

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

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

Редакционный совет

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

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

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

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

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

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

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

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры микросистем МАИ 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 — общество с ограниченной ответственностью “ММП-Ирбис”

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

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

Подписано в печать 03.09.2020. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154**

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

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

Содержание

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин

Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения с гистерезисным управлением..... 2

В. И. Волков, В. В. Крючков

Синтез параметров многоуровневых выходных напряжений автономных инверторов напряжения..... 15

С. Г. Герман-Галкин, Б. С. Сергеев

Многовариантный анализ электропривода с бесконтактным двигателем постоянного тока в среде SimInTech..... 20

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

Схемы формирования низкоэнергетических траекторий переключения силовых транзисторов..... 28

А. А. Притулкин

Анализ процессов коммутации и ликвидации параллельного дугового разряда для резистивных и индуктивно-резистивных нагрузок в авиационных сетях переменного тока 32

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин, А. В. Степанов

К вопросу об усреднении импульсной мощности в источниках электропитания приемо-передающих модулей бортовых радиолокационных АФАР..... 45

М. В. Шевлюгин, Данг Вьет Фук

Оценка повышения энергетических показателей при внедрении двенадцати-пульсовых преобразовательных агрегатов на тяговых подстанциях..... 51

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ГИСТЕРЕЗИСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

N. A. Kushnerev, M. V. Rodin

В статье сделана попытка в сжатом виде изложить основные сведения об истории развития импульсных стабилизаторов постоянного напряжения с гистерезисным управлением. Приведены и систематизированы известные модификации гистерезисных стабилизаторов и описаны принципы их функционирования. Особое внимание уделено вопросам практического применения рассматриваемых стабилизаторов и их дальнейшего развития.

Ключевые слова: источник электропитания, импульсный стабилизатор напряжения, гистерезисное управление.

Switched-mode DC voltage regulators with hysteretic control

This article represents the authors' attempt to expound in succinct form the basic information on the history of the switched mode regulators with hysteresis control development. It gives and systematizes the well-known modifications of the hysteresis regulators, and describes their principles and functioning. Special attention is devoted to the issues of practical application of the regulators under consideration and their further development.

Key words: electric power supply, switched-mode voltage regulator, hysteretic control.

Технический облик электронной аппаратуры (ЭА), будь то умещающийся в ладони мобильный телефон или многотонный радиолокационный комплекс, во многом определяется системами и устройствами, обеспечивающими электропитание ее составных функциональных узлов. По этой причине в наши дни во всех промышленно развитых странах мира уделяют пристальное внимание вопросам разработки и совершенствования источников электропитания (ИЭП) ЭА.

Создание схем управления (СУ) для импульсных стабилизаторов постоянного напряжения (ИСН), отвечающих современным техническим требованиям, является одной из основных проблем при проектировании ИЭП. Характеристики СУ во многом определяют эффективность функционирования ИЭП, его надежность, работоспособность при воздействии различных возмущающих факторов (изменения входного напряжения, тока нагрузки, температуры и т. д.) [1].

Оптимальный выбор СУ в общем случае обособывается как стремлением получить максимальный коэффициент полезного действия (КПД) ИЭП с учетом широкого изменения входного и выходного напряжений и нагрузки (вплоть до холостого хода), так и желанием упростить его СУ при достижении требуемых размаха пульсации выходного напряжения, его спектрального состава и стабильности. Также в ряде случаев крайне важным условием при выборе СУ является обеспечение высоких динамических показателей ИЭП. Это обусловлено, в первую очередь, расширением числа ЭА, преимущественно цифровой, функциональные узлы которых характеризуются импульсным энергопотреблением. Так, например, нарастание тока потребления в современных процессорах может происходить со скоростью выше 100 А/мкс.

Также ИЭП с высоким быстродействием необходимы для высокоскоростного управления формой и импульсной мощностью зондирующих сигналов в

многофункциональных радиолокационных системах (РЛС), для быстрого изменения амплитудного распределения в раскрыве гибридных активных фазированных антенных решеток [2, 3], а также в системах усиления радиосигналов с непостоянной огибающей при реализации методов Кана и автоматической регулировки режима по напряжению электропитания [4].

Таким образом, ИЭП с высокими динамическими показателями востребованы при разработке широкого спектра современной ЭА.

