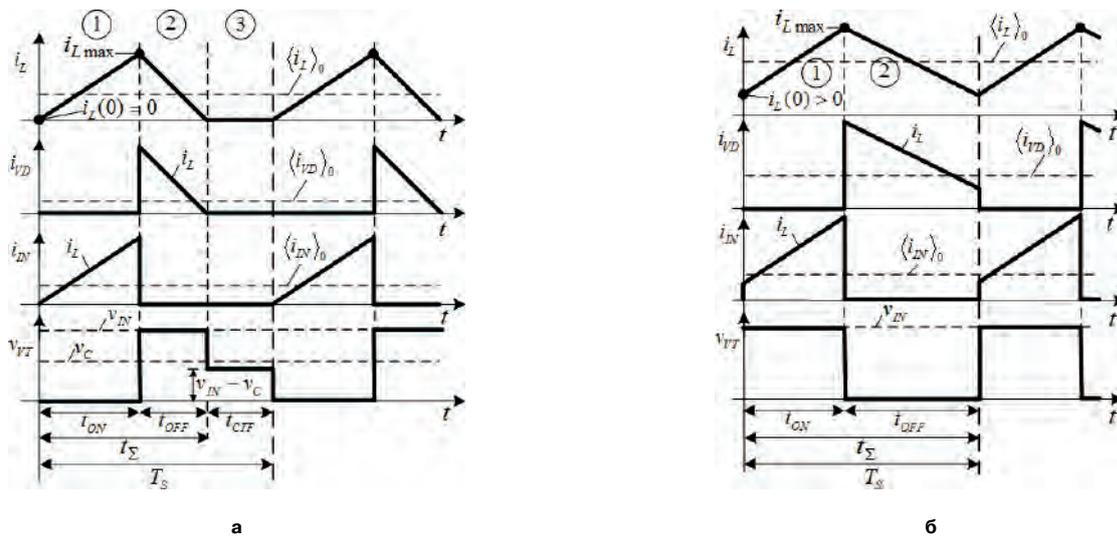


Рис. 2. Временные диаграммы токов и напряжений понижающего преобразователя: а – в режиме прерывистых токов, б – в режиме непрерывных токов

замыкаясь через открывшийся диод VD. Ток диода определяется убывающим током индуктивности $i_{VD}(t) = i_L(t)$.

Длительность интервала паузы t_{OFF} в режиме прерывистого тока определяется временем снижения тока индуктивности от максимального значения до нуля. В режиме непрерывного тока, когда ток индуктивности не успевает снизиться до нуля к моменту окончания текущего периода коммутации, интервал паузы заканчивается только с началом нового периода. Диод VD, в зависимости от режима работы, закрывается либо вследствие спада тока индуктивности до нуля (рис. 2а), либо из-за начала нового такта коммутации (рис. 2б).

В режиме прерывистого тока по окончании интервала паузы наступает интервал отсечки (рис. 2а), который длится до конца периода ШИМ. При этом ток индуктивности остается равным нулю $i_L(t) = i_{VD}(t) = 0$, транзистор VT и диод VD закрыты $v_{VT}(t) = v_{IN}(t) - v_C(t)$. Конденсатор С разряжается током нагрузки. Длительность интервала отсечки t_{CTF} определяется от момента снижения тока индуктивности до нуля в конце интервала паузы до момента окончания периода коммутации. В режиме непрерывного тока интервал паузы длится до конца периода коммутации и длительность интервала отсечки снижается до нуля $t_{CTF} = 0$, т. е. интервал отсечки отсутствует. В общем случае сумма всех интервалов непрерывности равна периоду коммутации $t_{ON} + t_{OFF} + t_{CTF} = T_S$.

В установившемся режиме токи и напряжения на элементах понижающего преобразователя являются периодическими функциями с частотой коммутации f_s (рис. 2), которая определяется частотой управляющих импульсов. При этом ток индуктивности $i_L(t)$, напряжение емкости $v_C(t)$ и входное напряжение $v_{IN}(t)$ являются непрерывными сигналами и не содержат разрывов. В свою очередь

напряжение на транзисторном ключе $v_{VT}(t)$, входной ток $i_{IN}(t)$ и ток диода $i_{VD}(t)$, входящие в системы (1) и (2), импульсные разрывные функции времени, что обусловлено их коммутацией и наличием нескольких интервалов непрерывности t_{ON} , t_{OFF} и t_{CTF} . Точки разрыва соответствуют моментам переключения и смены интервалов непрерывности. Во время переходных режимов параметры этих периодических функций изменяются от периода к периоду.

Для того, чтобы выразить разрывные напряжение на транзисторном ключе $v_{VT}(t)$ и ток диода $i_{VD}(t)$ через непрерывные переменные состояния, введем разрывные периодические коммутирующие функции, соответствующие интервалам непрерывности t_{ON} , t_{OFF} и t_{CTF} :

$$d_{ON}(t) = d_{ON}(t + T_S) = \begin{cases} 1, & t \in [0, t_{ON}]; \\ 0, & t \in [t_{ON}, t_{ON} + t_{OFF}]; \\ 0, & t \in [t_{ON} + t_{OFF}, T_S]. \end{cases}$$

Коммутирующая функции $d_{ON}(t)$ имеет единичное значение на интервале управляющего импульса и нулевое значение на интервалах паузы и отсечки на каждом периоде коммутации, она задает длительность управляющего импульса t_{ON} .

$$d_{OFF}(t) = d_{OFF}(t + T_S) = \begin{cases} 0, & t \in [0, t_{OFF}]; \\ 1, & t \in [t_{ON}, t_{ON} + t_{OFF}]; \\ 0, & t \in [t_{ON} + t_{OFF}, T_S]. \end{cases}$$

Коммутирующая функция $d_{OFF}(t)$ имеет единичное значение на интервале паузы и нулевые значения на интервалах импульса и отсечки.

$$d_{CTF}(t) = d_{CTF}(t + T_S) = 1 - d_{ON}(t) - d_{OFF}(t) = \begin{cases} 0, & t \in [0, t_{OFF}]; \\ 0, & t \in [t_{ON}, t_{ON} + t_{OFF}]; \\ 1, & t \in [t_{ON} + t_{OFF}, T_S]. \end{cases}$$

Коммутирующая функция $d_{CTF}(t)$ имеет единичное значение на интервале отсечки, соответственно в режиме непрерывного тока она равна нулю на всем периоде коммутации.

В результате разрывные напряжение на транзисторном ключе $v_{VT}(t)$ и ток диода $i_{VD}(t)$ определяются как линейные комбинации произведений непрерывных переменных и коммутирующих функций

$$v_{VT}(t) = d_{OFF}(t) \cdot v_{IN}(t) + d_{CTF}(t) \cdot [v_{IN}(t) - v_C(t)]; \quad (3)$$

$$i_{VD}(t) = [d_{OFF}(t) + d_{CTF}(t)] \cdot i_L(t). \quad (4)$$

Данные выражения описывают значения напряжения на транзисторе и тока диода на различных интервалах непрерывности и соответствуют процессам коммутации транзистора VT и диода VD, которые проиллюстрированы временными диаграммами на рис. 2. Подставим эти выражения (3), (4) в исходные системы уравнений для мгновенных значений токов и напряжений (1), (2) и получим уравнения движения в переменных состояния, не содержащие промежуточных переменных коммутируемых элементов

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_L(t) = \frac{1}{L} \cdot d_{ON}(t) \cdot v_{IN}(t) - \frac{1}{L} \cdot d_{\Sigma}(t) \cdot v_C(t); \\ \frac{d}{dt} v_C(t) = \frac{1}{C} \cdot i_L(t) - \frac{1}{C} \cdot i_{OUT}(t) \end{cases} \quad (5)$$

и уравнения выхода

$$\begin{cases} i_{IN}(t) = d_{ON}(t) \cdot i_L(t); \\ v_{OUT}(t) = v_C(t). \end{cases} \quad (6)$$

В эти системы уравнений входит периодическая управляющая коммутирующая функция $d_{ON}(t)$, задающая длительность управляющего импульса, которая является управляющим воздействием, а также суммарная коммутирующая функция

$$d_{\Sigma}(t) = d_{ON}(t) + d_{OFF}(t),$$

соответствующая полному интервалу протекания тока индуктивности. Длительность этого интервала t_{Σ} (рис. 2) определяется интервалом времени, на котором ток индуктивности больше нуля, т.е. равна сумме длительностей интервалов управляющего импульса и паузы $t_{\Sigma} = t_{ON} + t_{OFF}$. Функция $d_{\Sigma}(t)$ в целом зависит от тока индуктивности $i_L(t)$ и имеет единичное значение, пока $i_L(t) > 0$ и равна нулю на интервале отсечки, т.е. когда $i_L(t) = 0$, что соответствует нелинейной ступенчатой функции

$$d_{\Sigma}(t) = d_{\Sigma}(i_L(t)) = \begin{cases} 1, & i_L(t) > 0; \\ 0, & i_L(t) \leq 0. \end{cases} \quad (7)$$

Полученные системы уравнений (5), (6) и выражение (7) для $d_{\Sigma}(t)$, представляют собой полную математическую модель преобразователя в про-

странстве состояний относительно мгновенных значений токов и напряжений, соответствующую схеме преобразователя (рис. 1). Используя эту модель, можно рассчитывать переходные процессы и установившиеся периодические функции колебаний мгновенных значений токов и напряжений преобразователя с помощью численных методов реализованных в математических пакетах, например, *MathCAD*, *MATLAB*, *Mathematica*. Для удобства имитационного моделирования в таких пакетах как *Simulink*, *MultiSim*, *PSim*, *VisSim* и наглядности математическая модель представлена в виде структурной схемы на рис. 3.

Входной импульсный сигнал задается периодической управляющей коммутирующей функцией $d_{ON}(t)$, коэффициент заполнения импульсов $d_{ON}(t) \in [0, 1]$ является управляющим воздействием. Через блок формирования суммарной коммутирующей импульсной функции $d_{\Sigma}(t)$ осуществляется обратная связь по току индуктивности, влияющая на интервал паузы. Она действует только в режиме прерывистого тока, а в режиме непрерывного тока разомкнута т.к. при этом $d_{\Sigma}(t) = 1$ и не зависит от тока. Полученная модель в пространстве состояний относительно мгновенных значений $i_L(t)$ и $v_C(t)$, представляет собой нелинейную динамическую систему с периодически коммутируемыми параметрами. Она является основой для построения обобщенной непрерывной математической модели в усредненных переменных состояния.

Непрерывная математическая модель преобразователя в усредненных переменных состояния

В процессе эксплуатации, при управлении электроэнергетическими параметрами импульсных преобразователей, для потребителя представляют интерес средние или действующие значения выходных напряжений и токов, а не высокочастотные внутренние колебания. Средние значения переменных могут рассматриваться как непрерывные, относительно медленно изменяющиеся постоянные составляющие ряда Фурье на периоде коммутации T_S для текущего момента времени t [7]:

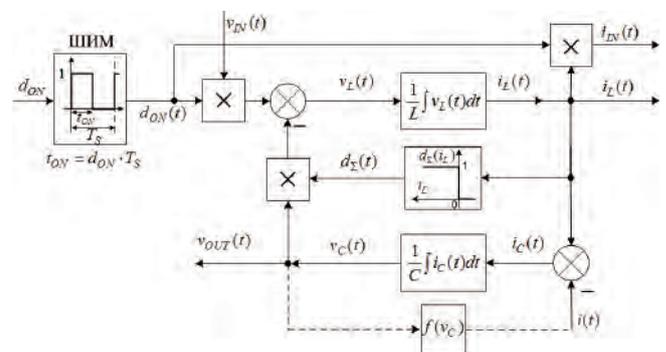


Рис. 3. Структурная схема модели понижающего преобразователя напряжения для мгновенных значений сигналов

$$\langle x \rangle_0(t) = \langle x(t) \rangle_0 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} x(t - T_S + \tau) d\tau. \quad (8)$$

Для получения математической модели преобразователя в усредненных переменных состояния применим оператор усреднения (8) к системам дифференциальных уравнений (5) и (6), описывающих модель преобразователя для мгновенных значений, после чего получим:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \langle i_L \rangle_0(t) = \frac{1}{L} \cdot \langle d_{ON} \cdot v_{IN} \rangle_0(t) - \frac{1}{L} \cdot \langle d_{\Sigma} \cdot v_C \rangle(t); \\ \frac{d}{dt} \langle v_C \rangle_0(t) = \frac{1}{C} \cdot \langle i_L \rangle_0(t) - \frac{1}{C} \cdot \langle i_{OUT} \rangle_0(t); \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \langle i_{IN} \rangle_0(t) = \langle d_{ON} \cdot i_L \rangle_0(t); \\ \langle v_{OUT} \rangle_0(t) = \langle v_C \rangle_0(t). \end{cases} \quad (10)$$

Система дифференциальных уравнений (9) выражает производные усредненных переменных состояния $\langle i_L \rangle_0(t)$, $\langle v_C \rangle_0(t)$, а система (10) описывает средние значения выходных переменных $\langle i_{IN} \rangle_0(t)$, $\langle v_{OUT} \rangle_0(t)$. В правой части полученных систем присутствуют средние значения от произведения коммутирующих функций и других переменных $\langle d_{ON} \cdot v_{IN} \rangle_0(t)$, $\langle d_{\Sigma} \cdot v_C \rangle(t)$, $\langle d_{ON} \cdot i_L \rangle_0(t)$. При определении этих значений необходимо учитывать свойство оператора усреднения [7], в соответствии с которым среднее от произведения функций в общем случае не равно произведению средних значений. И только в том случае, когда одна или обе перемножаемые функции времени имеют незначительную величину пульсаций, а соответственно высших гармонических составляющих, и изменяются относительно медленно, можно пользоваться приближенным определением среднего от произведения как произведения средних значений.

В данном случае медленно изменяющимися переменными с небольшим уровнем пульсаций, практически постоянными на периоде коммутации являются входное напряжение $v_{IN}(t)$ и выходное напряжение $v_C(t)$

$$\begin{aligned} v_{IN}(t - T_S + \tau) &= \langle v_{IN} \rangle_0(t); \\ v_C(t - T_S + \tau) &= \langle v_C \rangle_0(t); \\ \tau &\in [0, T_S]. \end{aligned} \quad (11)$$

Тогда для определения среднего значения произведений $\langle d_{ON} \cdot v_{IN} \rangle_0(t)$ и $\langle d_{\Sigma} \cdot v_C \rangle(t)$ получим простые соотношения

$$\langle d_{ON} \cdot v_{IN} \rangle_0(t) = \langle d_{ON} \rangle_0(t) \cdot \langle v_{IN} \rangle_0(t); \quad (12)$$

$$\langle d_{\Sigma} \cdot v_C \rangle_0(t) = \langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) \cdot \langle v_C \rangle_0(t), \quad (13)$$

где $\langle d_{ON} \rangle_0(t)$ – среднее значение управляющей коммутирующей функции $d_{ON}(t)$, численно равное коэффициенту заполнения управляющих импульсов $\langle d_{ON} \rangle_0(t) = t_{ON}/T_S$; $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$ – среднее значение суммарной коммутирующей функции $d_{\Sigma}(t)$, численно равное относительной длительности интервала протекания тока индуктивности

$$\begin{aligned} \langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) &= \langle d_{ON} \rangle_0(t) + \langle d_{OFF} \rangle_0(t) = \\ &= t_{ON}/T_S + t_{OFF}/T_S = t_{\Sigma}/T_S. \end{aligned} \quad (14)$$

В режиме прерывистого тока среднее значение суммарной коммутирующей функции $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$, входящее в выражение (13), будет зависеть от среднего тока индуктивности, поскольку $d_{\Sigma}(t)$ определяется длительностью интервала ненулевого значения тока (7), а в режиме непрерывного тока он протекает в течение всего периода коммутации и $d_{\Sigma}(t) = 1$, соответственно $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) = 1$.

Выразим $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) = t_{\Sigma}/T_S$ через среднее значение тока индуктивности в режиме прерывистых токов. Для этого вначале определим среднее значение тока индуктивности на периоде коммутации T_S на основе формы колебаний мгновенных значений тока (рис. 2):

$$\begin{aligned} \langle i_L \rangle_0(t) &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_L(t - T_S + \tau) d\tau = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{\Sigma}} i_L(t - T_S + \tau) d\tau = \\ &= \frac{i_{Lmax}}{2T_S} \cdot t_{\Sigma} = \frac{\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t)}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \langle d_{ON} \rangle_0(t) \cdot \langle d_{\Sigma} \rangle_0(t), \end{aligned} \quad (15)$$

где $f_s = 1/T_S$ – частота коммутации; i_{Lmax} – максимальное значение тока индуктивности в момент окончания управляющего импульса $\tau = t_{ON}$ (рис. 2а):

$$i_{Lmax} = \frac{1}{L} [\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t)] \cdot t_{ON}.$$

Как видно, средний ток индуктивности зависит прямо пропорционально от относительной длительности интервала протекания тока индуктивности $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$, что дает возможность выразить ее из выражения (15):

$$\begin{aligned} \langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) &= \langle d_{ON} \rangle_0(t) + \langle d_{OFF} \rangle_0(t) = \\ &= \frac{2 \cdot L \cdot f_s}{\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t)} \cdot \frac{\langle i_L \rangle_0(t)}{\langle d_{ON} \rangle_0(t)}. \end{aligned} \quad (16)$$

Выражение (16) показывает что значение $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$, которое в режиме прерывистого тока всегда будет меньше единицы, зависит от входного и выходного напряжений, управляющего воздействия и пропорционально току индуктивности. Если средний ток индуктивности увеличивается, то значение $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$ также будет возрастать, и достигнет единичного значения, когда длительность интервала протекания тока индуктивности t_{Σ} сравняется с периодом T_S , что соответствует граничному режиму работы преобразователя

$$\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) = \frac{2 \cdot L \cdot f_S}{\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t)} \cdot \frac{\langle i_{L_{Br}} \rangle_0(t)}{\langle d_{ON} \rangle_0(t)} = 1, \quad (17)$$

где $\langle i_{L_{Br}} \rangle_0(t) = \langle i_L \rangle_0(t) -$ граничное значение тока индуктивности, соответствующее исчезновению интервала отсечки.