Наиболее распространенный на практике метод управления регулирующим транзистором ИСН – *широотно-импульсная модуляция* (ШИМ), при которой частота повторения управляющих импульсов неизменна, а изменяется их длительность. Однако, как правило, ШИМ с управлением по напряжению/току (без дополнительных схемотехнических решений) не обеспечивает высокого быстродействия ИСН и требует сложной схемы частотной коррекции для достижения устойчивой работы, особенно при скачкообразных изменениях тока нагрузки, что усложняет схему ИСН и повышает его стоимость.

Улучшение отклика ИСН с ШИМ на ступенчатые изменения тока нагрузки в общем случае может быть обеспечено за счет уменьшения значения выходной индуктивности (при этом увеличится размах тока через катушку, а значит, и пульсации напряжения на выходе), увеличения емкости выходного конденсатора (при этом возрастут его габариты, а значит, и габариты ИСН) или увеличения частоты преобразования (но это приведет к снижению КПД ИСН).

Кроме того, ШИМ накладывает ограничения и на динамический диапазон выходного напряжения ИСН [5].

Другой метод управления регулирующим транзистором ИСН – *частотно-импульсная модуляция* (ЧИМ) – в отличие от ШИМ характеризуется нефиксирован-

ной рабочей частотой и неизменной длительностью управляющих импульсов, при этом частота переключения регулирующего транзистора пропорциональна току нагрузки. Поэтому при малых нагрузках ИСН с ЧИМ имеет существенно больший КПД, нежели ИСН с ШИМ. Кроме того, нет необходимости в цепях коррекции фазочастотной характеристики. Однако из-за нефиксированной рабочей частоты в ИСН с ЧИМ затруднена эффективная фильтрация выходного напряжения, и, кроме того, такие ИСН обладают относительно большой пульсацией выходного напряжения при неполной нагрузке, что зачастую требует на практике применения дополнительных активных фильтров.

Еще одним методом управления регулирующим транзистором является *гистерезисное* (в отечественной научно-технической литературе также *релейное*, *двухпозиционное*) управление. Гистерезисные ИСН (в зарубежной литературе *hysteretic regulators*, *bang-bang regulators*), обладая более простой СУ и очень хорошими динамическими характеристиками, находят широкое применение в тех ИЭП, где необходимо обеспечить, прежде всего, повышенные требования к быстродействию.

Первые публикации в научно-технической литературе (как в отечественной, так и зарубежной), посвященные теории и практике разработки гистерезисных ИСН, датируются началом 1960-х гг. [6–8]. Однако если за рубежом до сих пор активно появляются публикации по гистерезисным ИСН, в том числе носящие обзорный характер [9], то в нашей стране, к сожалению, этой теме практически не уделяют внимания в научно-технической литературе по силовой электронике, хотя она представляет, на наш взгляд, большой интерес для разработчиков ИЭП.

В силу изложенного представляется весьма актуальным и необходимым проанализировать историю развития и современное состояние дел в области создания гистерезисных ИСН.

Цель предлагаемой статьи – в сжатом виде изложить основные сведения об истории развития ИСН с гистерезисным управлением. Привести и систематизировать известные схемы гистерезисных ИСН и описать принципы их функционирования.

Статья носит обзорный характер и предназначена для специалистов, проявляющих интерес к разработке гистерезисных ИСН.

Общие сведения о гистерезисном управлении

В общем случае гистерезисные ИСН представляют собой замкнутые релейные системы автоматического управления, состоящие из импульсной и непрерывной частей.

Основы теории релейных импульсных систем в конце 1940-х начале 1950-х гг. заложил советский ученый Я.З. Цыпкин. Кульминацией его исследований в области релейных систем явилась публикация в 1955 г. монографии по релейному управлению (в 1974 г. она была дополнена и переиздана) [10, 11].

Большое значение для развития теории релейных систем имели также работы А. А. Кампе-Немм, А. А. Андропова, А. И. Лурье, Л. С. Гольдфарба и многих других ученых [11].

Метод исследований автоколебаний в замкнутых релейных автоматических системах, предложенный Я. З. Цыпкиным, получил широкое распространение и дальнейшее развитие в работах специалистов по проектированию гистерезисных ИСН. Среди них одними из первых были работы В. Е. Китаева и А. А. Бокуняева [7, 12, 13]. Последний в 1966 г. защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук, посвященную полупроводниковым гистерезисным ИСН. Позднее, в 1978 г., им была опубликована монография “Релейные стабилизаторы постоянного напряжения” (термин “гистерезисные стабилизаторы” в отечественной научно-технической литературе до недавнего времени не использовался) [14].

Прообразом гистерезисных ИСН стали так называемые вибрационные преобразователи напряжения, теория которых получила развитие в работах В. С. Кулебакина, К. С. Бобова, Л. В. Карнюшина, П. К. Куликовского и некоторых других ученых и инженеров [15–17].

Итак, гистерезисный ИСН представляет собой замкнутую систему автоматического управления с непрерывной и импульсной частями. Импульсная часть – это релейный элемент, преобразующий непрерывную входную величину (сигнал с датчика выходного напряжения стабилизатора) в последовательность импульсов с теми или иными временными характеристиками. Непрерывная часть – обычно сглаживающий фильтр.

Релейный элемент предназначен для управления регулирующим элементом (РЭ) ИСН, устанавливается в цепи обратной связи (ОС) и имеет характеристику, показанную на рис. 1а. При этом сигнал с выхода релейного элемента, подаваемый на РЭ, изменяется скачком всякий раз, когда мгновенное значение выходного напряжения ивых становится равным некоторой заданной величине $U_{оп}$ (уставке). $U_{вх}$ на схеме – входное напряжение стабилизатора.

Иными словами, принцип действия релейного элемента заключается в том, что он полностью включает управляющее воздействие, подаваемое на РЭ, если измеренный сигнал меньше заданного уровня (уставки), и полностью выключает, если сигнал больше заданного уровня (уставки) [14].

Если управляющий сигнал неоднократно проходит через заданное пороговое значение, то управляющее воздействие будет иметь вид импульсов постоянной амплитуды, переменной длительности и частоты.

Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип формирования управляющего сигнала в гистерезисном ИСН, показаны на рис. 1б.

Для того чтобы не было ложных срабатываний релейного элемента от воздействия помех, в его регулировочную характеристику введена зона возврата,

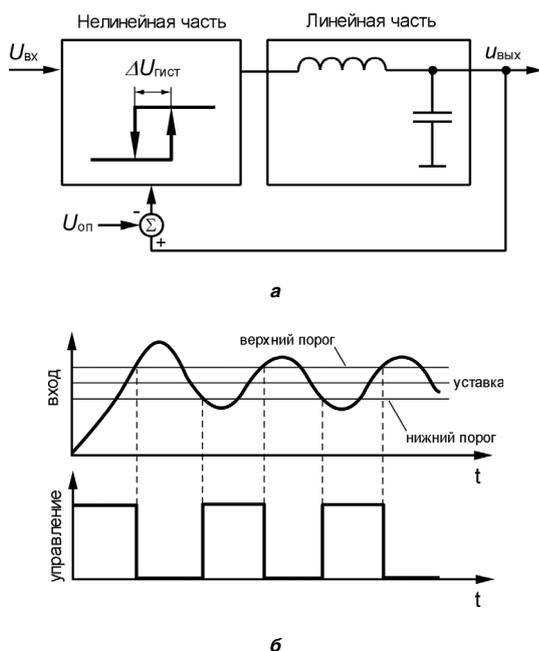


Рис. 1. Структура гистерезисного ИСН (а) и принцип формирования управляющих импульсных сигналов (б)

или окно гистерезиса $\Delta U_{гист}$. Таким образом, для гистерезисного ИСН наличие пульсации напряжения, подаваемого на вход релейного элемента – обязательное условие нормальной работы.

На рис. 2а и 2б приведены схема простейшего гистерезисного ИСН и временные диаграммы его работы (случай непрерывных токов катушки индуктивности). На рисунке $t_{вкл}$ и $t_{выкл}$ – время включенного и выключенного состояния регулирующего транзистора VT1 соответственно, $K_{дн} = (R_{д1} + R_{д2})/R_{д2}$ – коэффициент деления датчика напряжения $R_{д1}-R_{д2}2$; $U_{зи}$ – напряжение затвор-исток транзистора VT1; I_L – ток через катушку индуктивности $L_{вых}$; $U_{вых}$ – среднее значение выходного напряжения.