Если средний ток индуктивности превысит граничное значение $\langle i_L \rangle_0(t) > \langle i_{L_{Br}} \rangle_0(t)$, то преобразователь перейдет в режим непрерывных токов, и, согласно соотношению (17), расчетная величина $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$ превысит единичное значение

$$\langle d_{\Sigma} \rangle_0^c(t) = \frac{2 \cdot L \cdot f_S}{\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t)} \cdot \frac{\langle i_L \rangle_0(t)}{\langle d_{ON} \rangle_0(t)} > 1, \quad (18)$$

где $\langle d_{\Sigma} \rangle_0^c(t)$ – расчетная величина относительной длительности интервала протекания тока индуктивности. Однако в реальности интервал t_{Σ} ограничен периодом коммутации T_S и реальная величина $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$ ограничена единичным значением, она физически не может быть больше единицы. Таким образом, для режима непрерывных токов получим

$$\begin{aligned} \langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) &= 1 < \langle d_{\Sigma} \rangle_0^c(t) = \\ &= \frac{2 \cdot L \cdot f_S}{\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t)} \cdot \frac{\langle i_L \rangle_0(t)}{\langle d_{ON} \rangle_0(t)}. \end{aligned} \quad (19)$$

С другой стороны, если ток индуктивности станет меньше граничного значения $\langle i_L \rangle_0(t) < \langle i_{L_{Br}} \rangle_0(t)$, то преобразователь перейдет в режим прерывистого тока, и согласно выражению (17) расчетная величина $\langle d_{\Sigma} \rangle_0^c(t)$, станет меньше единицы, и будет совпадать с действительным значением $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$:

$$\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) = \frac{2 \cdot L \cdot f_S}{\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t)} \cdot \frac{\langle i_L \rangle_0(t)}{\langle d_{ON} \rangle_0(t)} = \langle d_{\Sigma} \rangle_0^c(t) < 1. \quad (20)$$

Таким образом, относительная длительность интервала протекания тока индуктивности $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$ в произвольном режиме будет определяться, согласно выражениям (19) и (20), функцией минимума от расчетного значения $\langle d_{\Sigma} \rangle_0^c(t)$ и единицы:

$$\begin{aligned} \langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) &= \min(1, \langle d_{\Sigma} \rangle_0^c(t)) = \\ &= \min\left(1, \frac{2 \cdot L \cdot f_S}{\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t)} \cdot \frac{\langle i_L \rangle_0(t)}{\langle d_{ON} \rangle_0(t)}\right). \end{aligned} \quad (21)$$

В результате, на основе полученных средних значений произведений коммутирующих функций и переменных (12), (13) и интервала протекания тока индуктивности (21), все компоненты системы (9) описывающей динамику преобразователя, будут выражены через усредненные переменные состояния для любого режима работы

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \langle i_L \rangle_0(t) = \frac{1}{L} \cdot \langle d_{ON} \rangle_0(t) \cdot \langle v_{IN} \rangle_0(t) - \frac{1}{L} \cdot \langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) \cdot \langle v_C \rangle_0(t); \\ \frac{d}{dt} \langle v_C \rangle_0(t) = \frac{1}{C} \cdot \langle i_L \rangle_0(t) - \frac{1}{C} \cdot \langle i_{OUT} \rangle_0(t); \\ \langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) = \min\left[1, \frac{2 \cdot L \cdot f_S}{\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t)} \cdot \frac{\langle i_L \rangle_0(t)}{\langle d_{ON} \rangle_0(t)}\right]. \end{cases} \quad (22)$$

Далее необходимо также и в уравнениях выхода (10) определить среднее значение произведения мгновенного значения тока индуктивности и управляющей коммутирующей функции $\langle i_{IN} \rangle_0(t) = \langle d_{ON} \cdot i_L \rangle_0(t)$, являющееся средним значением потребляемого тока. Ток индуктивности $i_L(t)$, в отличие от входного и выходного напряжения, имеет значительные пульсации на периоде, в режиме прерывистых токов они соизмеримы с постоянной составляющей (рис. 2а), поэтому среднее значение произведения нельзя определять как произведение средних значений [7]

$$\langle d_{ON} \cdot i_L \rangle_0(t) \neq \langle d_{ON} \rangle_0(t) \cdot \langle i_L \rangle_0(t). \quad (23)$$

Для определения среднего значения произведения $\langle d_{ON} \cdot i_L \rangle_0(t)$ будем искать его в общем виде, непосредственно на основе аналитического представления формы мгновенных значений тока индуктивности $i_L(t)$ в течение интервала импульса для режима прерывистых токов (рис. 2а). При этом среднее значение $\langle i_{IN} \rangle_0(t) = \langle d_{ON} \cdot i_L \rangle_0(t)$, будет вычислено точно на основе реальной формы импульсов тока индуктивности $i_L(t)$ и коммутирующей функции $d_{ON}(t)$, без каких либо допущений о малости переменных составляющих этих сигналов

$$\begin{aligned} \langle i_{IN} \rangle_0(t) &= \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_S} i_L(t - T_S + \tau) \cdot d_{ON}(t - T_S + \tau) d\tau = \\ &= \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_{ON}} i_L(t - T_S + \tau) d\tau = \frac{i_{L_{max}}}{2T_S} \cdot t_{ON} = \\ &= \frac{1}{2 \cdot L \cdot f_S} \left[\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t) \right] \cdot \langle d_{ON} \rangle_0^2(t). \end{aligned} \quad (24)$$

Полученное выражение (24) показывает, что среднее значение потребляемого тока связано со средним значением тока индуктивности (15), полученным ранее

$$\frac{\langle i_{IN} \rangle_0(t)}{\langle i_L \rangle_0(t)} = \frac{\langle d_{ON} \rangle_0(t)}{\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)}, \quad (25)$$

что позволяет окончательно получить выражение для среднего потребляемого тока в первом уравнении системы (10) через средний ток индуктивности

$$\langle i_{IN} \rangle_0(t) = \frac{\langle d_{ON} \rangle_0(t)}{\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)} \cdot \langle i_L \rangle_0(t). \quad (26)$$

Как видно (26) среднее значение потребляемого тока в режиме прерывистых токов не определяется

простым произведением $\langle d_{ON} \rangle_0(t)$ и $\langle i_L \rangle_0(t)$, необходимо дополнительно учитывать относительную длительность интервала протекания тока индуктивности $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$. Полученная взаимосвязь справедлива и в общем случае, в режиме непрерывных токов данное выражение не изменяется, просто $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$ принимает единичное значение (19). Следовательно, соотношение (26) не изменяется при переходе в режим непрерывных токов и совместно с выражением (21) определяющим $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$ описывает среднее значение потребляемого тока для обоих режимов в системе уравнений выхода (10).

В итоге обобщенная непрерывная математическая модель преобразователя в усредненных переменных состояния, описывающая оба режима работы – прерывистого и непрерывного тока, будет представлена результирующей системой уравнений движения (27)

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \langle i_L \rangle_0(t) = \frac{1}{L} \cdot \langle d_{ON} \rangle_0(t) \cdot \langle v_{IN} \rangle_0(t) - \frac{1}{L} \cdot \langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) \cdot \langle v_C \rangle_0(t); \\ \frac{d}{dt} \langle v_C \rangle_0(t) = \frac{1}{C} \cdot \langle i_L \rangle_0(t) - \frac{1}{C} \cdot \langle i_{OUT} \rangle_0(t); \\ \langle d_{\Sigma} \rangle_0(t) = \min \left[1, \frac{2 \cdot L \cdot f_S}{\langle v_{IN} \rangle_0(t) - \langle v_C \rangle_0(t)} \cdot \frac{\langle i_L \rangle_0(t)}{\langle d_{ON} \rangle_0(t)} \right] \end{cases} \quad (27)$$

и с учетом (26) системой уравнений выхода

$$\begin{cases} \langle i_{IN} \rangle_0(t) = \frac{\langle d_{ON} \rangle_0(t)}{\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)} \cdot \langle i_L \rangle_0(t); \\ \langle v_{OUT} \rangle_0(t) = \langle v_C \rangle_0(t). \end{cases} \quad (28)$$

Системам уравнений (27), (28) соответствует структурная схема обобщенной непрерывной модели понижающего преобразователя в пространстве

состояний, приведенная на рис. 4. Она позволяет проводить имитационное моделирование и исследование динамических и статических свойств преобразователя как объекта управления в различных режимах работы, так и замкнутых систем управления электроэнергетическими параметрами, адаптирующихся к текущему режиму, в пакетах *Simulink*, *MultiSim*, *PSim*, *VisSim*.

Анализ и подтверждение результатов

Полученная усредненная математическая модель понижающего преобразователя, соответствует нелинейной динамической системе второго порядка с переменной структурой. Изменение структуры происходит при смене режима работы преобразователя за счет изменения параметра $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$, включающего или отключающего обратную связь в канале тока индуктивности (рис. 4).

В режиме непрерывного тока значение $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$ фиксировано и равняется единице, обратная связь по току индуктивности отсутствует. Ток индуктивности изменяется пропорционально интегралу разности выходного напряжения и входного напряжения взвешенного коэффициентом заполнения управляющих импульсов. При этом канал тока является чисто интегрирующим.

В режиме прерывистых токов, параметр $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$ не является постоянным и зависит от величины среднего тока индуктивности, интегратор канала тока оказывается охваченным глубокой обратной связью по току индуктивности. Это приводит к резкому снижению инерционности токового канала и к потере его интегрирующих свойств. Токвый канал при этом становится малоинерционным, с постоянной времени не превышающей период коммутации.

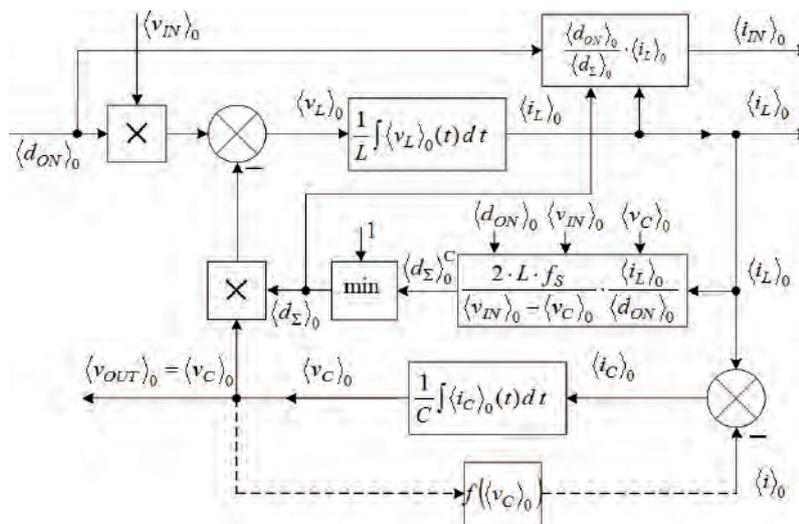


Рис. 4. Структурная схема обобщенной математической модели понижающего преобразователя в усредненных переменных состоянии для режимов прерывистого и непрерывного тока

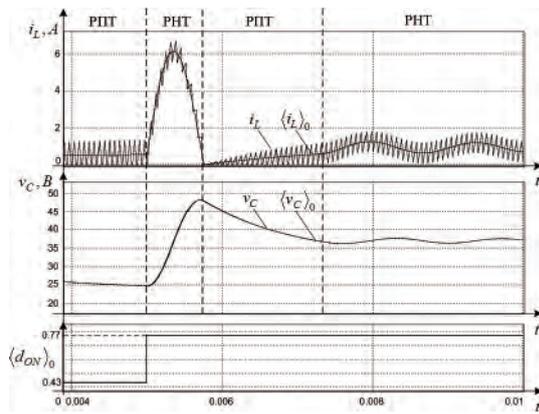


Рис. 5. Временные диаграммы переменных состояния усредненной и схемной моделей в режимах непрерывного (РНТ) и прерывистого (РПТ) тока

Однако порядок системы дифференциальных уравнений модели (27) при переходе из одного режима в другой при изменении параметра $\langle d_{\Sigma} \rangle_0(t)$ остается неизменным, равным двум. Изменяются лишь параметры и коэффициенты в уравнениях (5), (6). Как видно, в режиме прерывистого тока не происходит понижение порядка системы, в обоих режимах работы модель имеет второй порядок, что в общем случае необходимо учитывать при синтезе замкнутых систем управления.

С целью проверки адекватности полученных математических моделей, проведено компьютерное имитационное моделирование. Для этого разработаны две имитационные модели.

1) Схемная имитационная модель, которая соответствует схеме понижающего преобразователя (рис.1).

2) Математическая имитационная модель для средних значений, которая соответствует структурной схеме приведенной на рис. 4.

Моделирование проводилось для следующих значений параметров схемы: $v_{IN} = 48$ В, $L = 500$ мкГн, $C = 100$ мкФ, $f_s = 50$ кГц, $I = f(v_C) = v_C/R$, где $R = 40$ Ом,

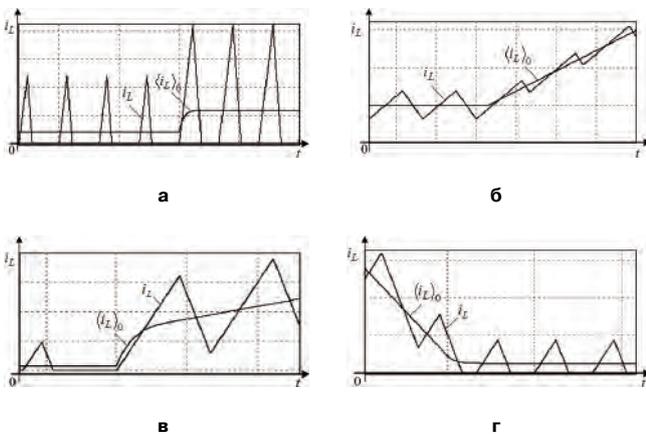


Рис. 6. Переходные процессы усредненной и схемной моделей при ступенчатом изменении скважности управляющих импульсов в различных режимах

при ступенчатом изменении коэффициента заполнения управляющих импульсов d_{ON} от 0,43 до 0,77. Результаты моделирования приведены на рис. 5.

Величина ступенчатого изменения коэффициента заполнения управляющих импульсов задана таким образом, что во время переходного процесса осуществляется неоднократная смена режимов работы преобразователя и соответственно, структуры модели. Результаты имитационного моделирования показывают, что временные диаграммы переменных состояния $\langle i_L \rangle_0(t)$ и $\langle v_C \rangle_0(t)$ усредненной модели повторяют средние за период T_S значения тока индуктивности $i_L(t)$ и напряжение емкости $v_C(t)$ схемной модели независимо от режима работы. Как видно обобщенная модель адекватно отражает неодинаковые динамические свойства преобразователя в режимах непрерывного (РНТ) и прерывистого (РПТ) тока, а также переходы из одного режима в другой.

Динамические процессы токового канала обобщенной и схемной моделей в различных режимах и переходы преобразователя из режима в режим при изменении управляющего воздействия, более детально показаны на рис. 6.

На рис. 6а и 6б показана обработка ступенчатого изменения скважности управляющих импульсов в режиме прерывистого и, соответственно, непрерывного тока без изменения режима. Как видно в РПТ среднее значение тока индуктивности выходит на новый установившийся уровень очень быстро, за время не большее периода коммутации, а в РНТ начинается непрерывное нарастание тока индуктивности, что отражает интегрирующие свойства канала тока. Обобщенная модель отражает динамику преобразователя для любого режима работы. На рис. 6в и 6г представлены результаты моделирования преобразователя с переходом из РПТ в РНТ и наоборот. Как видно при этом обобщенная модель распознает изменение режима работы и адаптируется к текущему режиму.

Выводы

Разработанная обобщенная математическая модель понижающего преобразователя в усредненных переменных состояния, описывает динамические и статические свойства преобразователя в любых режимах прерывистого и непрерывного тока, а также процессы перехода из одного режима в другой.

Обобщенная математическая модель преобразователя в усредненных переменных состояния является нелинейной динамической системой второго порядка с переменной структурой, которая на основе единого математического описания отражает работу преобразователя в каждом из режимов с учетом нелинейностей и динамических процессов.

Изменение структуры модели происходит в результате действия или отсутствия обратной связи по току индуктивности на интервал паузы при переходе

преобразователя из прерывистого режима в непрерывный и наоборот.

Порядок системы дифференциальных уравнений модели при переходе из одного режима в другой не изменяется и остается постоянным, но при этом она отражает существенное изменение динамических свойств преобразователя: в прерывистом режиме канал тока индуктивности теряет интегрирующие свойства и становится малоинерционным.

Полученная обобщенная непрерывная модель может эффективно использоваться при проектировании замкнутых систем управления понижающими преобразователями, способных адаптироваться к текущему режиму – прерывистых или непрерывных токов и изменению параметров преобразователя и нагрузки.

Литература

1. *В. И. Мелешин*. Транзисторная преобразовательная техника. – Техносфера, 2005. – 632 с.

2. *В. И. Мелешин*. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – Техносфера, 2011. – 576 с.

3. *Г. Белов*. Структурные динамические модели и частотный метод синтеза двухконтурных систем

управления импульсными преобразователями. Силовая Электроника, № 3'2008.

4. *Севернс Р., Блум Г.* Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания / Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1988.

5. *Чемпи П.* Проектирование ключевых источников электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1990.

6. *Hsu S., Brown A., Rensink L., Middlebrook R. D.* Modeling and Analysis of Switching DC-to-DC Converters in Constant-Frequency Current-Programmed Mode // IEEE PESC Proceedings. 1979.

7. *Sanders, Seth R., Noworolski, J. M., Liu, Xiaojun Z., Verghese, George C.* "Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits." – IEEE Trans. Power Electron., vol. 2, NO. 2. APRIL 1991.

Капустин И. В., ведущий инженер ЗАО "Ирбис-Т", e-mail: Kapustin@shtyl.ru

Катаев Р. А., аспирант, инженер ЗАО "Ирбис-Т", e-mail: Kataev@shtyl.ru

Блинов Р. В., ведущий инженер ЗАО "Ирбис-Т".

Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков

СИНТЕЗ МНОГОУРОВНЕВЫХ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ С СЕЛЕКТИВНЫМ ИСКЛЮЧЕНИЕМ ГАРМОНИК

Т. В. Anisimova, V. I. Volkov,
V. V. KryuchkovSynthesis of Multilevel Pulse Voltages
With Selective Harmonic Elimination

Рассмотрен способ синтеза многоуровневых напряжений на основе вейвлетов Хаара, позволяющий сформировать на выходе инвертора напряжение, амплитуда основной гармоники которого регулируется за счет одинакового изменения длительностей импульсов, равномерно расположенных на половине периода основной гармоники. При этом амплитуды импульсов выходного напряжения определяются коэффициентами вейвлетов Хаара. Проведен анализ спектрального состава таких напряжений, получены зависимости коэффициентов гармоник и режекции от коэффициента регулирования.

Ключевые слова: инвертор, формирование, многоуровневое напряжение, широтно-импульсное регулирование, вейвлеты Хаара, коэффициенты вейвлетов, спектральный состав, коэффициент гармоник, коэффициент режекции.

The paper analyzes a method of multilevel voltage synthesis based on Haar wavelets theory. This method allows to shape a multilevel voltage where the fundamental amplitude is regulated by equal width change of pulses uniformly placed among the half-period of the fundamental. Amplitudes of output voltage pulses are determined herein by Haar wavelets coefficients. Analysis of harmonic content of synthesized voltages was made, and control factor dependencies for THD and rejection ratio were obtained.

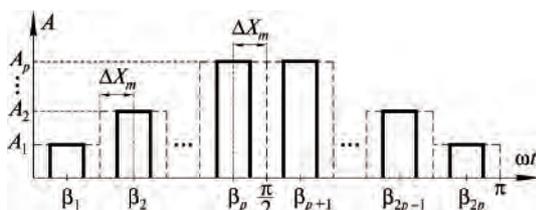
Key words: inverter, shaping, multilevel voltage, pulse-width control, Haar wavelets, harmonic content, total harmonic distortion, rejection ratio.

Рассмотренные в [1] способы синтеза напряжений на основе вейвлетов Хаара позволяют синтезировать многоуровневые импульсные напряжения, амплитуда основной гармоники которых регулируется за счет одинакового изменения длительностей импульсов, равномерно расположенных на половине периода основной гармоники (широтно-импульсное регулирование — ШИР), а амплитуды рассчитываются с помощью коэффициентов вейвлетов Хаара. При этом, в спектрах таких напряжений будут отсутствовать низшие из высших гармонических составляющих. Такие напряжения будем называть напряжениями режима ШИР-СТ(X)- p , где p — число импульсов на четверти периода основной гармоники.

Обобщенная форма напряжения режима ШИР-СТ(X)- p показана на рис. 1.

Анализ импульсных напряжений, синтезированных на основе вейвлетов Хаара [1], показал, что исключение низших из высших гармоник возможно только при числе импульсов за четверть периода основной гармоники $p = 2^n$, где $n = 1, 2, 3, \dots$

Амплитуду любой гармоники напряжения ШИР-СТ(X)- p можно рассчитать по формуле

Рис. 1. Обобщенная форма режима ШИР-СТ(X)- p

$$B_q = \frac{8}{q\pi} \sin(q\delta_M \Delta X_m) \sum_{i=1}^p A_i \sin(q\beta_i), \quad (1)$$

где A_i — амплитуда i -ой ступеньки ($i = 1 \dots p$);

q — номер гармоники;

$\delta_M = 0 \dots 1$ — коэффициент регулирования;

ΔX_m — половина максимальной длительности импульса:

$$\Delta X_m = \frac{\pi}{4p}; \quad (2)$$

β_i — координата центра i -го импульса ($i = 1, 2, \dots, p$)

$$\beta_i = \frac{(2i+1)\pi}{4p}. \quad (3)$$

Коэффициент регулирования (δ_M) для режимов ШИР при одинаковом изменении длительностей всех импульсов определяется как отношение постоянного напряжения на выходе контура обратной связи инвертора (U_{oc}) к максимальной величине модулирующего напряжения (в данном случае треугольной формы — U_M). При форме треугольного напряжения, показанной на рис. 2, он численно равен коэффициенту заполнения импульсов (k_3), определяемому как отношение длительности импульсов (t_n) к периоду коммутаций (T_k) (рис. 2).

Амплитуды ступенек напряжения определяются суммированием соответствующих коэффициентов атп для функций Хаара [1]. Приведем табл. 1 из [1] к виду, удобному для расчета ам-

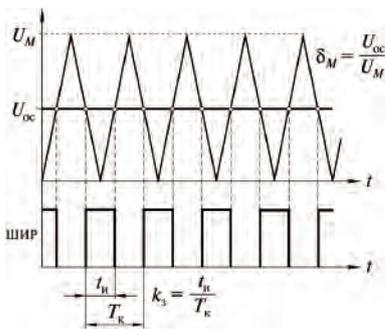


Рис. 2. Определение коэффициента регулирования δ_M

плитуд импульсов напряжения режима ШИР-СТ(X)- p (табл. 1).

Таблица 1

n	$n=0$	$n=1$	$n=2$	$n=3$
b_{0n}	0,6336	—	—	—
b_{1n}	0,2637	—	—	—
b_{2n}	0,1791	0,0742	—	—
b_{3n}	0,096	0,081	0,054	0,019

Определим параметры напряжения режима ШИР-СТ(X)-2 ($p=2$) при $\delta_M=0,8$:

– в соответствии с (2) половина максимальной длительности импульсов

$$\Delta X_m = \frac{\pi}{4p} = \frac{\pi}{4 \cdot 2} = \frac{\pi}{8};$$

– координаты центров импульсов в соответствии с (3):

$$\beta_1 = \frac{(2 \cdot 1 - 1)\pi}{4 \cdot 2} = \frac{\pi}{8}; \quad \beta_2 = \frac{(2 \cdot 2 - 1)\pi}{4 \cdot 2} = \frac{3\pi}{8};$$

– с помощью табл. 1 определяем амплитуды импульсов:

$$A_1 = b_{00} - b_{10} = 0,6336 - 0,2637 = 0,370;$$

$$A_2 = b_{00} + b_{10} = 0,6336 + 0,2637 = 0,897.$$

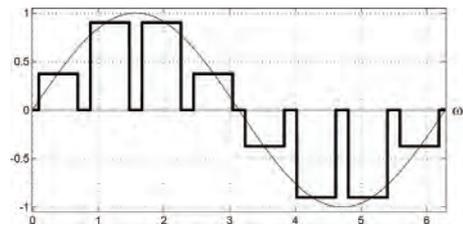
Форма напряжения режима ШИР-СТ(X)-2 показана на рис. 3а, а его спектральный состав при $\delta_M=0,8$ – на рис. 3б. Зависимости амплитуд основной и первых неисключенных высших гармоник от коэффициента регулирования показаны на рис. 3в.

Рассмотрим напряжение режима ШИР-СТ(X)-4 при формировании четырех импульсов ($p=4$) на четверти периода основной гармоники:

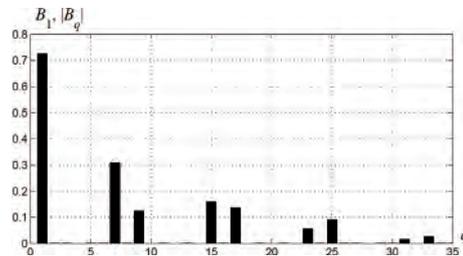
– в соответствии с (2) половина максимальной длительности импульсов

$$\Delta X_m = \frac{\pi}{4p} = \frac{\pi}{4 \cdot 4} = \frac{\pi}{16};$$

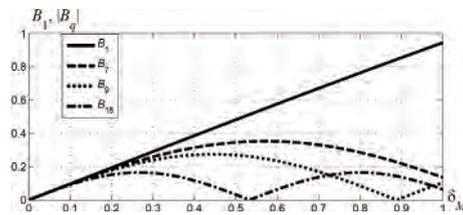
– координаты центров импульсов в соответствии с (3):



а



б



в

Рис. 3. Напряжения режима ШИР-СТ(X)-2: форма напряжения (а) и спектральный состав (б) при $\delta_M=0,8$; зависимости амплитуд первых неисключенных гармоник от коэффициента регулирования (в)

$$\beta_1 = \frac{(2 \cdot 1 - 1)\pi}{4 \cdot 4} = \frac{\pi}{16}; \quad \beta_2 = \frac{(2 \cdot 2 - 1)\pi}{4 \cdot 4} = \frac{3\pi}{16};$$

$$\beta_3 = \frac{(2 \cdot 3 - 1)\pi}{4 \cdot 4} = \frac{5\pi}{16}; \quad \beta_4 = \frac{(2 \cdot 4 - 1)\pi}{4 \cdot 4} = \frac{7\pi}{16};$$

– с помощью табл. 1 определяем амплитуды импульсов:

$$A_1 = b_{00} - b_{10} - b_{20} = 0,191;$$

$$A_2 = b_{00} - b_{10} + b_{20} = 0,549;$$

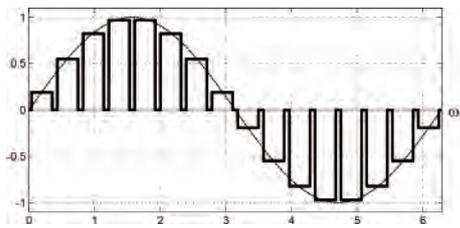
$$A_3 = b_{00} + b_{10} - b_{21} = 0,823;$$

$$A_4 = b_{00} + b_{10} + b_{21} = 0,971.$$

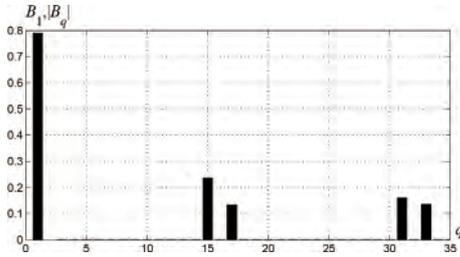
Форма напряжения режима ШИР-СТ(X)-4 показана на рис. 4а, а его спектральный состав при $\delta_M=0,8$ – на рис. 4б. Зависимости амплитуд основной и первых неисключенных высших гармоник от коэффициента регулирования показаны на рис. 4в.

Рассмотрим напряжение режима ШИР-СТ(X)-8 при формировании восьми импульсов ($p=8$) на четверти периода основной гармоники:

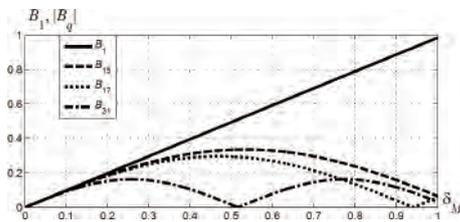
– в соответствии с (2) половина максимальной длительности импульсов



а



б



в

Рис. 4. Напряжения режима ШИР-СТ(Х)-4: форма напряжения (а) и спектральный состав (б) при $\delta_M = 0,8$; зависимости амплитуд первых неисключенных гармоник от коэффициента регулирования (в)

$$\Delta X_m = \frac{\pi}{4p} = \frac{\pi}{4 \cdot 8} = \frac{\pi}{32};$$

– координаты центров импульсов в соответствии с (3):

$$\beta_1 = \frac{(2 \cdot 1 - 1)\pi}{4 \cdot 8} = \frac{\pi}{32}; \quad \beta_2 = \frac{(2 \cdot 2 - 1)\pi}{4 \cdot 8} = \frac{3\pi}{32};$$

$$\beta_3 = \frac{(2 \cdot 3 - 1)\pi}{4 \cdot 8} = \frac{5\pi}{32}; \quad \beta_4 = \frac{(2 \cdot 4 - 1)\pi}{4 \cdot 8} = \frac{7\pi}{32};$$

$$\beta_5 = \frac{(2 \cdot 5 - 1)\pi}{4 \cdot 8} = \frac{9\pi}{32}; \quad \beta_6 = \frac{(2 \cdot 6 - 1)\pi}{4 \cdot 8} = \frac{11\pi}{32};$$

$$\beta_7 = \frac{(2 \cdot 7 - 1)\pi}{4 \cdot 8} = \frac{13\pi}{32}; \quad \beta_8 = \frac{(2 \cdot 8 - 1)\pi}{4 \cdot 8} = \frac{15\pi}{32};$$

– с помощью табл. 1 определяем амплитуды импульсов:

$$A_1 = b_{00} - b_{10} - b_{20} - b_{30} = 0,095;$$

$$A_2 = b_{00} - b_{10} - b_{20} + b_{30} = 0,287;$$

$$A_3 = b_{00} - b_{10} + b_{20} - b_{31} = 0,468;$$

$$A_4 = b_{00} - b_{10} + b_{20} + b_{31} = 0,630;$$

$$A_5 = b_{00} + b_{10} - b_{21} - b_{32} = 0,769;$$

$$A_6 = b_{00} + b_{10} - b_{21} + b_{32} = 0,877;$$

$$A_7 = b_{00} + b_{10} + b_{21} - b_{33} = 0,953;$$

$$A_8 = b_{00} + b_{10} + b_{21} + b_{33} = 0,991.$$

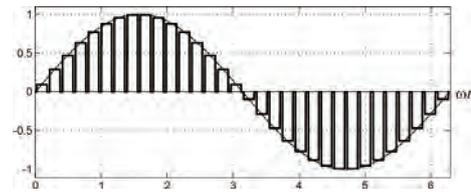
Форма напряжения режима ШИР-СТ(Х)-8 показана на рис. 5а, а его спектральный состав при $\delta_M = 0,8$ – на рис. 5б. Зависимости амплитуд основной и первых неисключенных высших гармоник от коэффициента регулирования показаны на рис. 5в.

Зависимости амплитуд основной и первых неисключенных высших гармоник от номера гармоники и коэффициента регулирования для рассмотренных напряжений режима ШИР-СТ(Х)- p приведены на рис. 6.

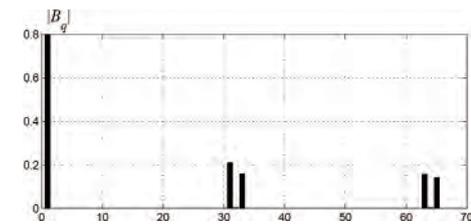
Коэффициент гармоник (k_r) и коэффициент режекции ($k_{N\Sigma}$) для режимов определяются как [2, 3]

$$k_r = \frac{\sqrt{\sum_{q=3}^{101} A_q^2}}{A_1}; \quad k_{N\Sigma} = \frac{N^2}{k_r}.$$

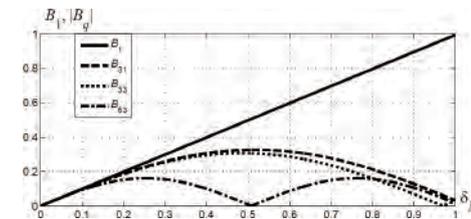
Зависимости коэффициента гармоник и коэф-



а

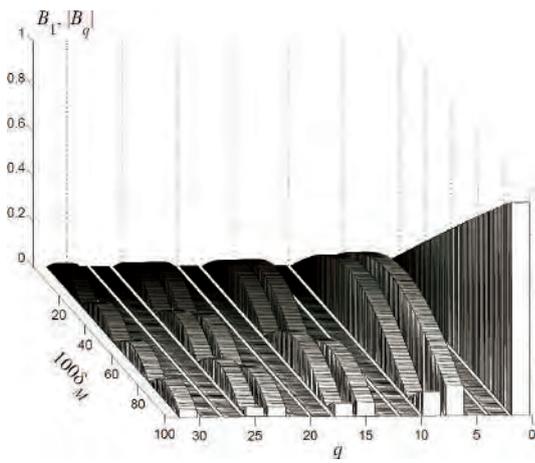


б

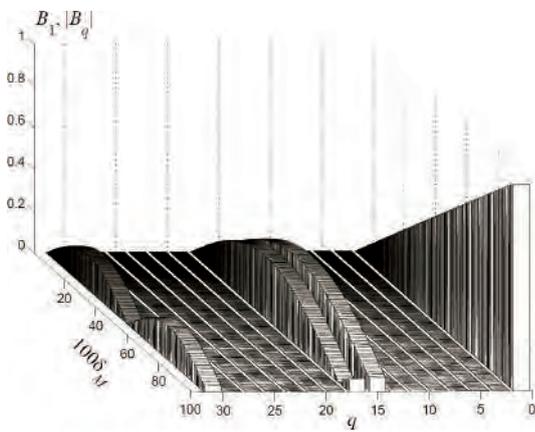


в

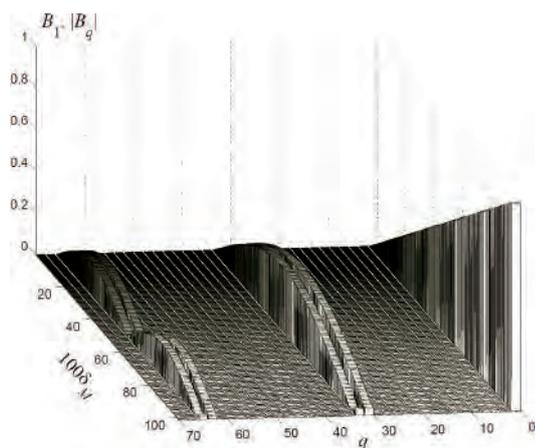
Рис. 5. Напряжения режима ШИР-СТ(Х)-8: форма напряжения (а) и спектральный состав (б) при $\delta_M = 0,8$; зависимости амплитуд первых неисключенных гармоник от коэффициента регулирования (в)



а

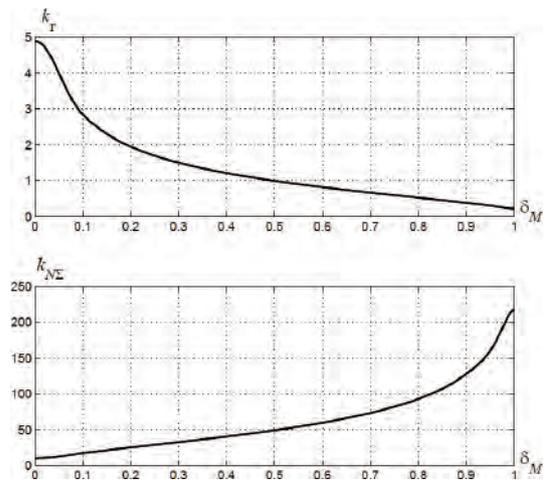


б

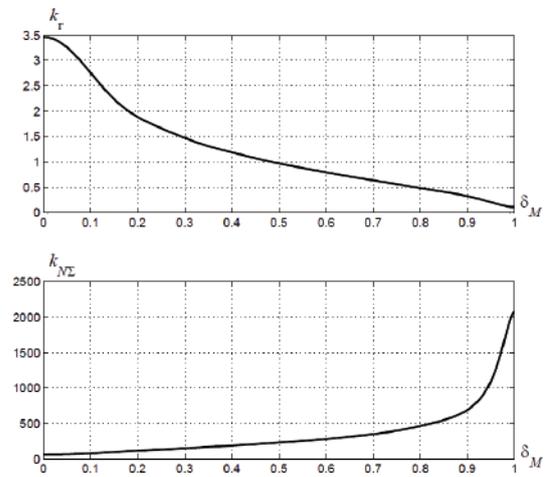


в

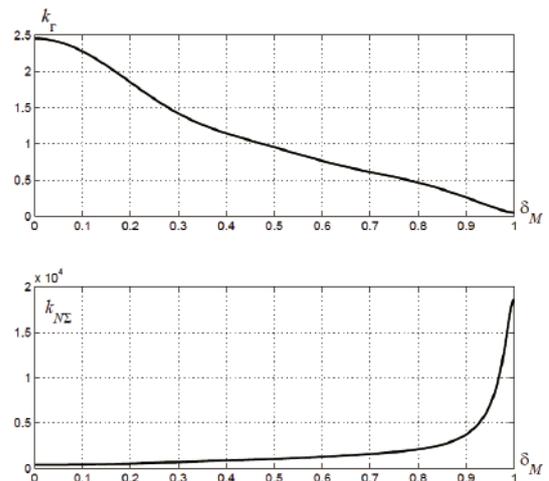
Рис. 6. Зависимости амплитуд основной и первых неисключенных высших гармоник от номера гармоники и коэффициента регулирования: а – ШИР-СТ(Х)-2; б – ШИР-СТ(Х)-4; в – ШИР-СТ(Х)-8



а



б



в

Рис. 7. Зависимости коэффициента гармоник и коэффициента режекции от коэффициента регулирования: а – ШИР-СТ(Х)-2; б – ШИР-СТ(Х)-4; в – ШИР-СТ(Х)-8

фициента режекции от коэффициента регулирования приведены на рис. 7.

Выводы

Синтезированные напряжения режимах ШИР-СТ(X)- p позволяют исключить из их спектра низшие из высших гармонических составляющих с номерами $q = 4pn \pm 1$ (p – число импульсов за четверть периода основной гармоники, $n = 1, 2, 3, \dots$).

Равномерное расположение импульсов на половине периода основной гармоники и одинаковое изменение длительностей всех импульсов при регулировании выходного напряжения инвертора в режиме ШИР-СТ(X)- p существенно облегчают возможности реализации управления такими инверторами на основе цифрового микроконтроллера.

Практическая реализация напряжений режима ШИР-СТ(X)- p при числе импульсов за половину периода более 8 нецелесообразна, поскольку спектральный состав таких напряжений существенно ухудшается при коэффициентах регулирования, отличных от 1, что существенно повлияет на параметры выходного фильтра.

Практическая реализация инвертора в режиме ШИР-СТ(X)-8 целесообразна совместно со стабили-

лизированным преобразователем (промежуточным звеном постоянного) тока, поскольку коэффициент гармоник напряжения режима ШИР-СТ(X)-8 составляет $\approx 5,3\%$.

Литература

1. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Синтез параметров ступенчатых напряжений с использованием вейвлетных преобразований. – Практическая силовая электроника, № 4 (48), 2012, С. 18–24.

2. Т. В. Анисимова, А. В. Бокунов, В. В. Крючков. Сравнительный анализ многоимпульсных выходных напряжений инверторов. – Практическая силовая электроника, № 2 (46), 2012, С. 28–26.