Итак, рабочим режимом ИСН является устойчивый автоколебательный процесс. Известно, что рабочая частота устанавливается такой, чтобы суммарный фазовый сдвиг в системе был равен 180° , а коэффициент усиления – единице. Поскольку в однозвенном LC-фильтре фазовый сдвиг не превосходит 180° , то при нелинейностях, не вносящих запаздывания, автоколебания в системах с такими фильтрами невозможны. Поэтому ИСН с однозвенными LC-фильтрами принципиально должны иметь релейный элемент с гистерезисом.

В общем случае частота автоколебаний ИСН (частота, с которой переключается РЭ) может изменяться в широких пределах и определяется целым рядом факторов, среди которых параметры выходного фильтра, сопротивление нагрузки, изменение входного напряжения, соотношение уровней срабатывания релейного элемента и т. д. [14]. Поэтому частота переключения в простейшем гистерезисном ИСН не фиксирована. При этом скорость реакции такого ИСН при прочих

равных условиях примерно на порядок превышает скорость реакции ИСН с ШИМ.

Гистерезисное управление с нефиксированной рабочей частотой используется, например, в микросхеме контроллера LM3485 (“Texas Instruments”). Она включает в себя источник опорного напряжения (1,242 В), компаратор (с величиной окна гистерезиса 10 ... 20 мВ), одновибратор, драйвер внешнего регулирующего транзистора и другие вспомогательные цепи. Упрощенная схема гистерезисного ИСН с контроллером LM3485 приведена на рис. 3.

ИСН работает следующим образом. Когда выходное напряжение $u_{вых}$ становится ниже нижнего порога срабатывания компаратора, транзистор VT1 включен и пропускает ток на выход схемы. При этом длительность управляющего импульса зависит от того, как долго выходное напряжение $u_{вых}$ находится ниже порога срабатывания компаратора.

LM3485 работает в прерывистом режиме (ток через катушку индуктивности L1 прерывается) при малых нагрузках и в непрерывном режиме (ток через катушку индуктивности L1 не прерывается) при больших нагрузках.

Важной особенностью контроллера LM3485 является возможность ограничения тока в каждом рабочем цикле. Защита от превышения заданной величины тока основана на измерении напряжения на сопро-

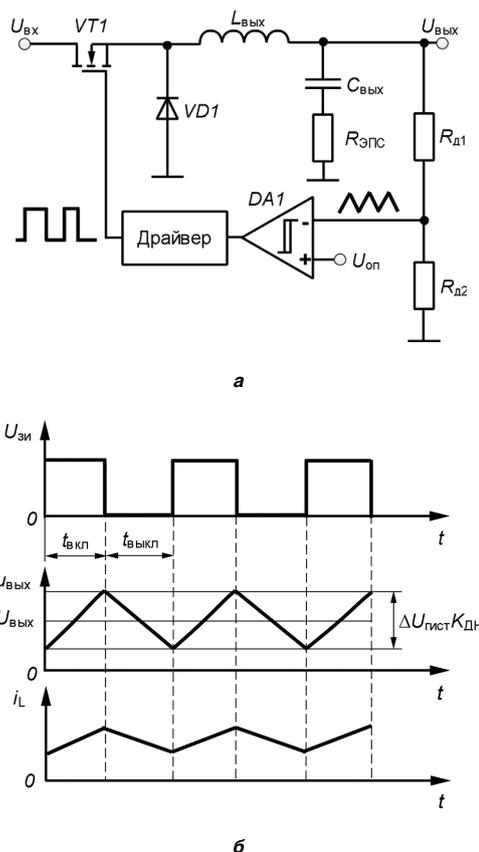


Рис. 2. Схема простейшего гистерезисного ИСН (а) и временные диаграммы его работы (б)

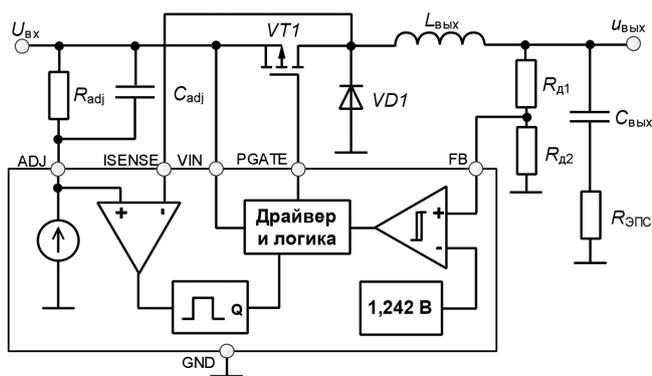


Рис. 3. Упрощенная схема гистерезисного ИСН с контроллером LM3485

тивлении канала открытого транзистора VT1. Уровень ограничения тока в каждом цикле задается с помощью внешнего резистора R_{adj} . При активировании схемы ограничения тока LM3485 выключает регулирующий транзистор посредством одновибратора на время около 9 мкс.