3. Т. В. Анисимова, В. В. Крючков. Расчет параметров выходного фильтра инверторов с синусоидальным выходным напряжением. – Практическая силовая электроника, № 3 (47), 2012, С. 6–10.

Анисимова Татьяна Викторовна, ассистент кафедры "Микроэлектронные электросистемы" МАИ, тел.: +7(499) 158-45-02;

Волков Вадим Иосифович, к. т. н., доцент кафедры "Вычислительные машины, системы и сети" МАИ, тел.: +7(499) 158-43-02, e-mail: lasdov@gmail.com.

В. А. Фролов

РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ТИРИСТОРНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

V. A. Frolov

Design and Analysis of thyristor power sources structural diagrams

Предложена методика построения структурных схем непосредственно по электрической схеме. Структурные схемы тиристорных источников питания состоят из силовой схемы и схемы управления и построены по линейному или косинусному принципу. Вольтамперная характеристика тиристорного источника питания формируется с помощью обратных связей. Приведены структурные схемы источников питания разных типов, дана методика определения коэффициентов структурных схем, представлены выходные характеристики. Произведено моделирование с помощью MATLAB SIMULINK.

Ключевые слова: тиристорный источник питания, структурная схема, линейное регулирование, косинусное регулирование, вольтамперная характеристика, обратная связь.

Methodology of forming structural diagrams directly in accordance with an electric circuit is offered. Structural diagrams of thyristor power supplies consist of power scheme and control block and are constructed by the linear or cosine principle. The Voltamperry characteristic of the thyristor power supply is formed by means of feedback. Block diagrams of power supplies of different types are provided, the technique of determination of coefficients of block diagrams is given, output characteristics are submitted. Modeling by means of MATLAB SIMULINK is made.

Key words: thyristor power supply, structural diagram, linear regulation, cosine regulation, voltage-current characteristic, feedback.

Структурные схемы используются для разработки алгоритмов управления, обеспечения необходимого качества регулирования, методика исследования структурных схем развита достаточно хорошо, структурные схемы хорошо анализируются и рассчитываются с помощью математических пакетов *MathCAD*, *MATLAB* и других программ. Структурная схема представляет собой графическое изображение с помощью условно графических обозначений математических зависимостей в преобразованиях Лапласа при нулевых начальных условиях. Обычно для построения структурной схемы из принципиальной электрической схемы на основании законов Ома, Кирхгофа определяются токи и напряжения, составляются уравнения, затем изображается структурная схема.

Методика построения структурной схемы, непосредственно по электрической схеме изображена на рис. 1, индуктивное, емкостное, активное сопротивление заменяется передаточной функцией в виде проводимости или сопротивления, активного или реактивного рис. 1а и б, параллельное соединение преобразуется согласно рис. 1г и д, последовательное соединение преобразуется согласно рис. 1ж и з, в зависимости от тока или напряжения на входе, выходе схемы. В настоящее время в качестве сварочных источников используются тиристорные источники питания. Регулирование наклона вольтамперных характеристик в тиристорных источниках питания основано на импульсно-фазовом способе управления с помощью обратных связей.

Тиристорный регулятор может быть на стороне высокого напряжения, или на стороне низкого на-

пряжения. Преимуществом первых является более высокий к. п. д., в связи с гораздо меньшим током первичной обмотки трансформатора, этот способ используется в выпрямителях с номинальным выходным током не менее 1000А. Разработаны схемы преобразователей [1] трехфазного напряжения в однофазное с частотой выходного напряжения 150 Гц, 300 Гц.

Силовую схему любого сварочного источника питания можно представить в виде рис. 2а, где $R_{тр}$ – сопротивление трансформатора, R_n – сопротивление нагрузки, $sL_{тр}$ – операторное сопротивление трансформатора, $sL_{др}$ – операторное сопротивление дросселя. Преобразуем принципиальную схему рис. 2а, в структурную схему, используя последовательное соединение проводников рис. 1е и з, структурная схема представлена на рис. 2б.

В сварочных тиристорных источниках питания регулирование напряжения производится с помощью изменения угла открытия тиристорov α , в идеальном случае постоянное напряжение U_{cp} на выходе тиристорного источника питания зависит от напряжения управления U_y [2] и коэффициента усиления тиристорного выпрямителя K_{np} и определяется выражением

$$U_{cp} = K_{np} U_y. \quad (1)$$

Формирование вольтамперных характеристик (ВАХ) производится с помощью обратных связей по току и напряжению, для формирования падающих ВАХ используется отрицательная обратная связь по току, для формирования жестких ВАХ отрицательная обратная связь по напряжению. Добавим в

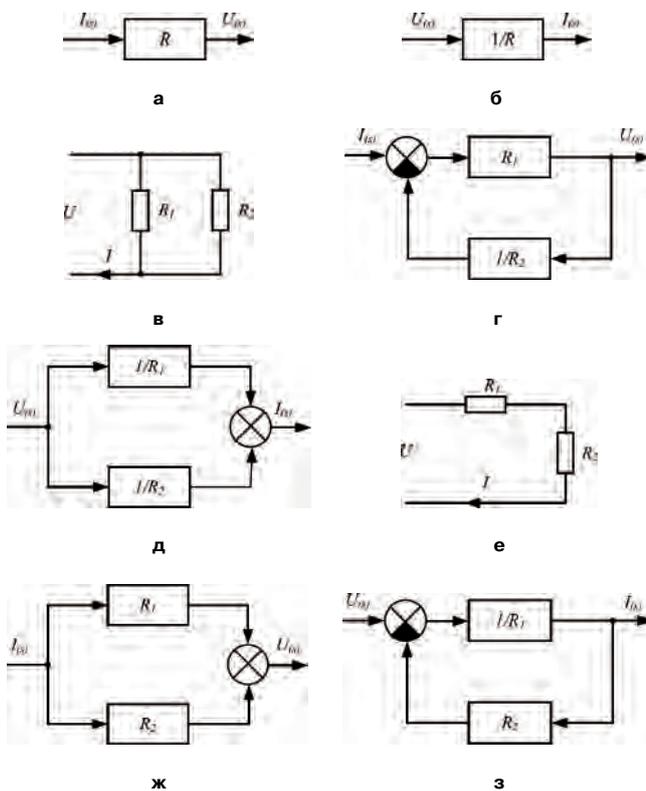


Рис. 1. Правила преобразования электрической схемы в структурную схему:

- а – преобразование сопротивления в передаточную функцию;
- б – преобразование проводимости в передаточную функцию;
- в – схема параллельного соединения проводников;
- г – структурная схема, заменяющая параллельное соединение проводников, схемой с обратной связью по напряжению;
- д – структурная схема, преобразующая параллельное соединение проводников, параллельным соединением передаточных функций;
- е – схема последовательного соединения проводников;
- ж – структурная схема, заменяющая последовательное соединение проводников, параллельным соединением передаточных функций;
- з – структурная схема, преобразующая последовательное соединение проводников в схему с обратной связью по току

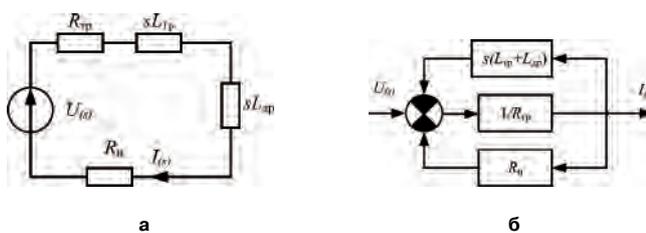


Рис. 2. Преобразование силовой схемы в структурную схему тиристорного источника питания: а – силовая часть схемы тиристорного источника питания; б – структурная схема силовой части сварочного источника питания

структурную схему рис. 2б передаточную функцию тиристорного преобразователя, обратную связь, сигнал возмущений по нагрузке.

На рис. 3 изображена структурная схема для получения жестких ВАХ, на рис. 4 структурная схема для получения крутопадающих ВАХ. Для снятия

отрицательной обратной связи по напряжению, используется делитель напряжения с коэффициентом передачи K_d , для использования отрицательной обратной связи по току, используется усилитель с коэффициентом передачи K_y .

Определим, чему равен наклон ВАХ в структурной схеме тиристорного источника питания. Передаточная функция структурной схемы при возмущении по нагрузке

$$W(s) = \frac{I(s)}{U_n(s)},$$

является проводимостью, если исключить сопротивление нагрузки, приравнять $s = 0$ и перейти к сопротивлению, получим наклон ВАХ источника питания, аналогичный результат получим из характеристического уравнения системы автоматического регулирования. Передаточные функции структурных схем для жесткой и падающей ВАХ соответственно описываются выражениями (2) и (3), наклон ВАХ уравнениями (4) и (5)

$$W_{ж}(s) = \frac{1}{s(L_{дп} + L_{тп}) + R_n + K_{пр} K_d R_{тп}}; \quad (2)$$

$$W_{п}(s) = \frac{1}{s(L_{дп} + L_{тп}) + R_n + R_{тп} + K_{пр} K_y}; \quad (3)$$

$$R_{вн.ж} = K_{пр} K_d R_{тп}; \quad (4)$$

$$R_{вн.п} = R_{тп} + K_{п} K_y. \quad (5)$$

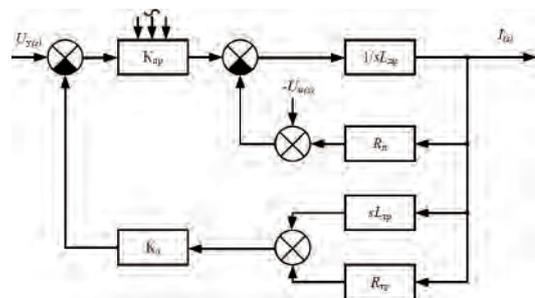


Рис. 3. Структурная схема тиристорного источника питания с отрицательной обратной связью по напряжению

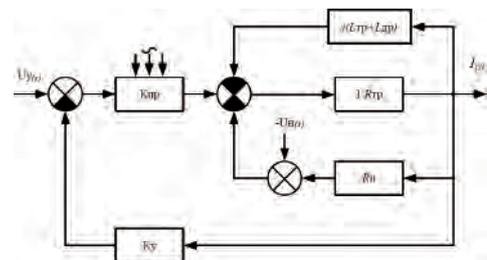


Рис. 4. Структурная схема тиристорного источника питания с отрицательной обратной связью по току

Примем, что напряжение управления U_y меняется от $1/3$ до 1 , с учетом физического угла открытия тиристоров. При $U_y = (1/3)K_{пр} = U_{ср.макс}$, для крутопадающей ВАХ, $K_{пр}$ равно напряжению холостого хода, с учетом линейности регулятора рис. 5. Для жесткой ВАХ, $K_{пр}$ равно максимальному пределу регулирования напряжения. Настройка источника питания для режима крутопадающих ВАХ производится введением в схему управления насыщения, либо производится ограничение величины обратной связи, поэтому ВАХ представляет собой ломаную линию, состоящую из двух линейных участков для режима малых токов и трех участков для режима больших токов. На рис. 5 изображен режим малых токов – в экспериментальных характеристиках происходит сглаживание характеристик. Как видно из рисунка каждому рабочему участку ВАХ соответствует свое напряжение холостого хода. K_y и K_d можно определить по экспериментальным ВАХ источника питания $K_y = (R_{вн.п.э} - R_{тр}) / K_{пр}$, для жесткой ВАХ $K_d = R_{вн.ж.э} / R_{тр} K_{пр}$, где $R_{вн.п.э}$ – внутреннее сопротивление определяемое по экспериментальным падающим характеристикам, $R_{вн.ж.э}$ – внутреннее сопротивление определяемое по экспериментальным жестким ВАХ. Другие значения структурной схемы определяются из технических характеристик источника питания, сопротивление и индуктивность трансформатора приводятся к выходному напряжению трансформатора.

Представляет интерес схема ранее выпускавшегося источника питания серии ВСВУ имеющего штыковые ВАХ, в этом источнике применено комбинированное регулирование, в результате использования при регулировании по отклонению отрицательной обратной связи по току, а при регулировании по возмущению положительной обратной связи по напряжению, структурная схема изображена на рис. 6. Передаточная функция по возмущению нагрузки

$$W_n(s) = \frac{1}{s(L_{др} + L_{тр}) + R_n(1 - K_{пр}K_d) + R_{тр} + K_{пр}K_y}$$

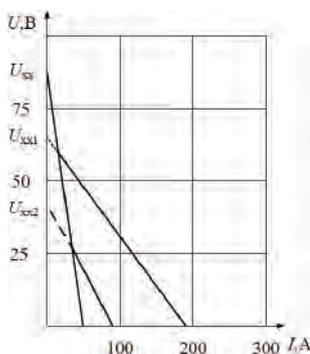


Рис. 5. Крутопадающие вольтамперные характеристики источника ВДУ-506

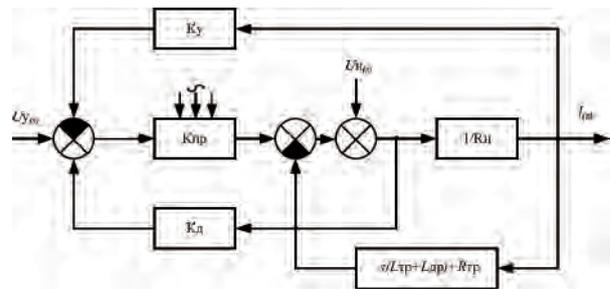


Рис. 6. Структурная схема тиристорного источника питания с комбинированной обратной связью

При настройке источника питания, когда $(1 - K_{пр}K_d) = 0$ влияние нагрузки исключается, величина тока определяется выражением $I = U_d / (R_{тр} + K_{пр}K_y)$, и представляет собой вертикальную линию.

В реальных источниках питания выходное напряжение, определяемое выражением (1) зависит от способа управления [3] линейного или косинусного и устройства схемы управления. При линейном регулировании для режима непрерывных токов выходное напряжение определяется уравнением

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{max}}{\pi} \cos\left(\pi U_y - \frac{\pi}{3}\right), \quad (6)$$

а для режима прерывистых токов

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{max}}{\pi} [1 + \cos(\pi U_y)]. \quad (7)$$

При косинусном регулировании получим выходное напряжение для режима непрерывных токов:

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{max} [2\sqrt{3}\sqrt{U_y - U_y^2} - 2U_y + 1]}{2\pi}, \quad (8)$$

а для режима прерывистых токов

$$U_{ср\alpha} = -\frac{6U_{max}(U_y - 1)}{\pi}. \quad (9)$$

При косинусном регулировании источников ВДУ-504, ВДУ-505, ВДУ-506 формирование сигнала управления производится от фазы сетевого сигнала.

Напряжение на выходе выпрямителя для режима непрерывных токов определяется выражением

$$U_{ср\alpha} = \frac{3}{\pi} U_{max} \sqrt{1 - U_y^2}. \quad (10)$$

а для режима прерывистых токов:

$$U_{ср\alpha} = \frac{3U_{max} (\sqrt{1 - U_y^2} - \sqrt{3}U_y + 2)}{2\pi}. \quad (11)$$

Для проверки представленных формул проведем моделирование с использованием *MATLAB*

П. А. Воронин, Д. В. Рожков

СПОСОБ СНИЖЕНИЯ КОММУТАЦИОННЫХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ В МНОГОУРОВНЕВЫХ ИНВЕРТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

P. A. Voronin,
D. V. Rozhkov

A Method of switching overvoltage reduction
in multilevel inverters

Рассмотрены топологии инверторов напряжения, применяемых в частотных преобразователях регулируемых электроприводов средней мощности. Установлены проблемы перенапряжений, связанных с наличием паразитной индуктивности в длинных контурах коммутации многоуровневых инверторов напряжения с фиксирующими диодами, и предложен способ их решения, основанный на применении резонансной коммутации по классической полумостовой топологии. Впервые определен критерий применимости резонансной коммутации ко всем ключам многоуровневого инвертора напряжения и получено соотношение, определяющее количество "свободных" от резонансной коммутации ключей.

Ключевые слова: многоуровневый инвертор напряжения, паразитная индуктивность, контур коммутации, резонансная коммутация, эквивалентный полумост.

Topologies of multilevel inverters implemented in frequency converters for regulated electric drives of medium power are considered in this article. Overvoltage problems related to existence of "long" switching circuits of NPC-type multilevel inverters and a method of dealing with them by means of resonant switching according to classical half-bridge topology are shown. For the first time criterion of applicability of resonant switching is determined and equation is derived for determining the number of "free" switches.

Key words: multilevel voltage inverter, stray inductance, switching circuit, resonant switching, equivalent half-bridge.

Выбранный на сегодняшний день не только в России, но и во всем мире курс на повышение энергоэффективности в совокупности с необходимостью удовлетворения требованиям стандартов IEC 61800-4:2002 и др. заставляет уделять повышенное внимание высоковольтным частотным преобразователям регулируемых электроприводов средней мощности.

В диапазоне рабочих напряжений от 4 до 10 кВ статические преобразователи частоты в большинстве случаев выполняют по четырем наиболее распространенным топологиям [1, 2]:

1. Преобразователи частоты на базе многоуровневых инверторов напряжения с многообмоточным трансформатором или так называемых каскадных инверторов (рис. 1а).

2. Многоуровневые преобразователи частоты на базе:

- многоуровневых инверторов напряжения с разделительными конденсаторами (рис. 1б);
- многоуровневых инверторов напряжения с фиксирующими диодами, т. е. инверторов NPC-типа (рис. 1в).

3. Двухтрансформаторные преобразователи частоты на базе низковольтного инвертора напряжения (рис. 1г).

Преобразователи частоты с двумя трансформаторами и низковольтным инвертором (рис. 1г), несмотря на привлекательную удельную стоимость одного кВт, обладают на сегодняшний день существенными недостатками, такими как: высокие

массогабаритные характеристики, меньший по отношению к остальным схемам коэффициент полезного действия, а также малый рабочий диапазон регулирования. Ряд мощностей подобной схемы ограничивается максимально возможной мощностью используемого низковольтного инвертора, которая составляет у разных производителей 500–1500 кВт.

Преобразователи частоты с двумя трансформаторами и низковольтным инвертором (рис. 1г), несмотря на привлекательную удельную стоимость одного кВт, обладают на сегодняшний день существенными недостатками, такими как: высокие массогабаритные характеристики, меньший по отношению к остальным схемам коэффициент полезного действия, а также малый рабочий диапазон регулирования. Ряд мощностей подобной схемы ограничивается максимально возможной мощностью используемого низковольтного инвертора, которая составляет у разных производителей 500–1500 кВт.

В свою очередь частотные преобразователи на базе многоуровневых инверторов напряжения с разделительными конденсаторами (рис. 1б) имеют по сравнению со схемой с фиксирующими диодами (рис. 1в) при аналогичном числе уровней вдвое большие потери переключения при одинаковой несущей частоте ШИМ и требуют применения дорогостоящих конденсаторов [3].

Перечисленные недостатки схем на базе низковольтного инвертора с двумя трансформаторами

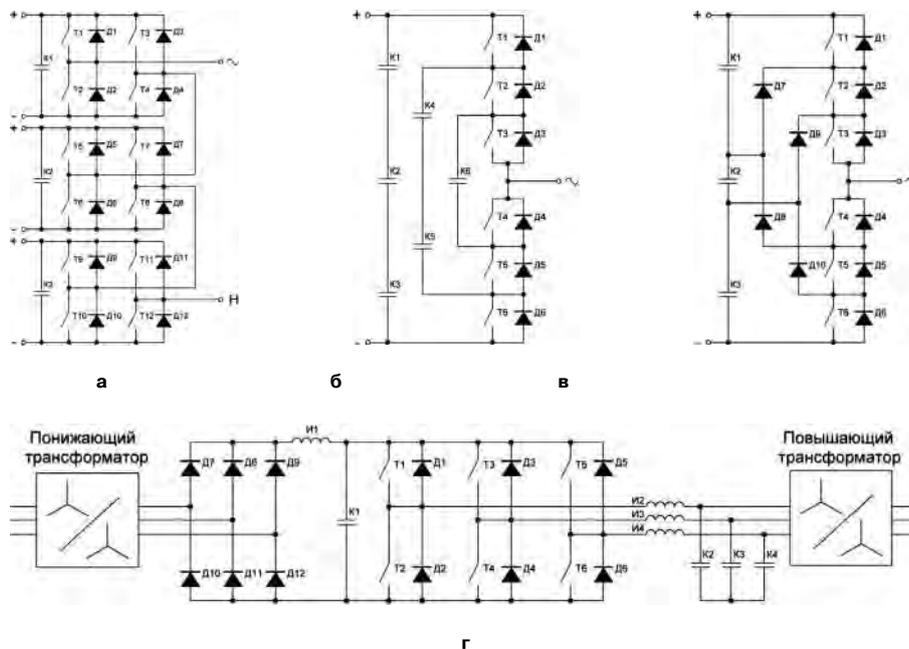


Рис. 1. Топологии инверторов напряжения, применяемых при построении высоковольтных преобразователей частоты

и многоуровневого инвертора с разделительными конденсаторами на сегодняшний день не позволяют в полной мере следовать курсу повышения энергоэффективности.

Куда более выбранному курсу соответствуют схемы на базе каскадных инверторов напряжения (рис. 1а) и многоуровневых инверторов с фиксирующими диодами (рис. 1в). Наиболее широкое применение среди упомянутых схем в диапазоне мощностей 0.5 – 10 МВт и рабочих напряжениях от 4 до 10 кВ в настоящее время имеют преобразователи частоты на базе каскадных инверторов. Это обуславливается рядом важных достоинств каскадных схем:

- “ячейковость” структуры;
- повышенная надежность за счет простой реализации функции “bypass”;
- малая генерация гармоник в питающую сеть;
- широкий диапазон регулирования выходной частоты;
- высокое качество выходного напряжения и, как следствие, отсутствие необходимости установки выходных фильтров для электромагнитной совместимости преобразователя частоты с электродвигателем.

В то же время наиболее энергоэффективной является схема на базе инвертора напряжения с фиксирующими диодами [3], преимуществами которой перед каскадной схемой являются:

- меньшее число применяемых силовых модулей;
- отсутствие в схеме преобразователя частоты многообмоточных трансформаторов;
- меньшее число необходимых выпрямительных мостов;
- меньшая удельная стоимость одного кВт.

Однако несмотря на указанные достоинства схема с инвертором с фиксирующими диодами не получила на настоящий момент широкого применения (диапазон мощностей, как правило, со-

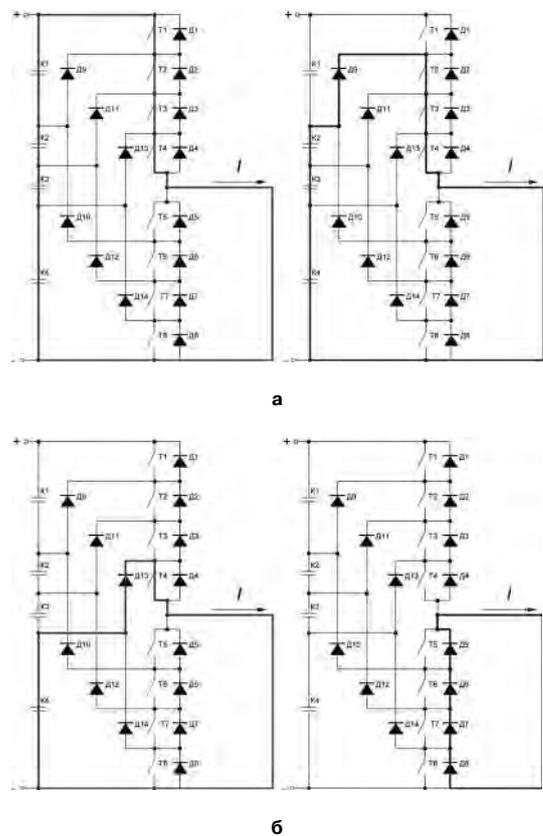


Рис. 2. “Короткий” и “длинный” контуры коммутации в многоуровневых инверторах с фиксирующими диодами

ставляет 500–2000 кВт при рабочих напряжениях до 6 кВ). В первую очередь это обусловлено наличием “длинных” (рис. 2б) и “коротких” (рис. 2а) контуров коммутации и связанной с ними переменной паразитной индуктивностью, достигающей в “длинных” контурах значений до сотен нГн и вызывающей существенные перенапряжения на силовых элементах схемы.

На рис. 2а на примере 5-уровневого инвертора напряжения показан переброс тока из транзистора Т1 в фиксирующий диод Д9 в “коротком” контуре при коммутации транзистора Т1. На рис. 2б в свою очередь показан переброс тока из фиксирующего диода Д13 и транзистора Т4 в обратные диоды Д5–Д8 в “длинном” контуре при коммутации транзистора Т4. Стоит отметить, что величина паразитной индуктивности “длинного” контура коммутации увеличивается относительно величины паразитной индуктивности “короткого” контура при увеличении числа уровней инвертора.

Обеспечение минимального уровня коммутационных перенапряжений является одной из наиболее сложных задач при разработке схем многоуровневых инверторов напряжения.

Именно фактор наличия “длинных” и “коротких” контуров коммутации не позволяет применять схемы на базе многоуровневых инверторов напряжения с фиксирующими диодами в более широком диапазоне мощностей и напряжений, т. е. применять инверторы с числом уровней > 3 . На сегодняшний день такие преобразователи частоты применяет лишь незначительное число производителей: *Alstom* (семейство *ALSPA VDM 6000* – 4 уровня), *General Electric* (семейство *Innovation Medium* – 4 уровня) и др.

На данный момент существует несколько способов борьбы с перенапряжениями, вызываемыми паразитной индуктивностью “длинного” контура:

1. Единое конструктивное исполнение. При интегральном исполнении силовых ячеек удается существенно снизить значение паразитной индуктивности, а значит и перенапряжения, однако интегральное исполнение применимо лишь для малого диапазона мощности, поскольку не позволяет эффективно отводить выделяемое тепло;

2. Применение ключей с промежуточным классом напряжения, рассчитанных на влияние перенапряжений, обусловленных паразитными индуктивностями “длинных” контуров. Крупные компании-производители в некоторых случаях готовы изготавливать для собственных применений подобные ключи. В частности, компания *Infineon* производит транзисторы, рассчитанные на рабочее напряжение 650 В. Однако данное решение требует разработки и применения нестандартных силовых модулей, что ведет к дополнительным финансовым и временным затратам на разработку;

3. Применение силовых ключей с повышенным запасом по напряжению. Разработчики прибегают к указанному решению с целью нивелировать влияние перенапряжений, увеличивая при этом стоимость инвертора и потери в нем за счет увеличения класса кристалла.

Ни один из перечисленных способов не является универсальным и не соответствует выбранному курсу на повышение энергоэффективности.

Единственным рациональным способом борьбы с паразитной индуктивностью и обусловленными ею перенапряжениями при условии отсутствия способов ее устранения в контурах коммутации является ее перевод из разряда “паразитных” в разряд “полезных”, т. е. включение в резонансный контур. При этом речь идет не о резонансных инверторах напряжения, характеризующихся большими амплитудными значениями токов и, как следствие, статическими потерями, а о резонансной коммутации на фронтах импульсов ШИМ внутри интервала коммутации. В связи с этим необходимо определить, применимы ли к многоуровневым инверторам напряжения известные для более простых схем решения или же они требуют разработки принципиально новых схемотехнических решений применения резонансной коммутации.

Для определения способа применения резонансной коммутации в n -уровневом инверторе напряжения, подходящем для схемы с любым $n \geq 3$, где n – число уровней инвертора напряжения, требуется рассмотрение каждого коммутационного интервала схемы и определение эквивалентных схем инвертора, соответствующих каждому интервалу времени.

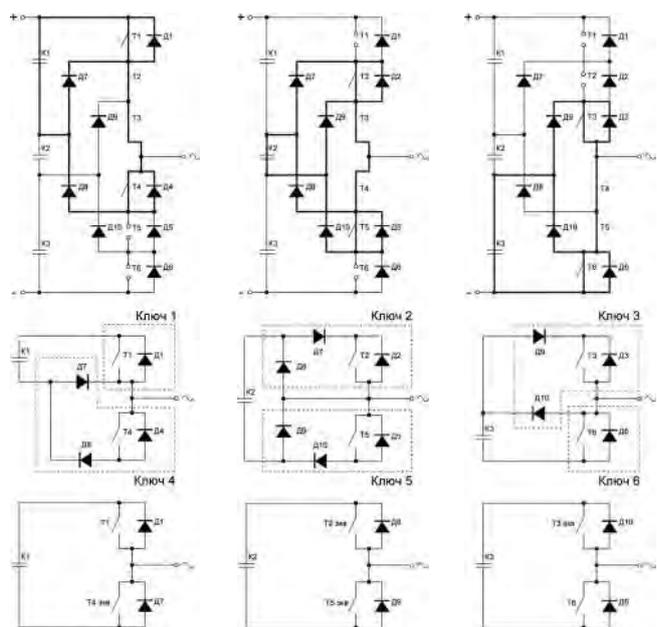


Рис. 3. Этапы работы 4-х уровневой инвертора напряжения с фиксирующими диодами

В табл. 1 приведены возможные состояния ключей на полупериоде работы 4-х уровневого инвертора напряжения с фиксирующими диодами (рис. 1в). В таблице U_a характеризует диапазон изменения напряжения средней точки стойки инвертора на каждом этапе, 1 – проводящее состояние транзистора, 0 – транзистор заперт.

Таблица 1. Состояния ключей 4-х уровневого инвертора

	U_a	T1	T2	T3	T4	T5	T6
Этап 1	$E \dots \frac{2}{3}E$	ШИМ	1	1	ШИМ	0	0
Этап 2	$\frac{2}{3}E \dots \frac{1}{3}E$	0	ШИМ	1	1	ШИМ	0
Этап 3	$\frac{1}{3}E \dots 0$	0	0	ШИМ	1	1	ШИМ

Из табл. 1 видно, что количество состояний ключей 4-уровневого инвертора напряжения определяется 3 этапами работы схемы. На первом этапе ШИМ применяется к транзисторам T1 и T4, при этом транзисторы T2 и T3 находятся в проводящем состоянии, а T5 и T6 заперты. Указанное состояние инвертора приведено на рис. 3а. Утолщенной линией на рис. 3а выделены активные на данном этапе контуры схемы. По аналогии на рис. 3б и 3в приведены состояния инвертора на этапах 2 и 3 соответственно.

Анализ активных контуров на каждом коммутационном интервале на примере 4-х уровневого инвертора напряжения показал, что на любом интервале коммутации схему многоуровневого инвертора с фиксирующими диодами можно свести к эквивалентному полумостовому решению (рис. 3а, 3б, 3в).

Стоит отметить, что на каждом из этапов ключи эквивалентного полумоста формируются разными комбинациями силовых транзисторов, обратных и фиксирующих диодов инвертора напряжения:

– на этапе 1 верхний ключ эквивалентного полумоста является верхним (первым) ключом инвертора T1 и D1, а нижний ключ – комбинацией четвертого ключа инвертора T4, D4 и фиксирующих диодов D7 и D8;

– на этапе 2 верхний ключ эквивалентного полумоста является комбинацией второго ключа инвертора T2, D2 и фиксирующих диодов D7 и D8,

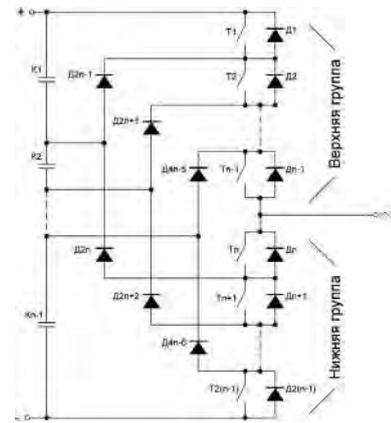


Рис. 4. n-уровневый инвертор напряжения с фиксирующими диодами

а нижний ключ – комбинацией пятого ключа инвертора T5, D5 и фиксирующих диодов D9 и D10;

– на этапе 3 верхний ключ эквивалентного полумоста является комбинацией третьего ключа инвертора T3, D3 и фиксирующих диодов D9 и D10, а нижний ключ – шестым ключом инвертора T6 и D6.

Подобное преобразование справедливо для любого n-уровневого инвертора, где $n \geq 3$ (рис. 4). Это нетрудно доказать, заменив в рассмотренном примере ключ T3, D3 на T_{n-1}, D_{n-1} , ключ T4, D4 на T_n, D_n и так далее вплоть до замены ключа T6, D6 на $T_{2(n-1)}, D_{2(n-1)}$. При этом число этапов формирования напряжения U_a увеличится до $n - 1$, а все эквивалентные полумосты на этапах между первым и $n - 1$ будут формироваться по принципу, рассмотренному на этапе 2. Эквивалентный полумост, формируемый на $n - 1$ этапе, будет соответствовать этапу 3, а процесс формирования на первом этапе останется без изменений (табл. 2).

Таким образом, установлено, что для осуществления резонансной коммутации в рассматриваемых многоуровневых ($n \geq 3$) инверторах напряжения достаточно применять общеизвестные решения для полумостовых схем, приведенные в [4, 5], что существенно упрощает реализацию резонансной коммутации и позволяет не проводить дополнительные исследования в этой области.

Однако несмотря на схемотехническую простоту применения резонансной коммутации в многоуровневых инверторах напряжения, очевидно, что с

Таблица 2. Состояния ключей n-уровневого инвертора

	U_a	T1	T2	...	T _{n-1}	T _n	T _{n+1}	...	T _{2(n-1)}
Этап 1	$E \dots \frac{n-2}{n-1}E$	ШИМ	1	...	1	ШИМ	0	...	0
Этап 2	$\frac{n-2}{n-1}E \dots \frac{n-3}{n-1}E$	0	ШИМ	...	1	1	ШИМ	...	0
...
Этап n	$\frac{1}{n-1}E \dots 0$	0	0	...	ШИМ	1	1	...	ШИМ

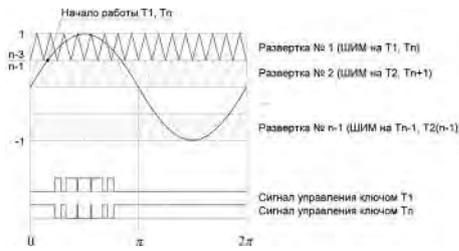


Рис. 5. Формирование сигналов управления в *n*-уровневом инверторе напряжения с фиксирующими диодами

ростом числа уровней инвертора возрастает и число дополнительных элементов, осуществляющих упомянутую коммутацию, что неминуемо приводит к увеличению конечной стоимости инвертора и преобразователя частоты в целом. В связи с этим актуальной является задача определения критерия осуществимости резонансной коммутации на каждом ключе в схеме *n*-уровневого инвертора напряжения с фиксирующими диодами.

Очевидно, что резонансная коммутация может быть реализована только для ключей, к которым в данный момент времени применяется ШИМ и направление тока через который положительно. Из табл. 2 видно, что на первом этапе ШИМ применяется к транзисторам *T1* и *T_n*. Необходимо рассмотреть на примере указанных ключей при каких условиях резонансная коммутация применяется ко всем ключам инвертора и существуют ли ситуации, при которых условия для резонансной коммутации не выполняются на всем периоде работы схемы.

На рис. 5 приведен способ формирования ШИМ для ключей *n*-уровневого инвертора напряжения, в котором участвуют один сигнал управления (в данном случае синусоидальный) и (*n* - 1) сигналов развертки. При вертикальном управлении происходит сравнение управляющего сигнала, период которого равен периоду выходной частоты инвертора, с сигналом развертки, частота повторения которого равна частоте коммутации.

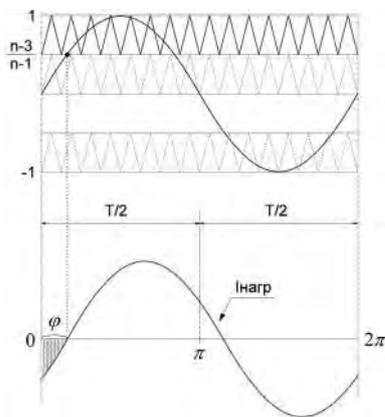


Рис. 6. Определение интервала применимости резонансной коммутации к ключу *T_n*

При этом развертка № 1 отвечает за формирование ШИМ на транзисторах *T1* и *T_n*, развертка № 2 – на *T2* и *T_{n+1}* и т. д. Форма сигналов управления транзисторами *T1* и *T_n* также представлена на рис. 5.

Из рис. 5 видно, что на транзисторе *T_n* ШИМ реализуется на первом полупериоде работы схемы. При этом положительным направлением тока через транзистор *T_n* является отрицательное направление тока нагрузки инвертора напряжения. Таким образом, резонансная коммутация может быть применена к *T_n* на первом полупериоде работы схемы при отрицательном направлении тока нагрузки, то есть лишь на интервале, обозначенном штриховыми линиями на рис. 6.

При этом стоит отметить, что длительность заштрихованной области напрямую зависит от характера нагрузки, то есть от угла сдвига φ . Таким образом, резонансная коммутация может применяться к абсолютно всем ключам стойки *n*-уровневого инвертора, если угол φ нагрузки будет больше угла, определяющего начало работы транзисторов *T1* и *T_n*. Точку, определяющую начало работы указанных ключей, можно описать аналитической формулой, исходя из условия равенства значений управляющего сигнала и нижней границы первого сигнала развертки (1):

$$K_m \sin \theta = \frac{n-3}{n-1}, \quad (1)$$

где K_m – коэффициент модуляции схемы, определяющий соотношение амплитуды управляющего сигнала к максимальному значению верхнего (первого) сигнала развертки;

$$\theta = \omega t;$$

n – число уровней инвертора.

Граничным значением θ при выполнении условий применения резонансной коммутации абсолютно ко всем ключам инвертора, как показано на рис. 7, будет угол нагрузки φ (2):

$$\sin \varphi = \frac{n-3}{K_m(n-1)}. \quad (2)$$

Таким образом, впервые сформулирован критерий применимости резонансной коммутации к абсолютно всем ключам *n*-уровневого инвертора напряжения для угла нагрузки φ (3):

$$\varphi > \arcsin \left[\frac{n-3}{K_m(n-1)} \right], \quad (3)$$

Запись критерия (3) для $\cos \varphi$ нагрузки приведена в (4):

$$\cos \varphi < \sqrt{1 - \left(\frac{n-3}{K_m(n-1)} \right)^2}, \quad (4)$$

где

$$1 < K_m < \frac{n-3}{n-1}.$$

Согласно (4) определены граничные значения $\cos \varphi$, при которых условия для осуществления резонансной коммутации перестают выполняться для всех ключей инвертора. Граничные значения для $K_m = 1$ приведены в табл. 3.

Таблица 3. Граничные значения $\cos \varphi$

n	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\cos \varphi$	1	0,943	0,866	0,8	0,745	0,7	0,661	0,629	0,6

Невыполнение критерия применимости резонансной коммутации для любого ключа n -уровневого инвертора напряжения при значениях $\cos \varphi$, больших граничных, позволяет сделать заключение о наличии “свободных” ключей, не нуждающихся в применении к ним схемотехнических решений, необходимых для осуществления резонансной коммутации.

Определение точного числа “свободных” ключей достигается путем введения переменной i , характеризующей порядковый номер силового ключа в верхней и нижней группе ключей одновременно (рис. 4). Таким образом, для транзисторов T_1 и T_n i будет равняться единице, для T_2 и T_{n+1} – двум и т. д. Поскольку переменная i также характеризует порядковый номер сигнала развертки, то границу каждой развертки n -уровневого инвертора напряжения аналитически можно записать как (5):

$$x_{гр_i} = \frac{n-2i-1}{n-1}, \quad (5)$$

где $i = 1, 2, \dots, n-1$.

Подставив (5) в (1), получим (6):

$$\sin \varphi > \frac{n-2i-1}{K_m(n-1)}. \quad (6)$$

Преобразовав указанное выражение и выразив i , получим критерий применимости резонансной коммутации к i -му ключу нижней ключевой группы (7):

$$i > \frac{1}{2}(n-1)\left(1 - K_m\sqrt{1 - \cos^2 \varphi}\right). \quad (7)$$

Из указанного в (7) критерия следует, что округленное до целого числа в большую сторону значение i характеризует порядковый номер первого по счету ключа нижней группы стойки инвертора, для которого выполняются условия применения резонансной коммутации (8). К ключам нижней группы с порядковым номером более номера, определенного (8), также необходимо применять резонансную коммутацию

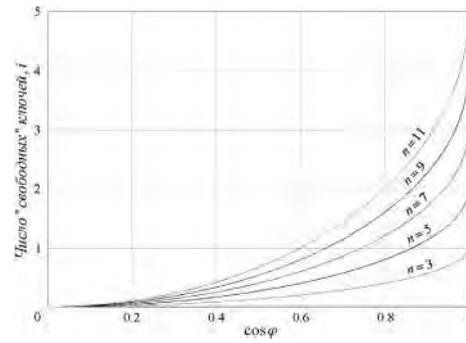


Рис. 7. Определение максимально возможного количества “свободных” ключей инвертора в верхней (нижней) ключевых группах

$$i_{рез_ком} = \left\lceil \frac{1}{2}(n-1)\left(1 - K_m\sqrt{1 - \cos^2 \varphi}\right) \right\rceil. \quad (8)$$

Тогда округленное до целого числа в меньшую сторону значение i будет характеризовать порядковый номер последнего “свободного” ключа нижней группы, т. е. общее число свободных ключей нижней группы (9):

$$i_{своб} = \left\lfloor \frac{1}{2}(n-1)\left(1 - K_m\sqrt{1 - \cos^2 \varphi}\right) \right\rfloor. \quad (9)$$

В силу симметрии стойки инвертора аналогичное число “свободных” ключей относительно средней точки будет и в верхней ключевой группе. Тогда общее число ключей, для которых не выполняются условия применения резонансной коммутации, будет определяться следующим образом (10):

$$i_{общее} = 2i_{своб} = 2 \left\lfloor \frac{1}{2}(n-1)\left(1 - K_m\sqrt{1 - \cos^2 \varphi}\right) \right\rfloor, \quad (10)$$

где

$$1 < K_m < \frac{n-3}{n-1}.$$

Как видно из (10), число “свободных” ключей n -уровневого инвертора напряжения тем выше, чем выше число уровней инвертора и значение $\cos \varphi$ нагрузки и чем ниже значение коэффициента модуляции схемы.

Приведенные в (4)–(10) выкладки позволяют не только определять наличие и количество “свободных” ключей инвертора, но и снижать стоимость конечного изделия за счет уменьшения количества вспомогательных элементов, необходимых для применения резонансной коммутации. Это достигается в силу наличия “свободных” ключей, для которых не выполняются условия применения резонансной коммутации.

На рис. 7 приведен график зависимости числа “свободных” ключей верхней (нижней) ключевой группы от $\cos \varphi$ нагрузки при для различного числа уровней инвертора. Он определяет максимально возможное количество “свободных” ключей ин-

вертора в одной группе (верхней или нижней) и переходные значения $\cos \varphi$ нагрузки, при которых происходит увеличение числа “свободных” ключей. Из графика видно, что при $\cos \varphi = 0,8$ и в 11-уровневом инверторе напряжения в верхней и нижней ключевых группах будет по 2 “свободных” ключа, то есть ключам T9, T10, T11 и T12 не требуется дополнительных элементов для осуществления резонансной коммутации, поскольку для нее на данных ключах не выполняются условия применимости.

Заключение

Впервые полученные и приведенные в настоящей статье метод эквивалентных полумостов, критерий применимости резонансной коммутации (4) и аналитическая модель для определения числа “свободных” ключей (10) позволяют:

1. Применять к многоуровневым инверторам напряжения классические решения на базе полумостов при реализации резонансной коммутации.

2. Определять необходимость применения резонансной коммутации к каждому силовому ключу схемы.

3. Определять число “свободных” от схемотехники резонансной коммутации ключей.

Перечисленные достоинства позволяют эффективно и экономически выгодно бороться с перенапряжениями, вызванными паразитными индуктивностями “длинных” контуров коммутации, за счет применения резонансной коммутации, простоты ее реализации и применения только к тем ключам инвертора, для которых выполняются усло-

вия ее осуществления. Это дает возможность применять более энергоэффективные, по сравнению с каскадными инверторами схемы на базе инверторов напряжения с фиксирующими диодами в широком диапазоне рабочих напряжений и мощностей.

Литература

1. *Гузев Б. В., Хакимьянов М. И.* Современные промышленные высоковольтные преобразователи частоты для регулирования асинхронных и синхронных двигателей. – Электронный научный журнал “Нефтегазовое дело”, 2011, № 3.

2. *Лазарев Г.* Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных систем. – Новости электротехники, 2005, № 2 (32).

3. *Остриров В., Мильский К.* Рациональные схемы преобразователей частоты для мощных синхронных индукторных электроприводов. – Электронные компоненты, 2008, № 11.

4. Патент RU 101285 U1. Инвертор с мягким переключением/ Воронин П.А.// Бюллетень “Изобретения и полезные модели” №1, 10.01.2011.

5. Патент RU 101597 U1. Инвертор с мягкой коммутацией/ Воронин И.П.// Бюллетень “Изобретения и полезные модели” №2, 20.01.2011.

Воронин Павел Анатольевич, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники НИУ “МЭИ”;

Рожков Денис Владимирович, аспирант кафедры промышленной электроники НИУ “МЭИ”, тел: +7(495) 366-22-10, email: rozhkovdv@gmail.com.

В. М. Бардин, А. В. Пивкин

ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

V. M. Bardin, A. V. Pivkin

Radiated Field of a Pulse Transformer

В транзисторных инверторах, работающих в импульсном режиме с ШИМ регулированием, обязательным элементом схемы является силовой импульсный трансформатор. С учетом значительной величины коммутируемых с высоким du/dt и di/dt напряжений и токов вокруг такого трансформатора создается поле излучения с электрической и магнитной составляющими. Такое поле может представлять опасность для функционирования рядом расположенных элементов слаботочной электроники, например системы управления инвертором.

В статье приведены результаты оценки напряженности электрического и магнитного полей, полученные путем компьютерного моделирования и физического эксперимента. В качестве объекта исследования был выбран силовой трансформатор сварочного инвертора.

Ключевые слова: силовой импульсный трансформатор, электромагнитное поле, компьютерное моделирование, физический эксперимент.

Power transformer is main element in transistor inverters operating in pulse mode with PWM control. An electromagnetic field consisted of electric and magnetic components is created around the transformer due to significant values of switched high voltage and current. This field may endanger the operation of adjacent elements of low-current electronics, such as the inverter control system.

The article presents the results of the evaluation of the electric and magnetic fields received by computer simulation and physical experiments. Welding inverter power transformer was selected as an object of study.

Key words: power pulse transformer, electromagnetic field, computer simulation, physical experiment.

В инверторных преобразователях энергии с ШИМ регулированием обязательным элементом является силовой трансформатор, работающий в импульсном режиме на частоте килогерцового диапазона. В однотактных схемах импульсы тока, протекающие через обмотки трансформатора являются однополярными, в двухтактных — двухполярными. Но в любом случае эти импульсные токи создают вокруг трансформатора поле излучения, имеющее в ближней зоне две составляющих: электрическую и магнитную. Учитывая значительную величину коммутируемых напряжений и токов, величина напряженности этих полей может быть весьма значительной. С учетом высокой скорости переключения активных элементов схемы при осуществлении ШИМ регулирования величины di/dt и du/dt оказываются большими и могут наводить в расположенных рядом проводниках соответствующие импульсные ЭДС. Которые, в свою очередь, могут вызывать ложные срабатывания элементов автоматики и даже их повреждение. Чтобы проанализировать такую возможность путем компьютерного моделирования и физического эксперимента были оценены напряженности электрического и магнитного полей тороидального трансформатора сварочного инвертора работающего на частоте 25 кГц при нагрузочном токе 150 А.

На основе информации, изложенной в [1] характерный вид линий электрического и магнитного полей тороидального трансформатора можно изобразить в следующем виде (рис. 1).

Теоретическая оценка напряженности полей

осуществлялась в среде *CST EM STUDIO*, которая позволяет моделировать низкочастотные электромагнитные поля различных датчиков, трансформаторов, дросселей и пр. С помощью этой программы была создана геометрическая модель трансформатора (рис. 2) выполненного на сердечнике ГМ42ДС диаметром 100 мм, сечением магнитопровода 20 мм², магнитной индукцией 0,7 Тл и магнитной проницаемостью 10000.

В результате моделирования получены картины полей E и H в двух плоскостях (рис. 3 и 4).

Максимальная напряженность электрического поля вблизи поверхности сердечника составила 105 дБмкВ/м. Известно, что напряженность электрического поля убывает пропорционально второй степени расстояния [3]. Это позволяет оценить напряженность электрического поля на разных расстояниях от поверхности трансформатора. Так на расстоянии 5 см от поверхности тора напряженность составила 95 дБмкВ/м, т. е. произошло ослабление поля на 10 дБ (или в 10 раз).



Рис. 1. Характерный вид электромагнитного поля тороидального трансформатора

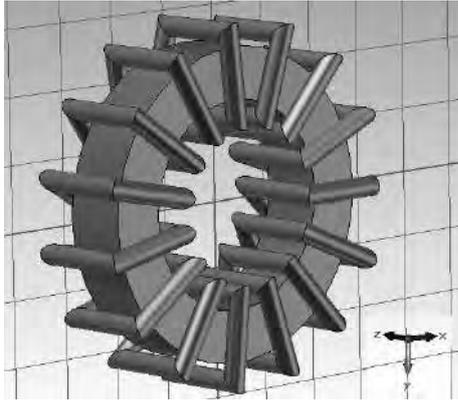


Рис. 2. Геометрическая модель сварочного трансформатора

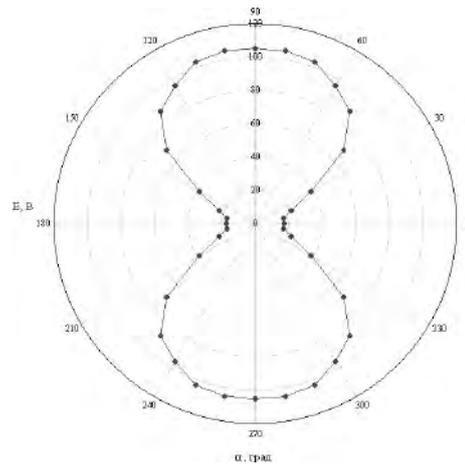


Рис. 5. Измеренное значение электрического поля в ближней зоне в плоскости XZ в полярной системе координат

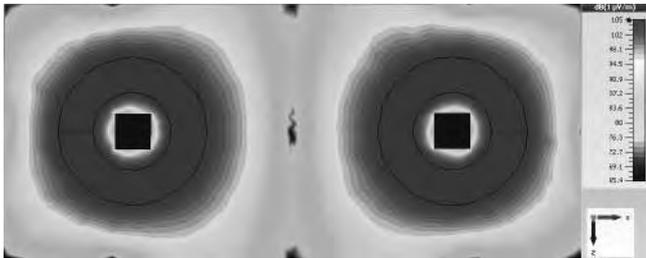


Рис. 3. Поле E тороидального трансформатора в ближней зоне в плоскости XZ

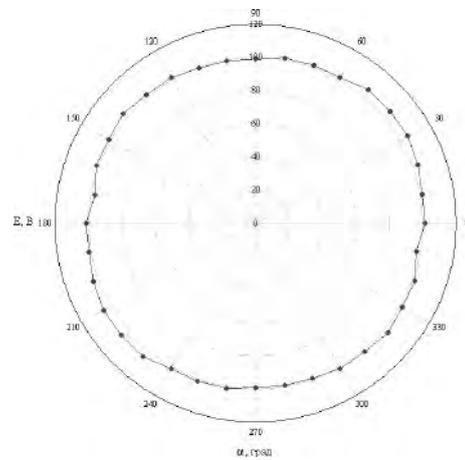


Рис. 6. Измеренное значение электрического поля в ближней зоне в плоскости XY в полярной системе координат

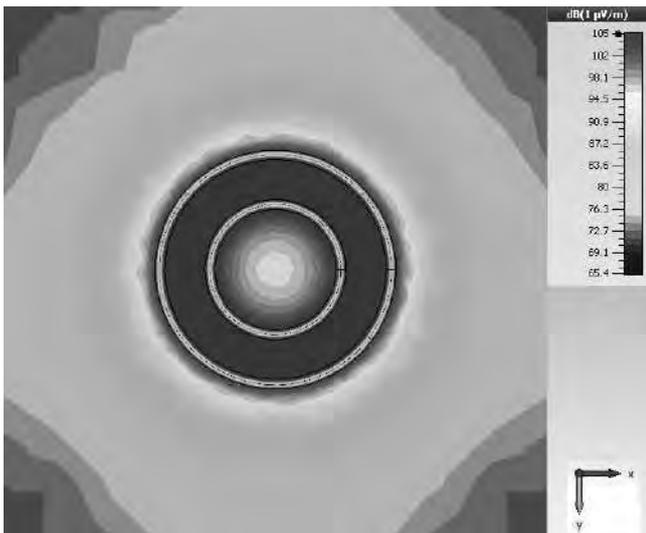


Рис. 4. Поле E тороидального трансформатора в ближней зоне в плоскости XY

С целью оценки корректности полученных расчетных величин были проведены измерения поля трансформатора на равноудаленном расстоянии 0,05 м от его поверхности с помощью измерителя электромагнитного поля АКТАКОМ АТТ-8509 с разрешающей способностью 0,01 В/м. Измерения проводились в горизонтальной (XZ) и вертикальной (XY) плоскостях. Результаты измерений представлены на рис. 5, рис. 6.

Картини поля, полученные на модели и на физическом образце, хорошо коррелируют. Максимальное значение напряженности электрического поля при оговоренных ранее начальных условиях составляет 110 дБмкВ/м. В плоскости XY поле равномерно, а в плоскости XZ имеется минимум, который совпадает с геометрическим центром тора.

В соответствии с ГОСТ 51318.11-99 электромагнитное излучение объекта оценивается на расстоянии 10 м. На таком расстоянии с помощью прибора АТТ-8509 никакого излучения трансформатора не зафиксировано.

Выводы

Тороидальный трансформатор с равномерным расположением обмоток при работе в импульсном режиме создает поле излучения, содержащее магнитную и электрическую составляющие. Магнитная составляющая сосредоточена в основном внутри тора, а электрическая – по его внешнему периметру. Напряженность электрического поля при нагрузочном токе 160 А (на частоте 25 кГц) составляет в поверхностной зоне сердечника 100–110 дБмкВ/м, что следует считать значительной величиной. Однако по мере удаления от трансформатора напряженность поля быстро падает.

Во избежание возможных сбоев в работе слабых элементов системы управления из-за наведенных импульсных помех пространственное расположение платы управления должно быть согласовано с конфигурацией электрического поля излучения трансформатора и располагаться она должна не ближе 40–50 мм от поверхности трансформатора.

Литература

1. http://en.wikipedia.org/wiki/Toroidal_inductors_and_transformers.
2. *Mammano, Carsten*. Understanding and Optimizing Electromagnetic Compatibility in Switchmode Power Supplies.
3. *Петров Б. М.* Электродинамика и распространение радиоволн. Учебник для вузов. Горячая линия – Телеком. 2007.

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

Пивкин Антон Викторович, аспирант кафедры радиотехники Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарев (г. Саранск), тел. +7(902) 666-18-97, e-mail: antonyhu@gmail.com.

В. С. Котов, Н. Ф. Голубев, В. В. Токарев, В. Е. Борисенко

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИОДОВ ШОТТКИ С МОП КАНАВОЧНОЙ СТРУКТУРОЙ

V. S. Kotau, N. F. Golubev,
V. V. Tokarev, V. E. Borisenko

Trench MOS barrier Schottky diode
simulation

Предложена и обоснована модель переноса носителей заряда в мощных кремниевых диодах, состоящих из барьеров Шоттки субмикронных размеров, разделенных канавками с поликремниевыми затворами на вертикальных боковых стенках. Она учитывает контактную разность потенциалов периферийной – у края канавки, и центральной областей барьера Шоттки вследствие влияния дополнительного электрического поля, обусловленного канавками с МОП структурой, влияние сил изображения и дипольного эффекта на высоту барьера этих областей, и позволяет рассчитывать прямое напряжение, обратный ток утечки в зависимости от конструктивных особенностей отдельных элементов диодов. Приведены данные проведенной экспериментальной проверки, которые подтверждают обоснованность предложенной модели.

Ключевые слова: микроэлектроника, моделирование, диод Шоттки, канавочная структура, TMBS.

Model of charge carrier transfer in power silicon diodes composed of Schottky barriers of submicronic sizes, divided by trenches with polysilicon gates on vertical sides is offered and proved. The model takes account of contact potential difference of peripheral – at the edge of a trench and central areas of Schottky barrier caused by the influence of additional electric field caused by trench with MOS structure, influence of image forces and dipole effect on the barrier height of these areas, and allows to simulate forward voltage, leakage current in the depending on design features of separate elements of diodes. Data of experimental verification which confirm validity of the suggested model is given.

Key words: microelectronics, simulation, Schottky diode, trench structure, TMBS.

Известно, что на диодах Шоттки, изготовленных на рельефных структурах, состоящих из множества узких полос барьеров Шоттки микронных или субмикронных размеров и разделенных канавками с поликремниевыми затворами на вертикальных боковых стенках (TMBS диоды – Trench MOS barrier Schottky diode), достигаются как низкие значения прямого напряжения V_F и высокая скорость переключения, так и низкие токи утечки при обратном смещении в сравнении с традиционными планарными диодами Шоттки [1, 2]. Барьер Шоттки в такой структуре создается на горизонтальной поверхности части эпитаксиального слоя между канавками, в которых на боковых стенках сформированы МОП структуры с поликремниевым или металлическим электродом, расположенным внутри канавки и соединенным с анодом диода (рис. 1) [3].

Экспериментально наблюдаемые зависимости прямого напряжения V_F от тока I_F , обратного тока утечки I_R от приложенного напряжения V_R и от параметров конструкции TMBS диода [3] не удается описать с достаточной точностью в рамках извест-

ных классических моделей расчета вольтамперной характеристики (ВАХ) диодов с барьером Шоттки.

Детальное описание конструктивных особенностей TMBS диодов и теоретические модели их ВАХ приведены в монографии [4]. Зависимость V_F и I_R от параметров конструкции TMBS диодов в ней описывается следующими выражениями:

$$V_F = \varphi_B + \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{J_{FS}}{AT^2} \right) + (R_{SP.DRIFT} R_{SP.SUBS}) \times J_{FS}; \quad (1)$$

$$I_R = \frac{d}{p} AT^2 \cdot e^{\frac{-q\varphi_B + qn\Delta\varphi}{kT}}, \quad (2)$$

где φ_B – высота барьера Шоттки; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; A – постоянная Ричардсона; $R_{SP.DRIFT}$ – приведенное на единицу площади сопротивление дрейфовой области, включающей эпитаксиальную пленку под канавками и между канавками; n – безразмерный



Рис. 1. Конструкция TMBS диода с различными вариантами охранных областей

коэффициент, характеризующий снижение высоты барьера $\Delta\phi$ из-за действия сил изображения; $R_{SP,SUBS}$ — приведенное сопротивление n^+ -подложки; J_{FS} — плотность тока через контакт Шоттки, связанная с плотностью тока J_{FS} одного конструктивного элемента (ячейки) из множества идентичных полос следующим соотношением:

$$J_{FS} = (p/d) \times J_{FC}, \quad (3)$$

где p — шаг ячейки, состоящей из канавки и полосы между канавками шириной d , на поверхности которой создается барьер Шоттки (рис. 2).

Сравнение экспериментальных зависимостей V_F от I_F для *TMBS* диодов с разными конструктивными вариантами [3] и результатов расчета по формулам (1, 2) показало, что совпадение расчетных зависимостей с экспериментальными достигается только путем подгонки значения высоты барьера Шоттки ϕ_B для каждого набора конструктивных параметров. Эти “подгоночные” значения ϕ_B несколько отличаются от общеизвестных типовых значений высоты барьера плоскостных стандартных диодов, полученных экспериментальным путем [5].

Рис. 2. Расположение периферийной и центральной контактных областей



Целью данной работы является разработка и экспериментальная проверка модели, позволяющей использовать общеизвестные значения высоты барьера Шоттки для моделирования характеристик *TMBS* диодов с различными конструктивными параметрами. Это позволит выбирать оптимальную геометрию ячейки уже на этапе проектирования.

Обоснование модели для расчетного анализа

Для кремниевых диодов Шоттки справедливы четыре механизма переноса носителей заряда при прямом смещении: 1) надбарьерный перенос, преобладающий в диодах Шоттки на умеренно легированном кремнии (с концентрацией не более 10^{17} см^{-3}); 2) туннелирование электронов через барьер, наблюдающееся при высоких уровнях легирования; 3) рекомбинация в области пространственного заряда; 4) инжекция дырок из металла в полупроводник (процесс, аналогичный рекомбинации в нейтральном объеме). В случае *TMBS* диодов доминирующим механизмом переноса электронов будет надбарьерный перенос, хорошо описываемый теорией термоэлектронной эмиссии.

Согласно этой теории плотность тока через диод Шоттки в прямом смещении описывается формулой:

$$J_F = A^* T^2 e^{-\frac{q\phi_B}{kT}} \left(e^{\frac{qV_F}{kT}} - 1 \right), \quad (4)$$

где A^* — эффективная постоянная Ричардсона для термоэлектронной эмиссии.

Из-за действия сил изображения (эффекта Шоттки) и дипольного эффекта (модель *Bardeen*) высота барьера ϕ_B уменьшается на величину $\Delta\phi$

$$\Delta\phi = \beta \sqrt{\frac{qE}{4\pi\epsilon_S}} \pm \alpha E, \quad (5)$$

где E — напряженность электрического поля, ϵ_S — диэлектрическая проницаемость полупроводника, β — безразмерный коэффициент, который может быть значительно больше единицы для аномального эффекта Шоттки [6], α — глубина проникновения электрического поля диполя от поверхности контакта Шоттки. Положительное значение дипольной составляющей выражения (5) соответствует прямому смещению, отрицательное — включению *TMBS* диода в обратном смещении.

В силу конструктивных особенностей *TMBS* диода и малых геометрических размеров распределение электрического поля в плоскости поперечного сечения канавок в единичном конструктивном элементе (ячейке) существенно отличается от распределения поля в стандартном плоскостном диоде Шоттки. В разрезе по плоскости, перпендикулярной направлению канавок, ширина активной области равна 0,5–1,5 мкм (для разных конструктивных вариантов). Электрическое поле в каждом конструктивном элементе диода (ячейке) действует как в зоне формирования барьера Шоттки (перпендикулярно границе раздела металл–полупроводник), так и в структуре поликремний — диоксид кремния — кремний, перпендикулярно боковым стенкам канавок.

Модель диода Шоттки, сформированного в каждом конструктивном элементе, должна учитывать краевые эффекты, обусловленные влиянием электрического поля от боковых стенок канавки.

С учетом сделанных замечаний следует ожидать, что распределение электрического поля в области формирования барьера Шоттки будет неоднородным в плоскости, перпендикулярной направлению канавки: в зонах, примыкающих к канавкам, необходимо учитывать краевые эффекты, связанные с наличием электрического поля МОП структур на боковых стенках. В центральной части области формирования барьера Шоттки распределение электрического поля можно считать соответствующим классической модели барьера бесконечных размеров. Из-за неоднородности электрического поля высота барьера ϕ_B будет разной в центральной и периферийной зонах области барьера Шоттки.

Также в силу технологических особенностей изготовления периферийная область представляет собой контакт к верхней части вертикальной канавки с другой ориентацией кристаллографических граней (рис. 2, 4), высота барьера и эффект Шоттки для которых будут отличаться от центральной части [7]. Исходя из этого, примем допущение, что ширина периферийной контактной области равна глубине затравка поликремния и, соответственно, подзатворного окисла в канавке.

В *TMBS* диодах наибольшая плотность тока при прямом смещении будет локализована вдоль канавки в силу очевидных причин:

- ☞ легированный поликремний в канавке как положительный электрод будет притягивать основные носители заряда;
- ☞ концентрация донорной примеси у границы раздела оксид кремния – полупроводник будет выше, чем в объеме полупроводника из-за эффекта перераспределения примесей в процессе окисления;
- ☞ высота барьера периферийной контактной области, находящейся в верхней части вертикальной области канавки с ориентацией граней [110] меньше, чем центральной контактной области барьера Шоттки, расположенной на поверхности с ориентацией [100].

С учетом вышеизложенного выражение для тока I через *TMBS* диод в зависимости от приложенного напряжения V будет иметь следующий вид:

$$I = A^* T^2 \left[S_1 e^{\frac{q(\varphi_{B1} - \Delta\varphi_1)}{kT}} + S_2 e^{\frac{q(\varphi_{B2} - \Delta\varphi_2)}{kT}} \right] \times \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right), \quad (6)$$

где S_1 – площадь периферийной контактной области, S_2 – площадь центральной контактной области, $\Delta\varphi_{B1}$, φ_{B2} и $\Delta\varphi_{B2}$ – контактная разность потенциалов идеального барьера и понижение высоты барьера из-за действия сил изображения и дипольного эффекта соответственно периферийной и центральной областей барьера Шоттки в каждой полосе.

Моделирование

Численное моделирование электрических параметров исследуемых диодных структур проводили с использованием пакета программ технологического моделирования *TCAD Synopsys*. Металл, лежащий над периферийной контактной областью, условно был отделен от металла центральной контактной области с одной стороны и металла, контактирующего с поликремниевыми затворами в канавках, с другой стороны узкими срезами (фрагмент Б рис. 3). Такой подход позволил задать различную контактную разность потенциалов для периферийной и центральной контактных областей и электро-

да поликремниевого затвора, и в то же время малая ширина реза не вносила существенной погрешности в результат расчета. Таким образом, диоды матрицы с разными расстояниями между канавками имели разную площадь периферийной и центральной контактных областей, и цель моделирования состояла в определении параметров и моделей, которые бы удовлетворяли всем конструкциям.

Поперечное сечение ячейки моделируемой структуры и РЭМ фото реальной ячейки из матрицы с $d = 0,96$ мкм приведены на рис. 3 и 4 соответственно.

Расчет прямого напряжения V_F и тока утечки I_R в *TCAD Synopsys* проводили в рамках разработанной модели с использованием выражения (6).

Изготовление приборов и исследование их характеристик

Экспериментальные исследования влияния конструктивных параметров структуры *TMBS* диодов на величину прямого напряжения V_F и величину тока утечки I_R проводили на специально спроектированной матрице кристаллов диодов с рабочим напряжением до 100 В и рабочим током до 10 А, имеющих одинаковую площадь и разный шаг структуры: топологическое расстояние между канавками 0,56 – 0,76 – 0,96 – 1,56 – 2,16 мкм и

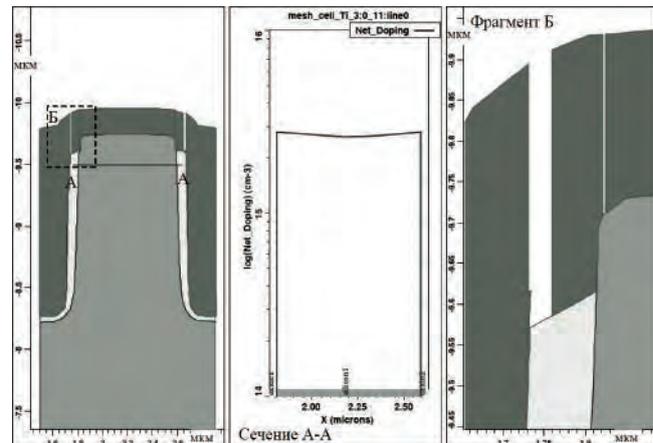


Рис. 3. Структура ячейки и распределение концентрации примеси в сечении А-А моделируемого *TMBS* диода с $d = 0,96$ мкм



Рис. 4. РЭМ фото ячейки диода с $d = 0,96$ мкм (овалом выделена одна из периферийных областей)

топологическую ширину канавки 0,44 мкм. Такой набор кристаллов, изготовленных в едином технологическом процессе, позволил точно выделить вклад периферийной контактной области в процессе протекания тока через диод в прямом и обратном смещениях и определить изменение контактной разности потенциалов, обусловленное канавками с МОП структурой.

Конструкция охранных колец *TMBS* диодов и технологический процесс изготовления соответствовали работе [3]. В качестве барьерного металла был использован силицид титана, входящий в широко распространенную в настоящее время систему металлизации *TiSi₂-TiN* (или *TiW*)–*AlSiCu* для ИМС. Особенность данной конструкции *TMBS* диодов Шоттки позволяет исключить блок операций формирования охранной области *p*-типа проводимости. Для изготовления кристаллов диодов использовались подложки *n*⁺-типа с удельным сопротивлением $\rho = (0,002-0,007) \text{ Ом} \times \text{см}$, ориентацией (100), с эпитаксиальным слоем *n*-типа толщиной 9,0 мкм и удельным сопротивлением $\rho = 2,5 \text{ Ом} \times \text{см}$.

Диоды всех конструкций были собраны в корпус ТО-220. Измерения V_F и I_R диодов проводились во время подачи импульса тока в диапазоне от 0,1 до 30 А длительностью 300 мкс. Небольшая длительность одиночного импульса была выбрана с тем расчетом, чтобы во время измерений температура корпуса прибора оставалась практически постоянной. Результаты измерений в сравнении с результатами моделирования приведены в таб. 1, 2 и на рис. 5–7.

Обсуждение результатов

В процессе численного моделирования *TiSi₂* *TMBS* диодов и сравнения его результатов с измеренными значениями установлено, что контактная разность потенциалов периферийной области составляет $\phi_{B1} = 0,56 \text{ эВ}$, тогда как для центральной области контактная разность потенциалов соответствует типовому значению для барьера на основе *TiSi₂* $\phi_{B2} = 0,6 \text{ эВ}$. Эта разница объясняется наличием дополнительного электрического поля, обусловленного канавками, и другой ориентацией

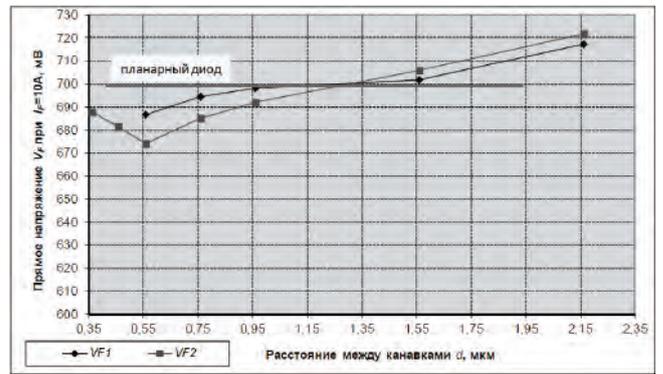


Рис. 5. Зависимость измеренного прямого напряжения V_{F1} и расчетного V_{F2} от расстояния между канавками d

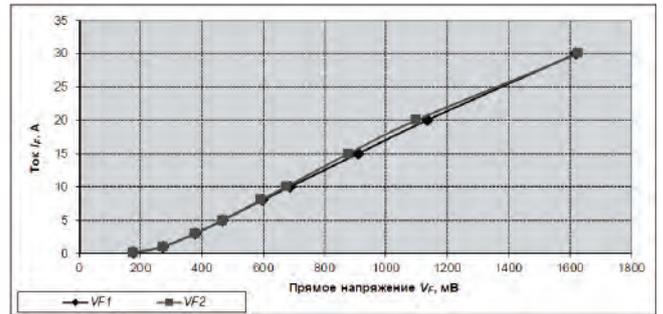


Рис. 6. Зависимость измеренного прямого напряжения V_{F1} и расчетного V_{F2} от тока через диод с расстоянием между канавками 0,56 мкм

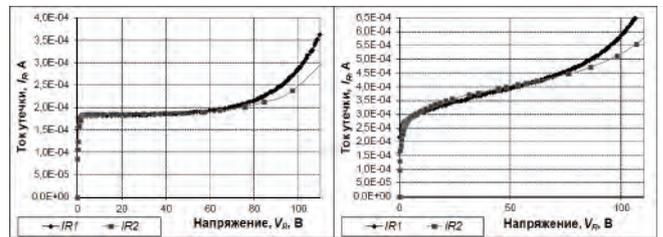


Рис. 7. Зависимость измеренного тока утечки I_{R1} и расчетного I_{R2} от обратного напряжения V_R для диодов с расстоянием между канавками 0,56 мкм (слева) и 2,16 мкм (справа)

Таблица 1. Зависимость измеренного прямого напряжения V_{F1} и расчетного прямого напряжения V_{F2} от расстояния между канавками d для различных токов I_F

$I_F, \text{ А}$	$d = 0,56 \text{ мкм}$			$d = 0,76 \text{ мкм}$			$d = 0,96 \text{ мкм}$			$d = 1,56 \text{ мкм}$			$d = 2,16 \text{ мкм}$		
	$V_{F1}, \text{ мВ}$	$V_{F2}, \text{ мВ}$	Разница	$V_{F1}, \text{ мВ}$	$V_{F2}, \text{ мВ}$	Разница	$V_{F1}, \text{ мВ}$	$V_{F2}, \text{ мВ}$	Разница	$V_{F1}, \text{ мВ}$	$V_{F2}, \text{ мВ}$	Разница	$V_{F1}, \text{ мВ}$	$V_{F2}, \text{ мВ}$	Разница
0,1	177,5	177,5	0,0%	173,3	174,0	-0,4%	173,0	173,0	0,0%	172,7	172,0	0,4%	169,0	171,0	-1,2%
1	272,5	274,0	-0,6%	270,3	274,0	1,4%	267,5	274,5	-2,6%	275,7	275,0	0,2%	277,0	276,0	0,4%
3	378,0	379,0	-0,3%	378,0	382	-1,1%	378,0	384,0	-1,6%	382,7	388,0	-1,4%	387,3	393,0	-1,5%
5	469,0	467,0	0,4%	470,7	473,0	-0,5%	471,5	475,0	-0,7%	473,0	483,0	-2,1%	483,3	491,5	-1,7%
8	597,0	591,0	1,0%	598,7	601,0	-0,4%	602,0	606,0	-0,7%	601,3	618,0	-2,8%	616,3	630,5	-2,3%
10	686,7	674,0	1,8%	694,3	685,0	1,3%	698,0	692,0	0,9%	701,7	706,0	-0,6%	717,3	722,0	-0,7%
15	910,0	879,0	3,4%	920,0	898,5	2,3%	925,0	908,0	1,8%	924,7	931,0	-0,7%	945,5	952,0	-0,7%
20	1133,5	1098,5	3,1%	1146,7	1124,0	2,0%	1145,5	1135,5	0,9%	1149,7	1168,0	-1,6%	1176,8	1190,0	-1,1%
30	1620,0	1627,0	-0,4%	1630,0	1639,0	-0,6%	1650,	1645,5	0,3%	1666,7	1702,0	-2,1%	1697,5	1695,0	0,1%

Таблица 2. Зависимость измеренного тока утечки I_{R1} и расчетного тока утечки I_{R2} от расстояния между канавками d для напряжений V_R

$V_R, В$	$d = 0,56$ мкм			$d = 0,76$ мкм			$d = 0,96$ мкм			$d = 1,56$ мкм			$d = 2,16$ мкм		
	$I_{R1}, мкА$	$I_{R2}, мкА$	Разница												
2	182,0	183,0	-0,5%	210,0	208,0	1,0%	225,0	223,0	0,9%	245,0	246,0	-0,4%	271,0	254,0	6,3%
5	182,5	184,0	-0,8%	212,0	210,0	0,9%	228,0	228,0	0,0%	256,0	262,0	-2,3%	283,0	283,0	0,0%
10	183,0	185,0	-1,1%	213,0	211,0	0,9%	232,0	232,0	0,0%	268,0	275,0	-2,6%	307,0	314,0	-2,3%
20	184,0	185,5	-0,8%	215,0	213,0	0,9%	236,0	236,0	0,0%	286,0	293,0	-2,4%	330,0	346,0	-4,8%
30	184,0	186,0	-1,1%	217,0	214,5	1,2%	240,0	239,5	0,2%	303,0	305,0	-0,7%	350,0	369,0	-5,4%
40	186,0	186,5	-0,3%	220,0	216,0	1,8%	245,0	243,0	0,8%	316,0	316,0	0,0%	376,0	386,0	-2,7%
50	188,0	188,0	0,0%	224,0	218,0	2,7%	250,0	246,5	1,4%	332,0	325,0	2,1%	396,0	402,5	-1,6
60	193,0	191,5	0,8%	230,0	223,5	2,8%	258,0	251,0	2,7%	347,0	335,0	3,5%	415,0	417,0	-0,5%
70	200,5	197,5	1,5%	239,0	228,5	4,4%	269,0	260,0	3,3%	365,0	349,0	4,4%	440,0	435,0	1,1%
80	215,0	206,0	4,2%	253,0	240,0	5,1%	285,0	272,0	4,6%	390,0	365,0	6,4%	472,0	454,0	3,8%
90	239,0	220,0	7,9%	280,0	255,0	8,9%	318,0	290,0	8,8%	430,0	390,0	9,3%	518,0	483,0	6,8%
100	286,0	248,0	13,3%	325,0	280,0	13,8%	370,0	317,0	14,3%	492,0	428,0	13,0%	586,0	520,0	11,3%

кристаллографических граней кремния в месте контакта к вертикальной границе канавки [7].

Анализ табл. 1, 2 показывает, что результаты расчетов имеют хорошее соответствие с экспериментальными данными. Оптимальной из анализируемых является конструкция диода с расстоянием между канавками 0,56 мкм, для которой характерны наименьшее прямое напряжение и наименьший ток утечки из всей совокупности исследованных в данной работе вариантов. Следует отметить, что прямое напряжение этого *TMBS* диода при значении тока 10 А на 24 мВ меньше (рис. 5), чем прямое напряжение планарного диода такой же площади, изготовленного на такой же эпитаксиальной структуре. Данный результат подтверждает выводы работы [8] для *TMBS* диодов компании *IR*. Это объясняется тем, что при положительном потенциале на аноде в МОП структуре вдоль боковых стенок канавок возникает обогащенный слой, следствием чего является снижение прямого напряжения диода. Более того, конструктивные особенности *TMBS* диодов позволяют использовать эпитаксиальную пленку с меньшим удельным сопротивлением, чем необходимо для планарных диодов с теми же пробивными напряжениями, следовательно, снижение прямого напряжения *TMBS* диодов будет еще большим.

Очевидно, что при уменьшении расстояния d между канавками сопротивление узкой области кремния в направлении протекания тока может увеличиться настолько, что падение напряжения на этом сопротивлении станет существенным и тем самым приведет к увеличению прямого напряжения V_F . На экспериментальных структурах это ограничение увидеть не удалось, но проведенный расчет диодов с расстоянием между канавками 0,46 и 0,36 мкм (рис. 5) показал, что уже для расстояния между канавками 0,46 мкм прямое напряжение диода начинает увеличиваться. Это подтверждает корректность разработанной методики моделирования.

Характерной особенностью *TMBS* диодов является резкое увеличение обратного тока на начальном участке ВАХ при изменении обратного напряжения в диапазоне от 0 до ~1 В и медленное изменение I_R при увеличении обратного напряжения до значения, близкого к пробивному (рис. 7). Такой вид зависимости тока утечки от напряжения характерен для полевого транзистора и МОП транзистора со встроенным каналом, либо для обратно смещенных $p-n$ переходов в тех случаях, когда утечки обусловлены либо инверсными проводящими каналами в ОПЗ $p-n$ перехода (утечка “канального” типа), либо генерационно-рекомбинационными эффектами. В нашем случае для *TMBS* диодов с $TiSi_2$ барьером быстрый рост тока на начальном участке обратной ВАХ (“ступенька”) обусловлен сильным понижением высоты потенциального барьера вследствие различных физических факторов, основным из которых является аномальный эффект Шоттки. Увеличение значения тока “ступеньки” с ростом расстояния между канавками объясняется увеличением площади контакта с аномальным эффектом Шоттки. Результаты численных расчетов в рамках единой модели с высокой степенью точности совпадают с экспериментальными данными во всем диапазоне исследованных вольтамперных характеристик прямого напряжения и обратного тока для разных конструктивных параметров диодов.

Разработанная модель расчета прямого напряжения и тока утечки *TMBS* диодов, описываемая выражением (6) и учитывающая, что контактная разность потенциалов периферийной и центральной контактных областей отличаются вследствие влияния дополнительного электрического поля, обусловленного канавками с МОП структурой, позволяет рассчитывать прямое напряжение V_F и ток утечки I_R различных конструкций *TMBS* диодов с достаточной точностью.

Заключение

Разработана модель расчета прямого напряжения и тока утечки *TMBS* диодов, представляющих собой рельефные структуры, состоящие из множества узких полос барьеров Шоттки субмикронных размеров, разделенных канавками с поликремниевыми затворами на вертикальных боковых стенках. Согласно этой модели ток диода разделяется на ток через периферийную часть барьера Шоттки у края канавки и ток через центральную часть барьера, при этом периферийная и центральная части барьера отличаются как контактной разностью потенциала металл – полупроводник, так и величиной понижения высоты барьера вследствие действия силы изображения и дипольного эффекта. Эта модель подтверждена хорошим соответствием экспериментальных данных с результатами моделирования для ячеек *TMBS* диода с разными расстояниями между канавками.

Установлено, что для $TiSi_2$ барьерного металла контактная разность потенциалов периферийной области меньше на 0,04 эВ, чем для центральной области барьера Шоттки из-за влияния дополнительного электрического поля, обусловленного канавками с МОП структурой, и другой ориентацией кристаллографических граней кремния в месте контакта к вертикальной границе канавки.

Установлено и показано расчетным путем, что резкое увеличение тока утечки *IR* на начальном участке вольтамперной характеристики при изменении обратного напряжения в диапазоне от 0 до ≈ 1 В обусловлено аномальным эффектом Шоттки.

Показано, что увеличение проводимости вдоль стенок канавок и меньшая контактная разность потенциалов периферийных областей барьера компенсируют уменьшение активной площади контакта Шоттки из-за наличия канавок в структуре диода, в результате чего в конечном итоге значение прямого напряжения V_F на рельефных структурах заметно ниже, чем на планарных диодах Шоттки такой же площади и с такой же концентрацией примеси в эпитаксиальном слое.

Литература

1. *Max Chen, Henry Kuo, Sweetman Kim* // Power Electronics Technology. October. 2006. pp. 22–32.
2. *Голубев Н., Токарев В., Шпаковский С.* // Силовая электроника. 2005. Вып.3. С. 30–33.
3. *Котов В., Голубев Н., Токарев В.* // Практическая Силовая Электроника. 2013. Вып. 50(2).
4. *B. Jayant Baliga*, “Advanced Power Rectifier Concepts”, Springer Science + Business Media, LLC 2009. 562 p.
5. *S. M. Sze* “Physics of semiconductor devices” – Wiley-Interscience Publication, 1981, 812 p.
6. *Дмитриев С. Г., Маркин Ю. В.*, // Физика и техника полупроводников. 1996. Том.30. Вып. 6. С. 1231–1235.
7. *Мамедов Р. К.* “Контакты металл-полупроводник с электрическим полем пятен”, Баку, БГУ, 2003, 231 с.
8. *Davide Chiola, Stephen Oliver, Marco Soldano* “Increased Efficiency and Improved Reliability in «ORing» functions using Trench Schottky Technology”, интернет-библиотека компании International Rectifier, <http://www.irf.com/technical-info/whitepaper/trenchpcimeur02.pdf>.

Котов Владимир Семенович, технический директор ООО “Специализированное Конструкторско-Технологическое Бюро «Микроника», Республика Беларусь, г. Минск, тел./факс: +375 17 2661424, e-mail: vladimir.k@micronica-msq.com;

Борисенко Виктор Евгеньевич, д. ф.-м. н., профессор, заведующий кафедрой “Микро- и нанoeлектроники” Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, тел.: +375 44 761-21-75, e-mail: borisenko@bsuir.by;

Голубев Николай Федорович, к. ф.-м. н., ведущий конструктор филиала “Транзистор” ОАО “ИНТЕГРАЛ”, тел.: +375-29-6714018, e-mail: nfg170648@gmail.com;

Токарев Владимир Васильевич, к. ф.-м. н., главный специалист ВЭД, ОАО “ИНТЕГРАЛ”, тел.: +375-17-2247876, e-mail: vvtokarev55@gmail.com.

А. М. Медведев, Ф. В. Васильев, М. Л. Сокольский

ИСТОЧНИК ТОКА ДЛЯ ДИАГНОСТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЙ В АВИАНИКЕ

A.M. Medvedev, F.V. Vasilyev,
M.L. Sokolsky

A current source for electric connections diagnostics
in avionics

Эта статья является логическим продолжением серии статей по диагностическому контролю проводников во внутренних слоях многослойных печатных плат, используемых в авионике. В статье рассматривается возможный метод выявления дефектов проводников и приведена принципиальная схема устройства, позволяющего его осуществить.

Ключевые слова: многослойные печатные платы, печатные проводники, контроль соединений, дефекты цепей.

This article is a logical continuation of a series of articles on testing of interconnections of multilayer printed circuit boards used in avionics. This article describes the method of interconnections defects detection and shows schematic diagram of the device for its implementation.

Keywords: multilayer printed circuit boards, printed conductors, non-destructive testing, defects circuits

При производстве многослойных печатных плат (МПП) с высокой плотностью межсоединений в настоящее время практически невозможно контролировать дефекты печатных проводников во внутренних слоях, имеющих микротрещины и местные утонения по ширине. Подобные дефекты являются источниками локального повышения температуры, что, как правило, приводит к выходу из строя аппаратуры в процессе эксплуатации, что является особо критичным для аппаратуры ответственного назначения, применяемой в авиационной и ракетно-космической технике. Даже при стопроцентном параметрическом контроле МПП при производстве авионики разницу в сопротивлении проводника с дефектами и без них практически невозможно измерить [1].

В предлагаемом методе оценивается не разница в электрическом сопротивлении, а скорость изменения падения напряжения на контролируемом участке проводника. В статье [2] показано, что при нагревании проводника импульсом тока падение напряжения на проводнике, имеющим изъяны, растет быстрее по сравнению с целым за счет более интенсивного повышения температуры в зоне дефекта (рис. 1).

Постоянная составляющая напряжения U_0 содержит информацию о длине цепи L и ее начальном состоянии. Поэтому напряжение отсечки устанавливается автоматически с учетом протяженности цепи.

Критерием качества контролируемого соединения по этому методу контроля является время отсечки t_0 , устанавливаемое для каждой конструкции печатной платы по минимально допустимому значению ширины проводника.

Реализация этого метода заключается в следующем.

На контактные площадки, между которыми находится контролируемый проводник, подается

импульс тока достаточный для нагрева проводника на 50...55 °С. При нагревании у металлов повышается электрическое сопротивление и, следовательно, при прохождении электрического тока постоянной величины через проводник, на нем увеличивается падение напряжения. Скорость нарастания падения напряжения на проводнике с дефектом будет больше, чем на бездефектном, так как в местах дефектов электрическое сопротивление будет вызывать более интенсивное локальное нагревание. Фиксируя скорость изменения падения напряжения, можно сделать выводы о годности проводника и, по результатам общей проверки, МПП в целом.

Для практической реализации предложенного метода разработано устройство, функциональная схема которого приведена на рис. 2.

Стенд состоит из следующих функциональных частей:

- контролера, в котором хранится программа и алгоритм работы стенда;
- источника тока;

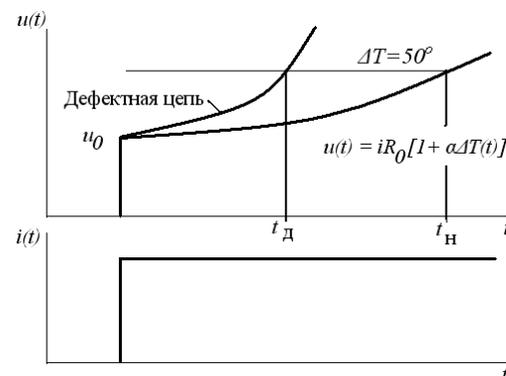


Рис. 1. Эпюры напряжения и тока нагрузки на контролируемую цепь: t_D – время отсечки тока при наличии дефекта в цепи; t_H – время отсечки тока для нормальной цепи при достижении прироста температуры 50 °С

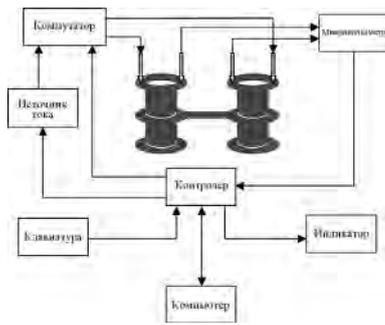


Рис. 2. Функциональная схема диагностического стенда

- коммутатора, для создания импульса определенной длительности;
- микровольтметра для измерения падения напряжения на проводнике;
- клавиатуры для управления контроллером;
- индикатора, служащего для визуализации информации о работе стенда;
- компьютер (любой IBM совместимый с USB контроллером) в котором хранится информация обо всех проводниках печатной платы.

Блок-схема алгоритма работы стенда показана на рис. 3.

Стенд диагностики печатных плат (ПП) работает следующим образом.

После включения с клавиатуры дается команда на “инициализацию ПП”, то есть загрузку информации о проводниках ПП в контроллер из компьютера через USB. Далее устанавливаются величина и длительность импульса тока. Затем подключаются четырехточечные щупы к контактным площадкам ПП (в заранее установленной последовательности), причем по каждому проводнику происходит измерение падения напряжения с частотой дискретизации 1 МГц и вычисляется производная dU/dt , которая сравнивается с заранее рассчитанным значением, хранящимся в таблице соединений. В случае если вычисленное значение больше, чем табличное, принимается решение о выбраковке конкретного проводника. Информация о ходе диагностики и ее результатах записывается в файл на компьютере.

На рис. 4 показана принципиальная электрическая схема источника тока для диагностического контроля электрических соединений

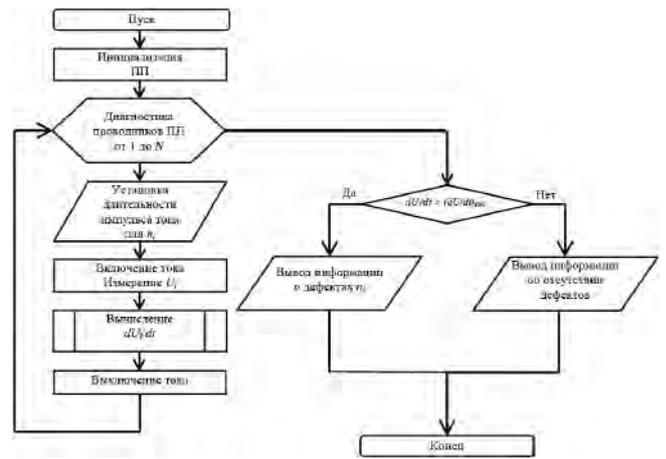


Рис. 3. Блок-схема алгоритма работы стенда

ских соединений на микроконтроллере *Microchip* PIC 18F2550. Данный микроконтроллер имеет 6 аналоговых и 2×8 цифровых входов/выходов, 10-ти разрядный АЦП, встроенный контролер USB и рабочую частоту до 48 МГц. Программа микроконтроллера написана на языке ассемблера и предназначена для компилирования в среде *MPLAB*. Так как объем статьи ограничен, листинг программы не представлен.

Источник тока реализован на трансформаторе T2, диодном мосте VD2...5 и реостате R5 (3,0 Ом 100 Вт); коммутатор – на мощном *MOSFET*

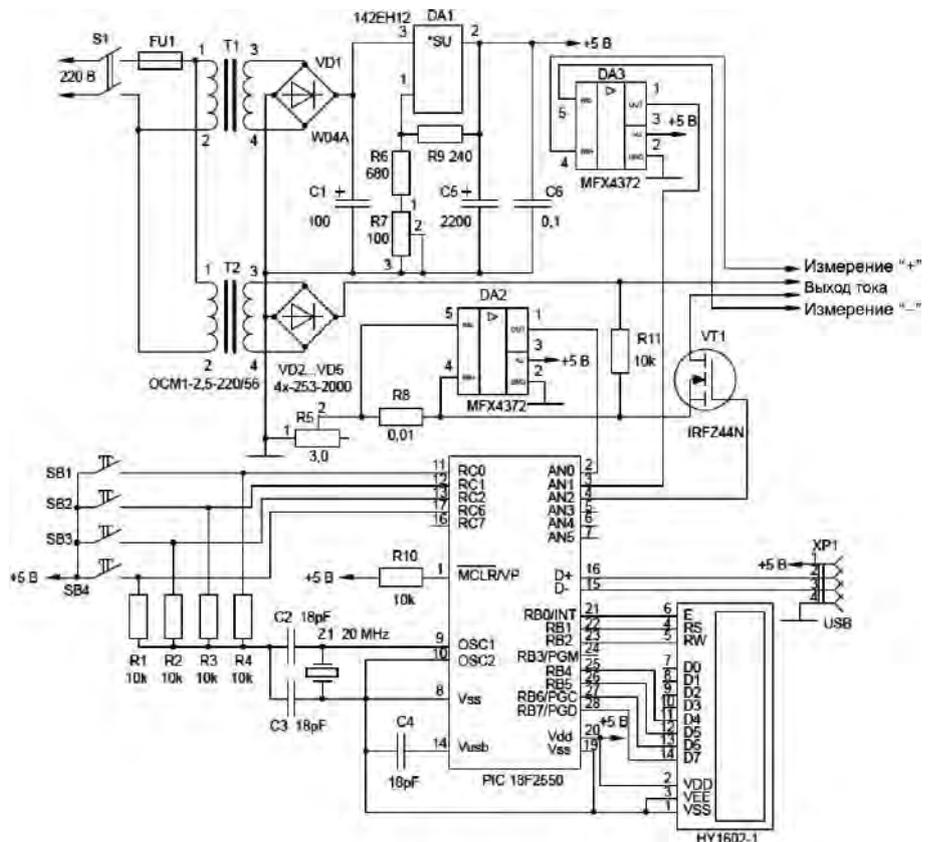


Рис. 4. Схема источника тока для диагностического контроля электрических соединений

транзисторе VT1 (IRFZ44N); контролер – на микроконтроллере DD1 (*Microchip* PIC 18F2550); микровольтметр – на токовом сенсоре DA3 (MAX4372F); клавиатура – на кнопках SB1...4; индикатор – на HG1 (16 символьный 2х-строчный ЖК индикатор HY1602).

Установка тока производится реостатом R5 и контролируется токовым сенсором DA2 (MAX4372F) на резисторе R8. Для питания микросхем используется стабилизированный источник постоянного тока – трансформатор T1, диодный мост VD1 (W04A) и стабилизатор DA1 (142EH12).

С целью повышения чувствительности цепей измерения на резисторе R8 и контролируемом проводнике необходимо максимальное усиление напряжения. Для этой цели можно применить специализированные микросхемы, так называемые токовые сенсоры, выпускаемые различными производителями. В предлагаемом устройстве использована микросхема MAX4372F (DA3) фирмы *Maxim*.

Заключение

Для проведения лабораторных и промышленных испытаний предложенного метода и набора статистических данных разработаны:

– функциональная схема диагностического стенда и алгоритм его работы;

– принципиальная электрическая схема источника тока для диагностического контроля электрических соединений на микроконтроллере *Microchip* PIC 18F2550.

Литература

1. *Медведев А. М., Васильев Ф. В., Сокольский М. Л.* Диагностический контроль электрических соединений в авионике. – Практическая силовая электроника, № 1 (49) 2013, С. 42–44.

2. *Медведев А. М., Васильев Ф. В., Сокольский М. Л.* Расчет токовой нагрузки для диагностического контроля электрических соединений в авионике. – Практическая силовая электроника, № 2 (50), 2013, С. 42–44.

Медведев Аркадий Максимович, д. т. н., профессор кафедры “Технология приборостроения” МАИ, тел. +7 (499) 158-46-48, e-mail: medvedevam@bk.ru;

Васильев Федор Владимирович, к. т. н., доцент кафедры “Технология приборостроения” МАИ, тел. +7 (499) 158-49-51, e-mail: fedor@niit.ru;

Сокольский Михаил Львович, доцент кафедры “Технология приборостроения” МАИ, тел. +7 (499) 158-49-51, e-mail: sml@niit.ru.