Схожий принцип функционирования лежит в основе работы контроллера LM3475 (“Texas Instruments”). Однако данный контроллер не имеет цепи ограничения тока в каждом цикле работы. Особенностью работы LM3475 является то, что компаратор в цепи ОС бланкируется после каждого срабатывания на время около 180 нс. Это помогает избежать влияния на компаратор помех по его входам.

Рабочая частота для двух рассмотренных контроллеров ориентировочно определяется как

$$f = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \frac{(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) R_{\text{ЭПС}}}{\Delta U_{\text{ГИСТ}} K_{\text{ДН}} L_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{ВХ}} t_3 R_{\text{ЭПС}}}, \quad (1)$$

где $R_{\text{ЭПС}}$ – эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) выходного конденсатора, t_3 – временная задержка в цепи ОС, а минимальный размах пульсации выходного напряжения – как

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ГИСТ}} K_{\text{ДН}}.$$

На практике применение схемы, приведенной на рис. 2а, зачастую осложнено тем, что выбросы токов и напряжений, обусловленные коммутационными процессами в силовой части ИСН и внешними помехами, оказывают негативное воздействие на работу гистерезисного компаратора и могут вызывать его ложные срабатывания, несмотря на наличие окна гистерезиса. По этой причине находят применение схемы, в которых в цепь между драйвером и компаратором включают одновибратор. Последний формирует временные интервалы, в течение которых колебательные процессы в элементах схемы ИСН затухают до величин, не влияющих на работу компаратора, причем в течение этого времени компаратор отключается и не реагирует на изменение входных сигналов.

Вариант одной из таких схем гистерезисных ИСН приведен на рис. 4. Данная схема также дополнена

цепями ограничения выходного тока и защиты от снижения входного напряжения, обеспечивающими безотказную работу ИСН при включении, а также в случае чрезмерно быстрого увеличения опорного напряжения (например, в модуляционных ИЭП). Более подробно работа такого ИСН как составной части модуляционного ИЭП оконечного усилительного каскада радиолокационного передатчика освещена в [18].

Рассмотренным ИСН, помимо нефиксированной частоты преобразования, присущ еще один недостаток.

Дело в том, что пульсации напряжения на выходе ИСН, необходимые для его корректной работы, обусловлены, прежде всего, наличием эквивалентного последовательного сопротивления (ЭПС) выходного конденсатора. Действительно, пилообразный ток через катушку индуктивности распределяется между выходным конденсатором (переменная составляющая) и нагрузкой (постоянная составляющая). При этом его переменная составляющая, протекая через ЭПС конденсатора, создает, как раз, пульсирующее напряжение на входе компаратора.

Таким образом, напряжение на выходе ИСН может быть записано как

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ОП}} K_{\text{ДН}} = U_{\text{ЭПС}} + U_{\text{С}}, \quad (2)$$

где $U_{\text{ЭПС}}$ – напряжение на ЭПС конденсатора, а $U_{\text{С}}$ – напряжение на конденсаторе.

Однако напряжение $U_{\text{С}}$ сдвинуто на 90° относительно тока через катушку индуктивности $L_{\text{ВЫХ}}$, а напряжение $U_{\text{ЭПС}}$ находится с ним в фазе. Поэтому чем меньше будет ЭПС, а значит, чем меньше напряжение, падающее на нем, тем больше будет результирующее сдвинутое напряжение на инвертирующем входе гистерезисного компаратора. Как результат, корректная работа ИСН может быть нарушена.

На практике это проявляется в значительном увеличении пульсации выходного напряжения ИСН и снижении его рабочей частоты, как это показано на рис. 5. Кроме того, ИСН может перейти в режим прерывистых токов.

Отметим, что в современных ИЭП наиболее предпочтительным является применение керамических

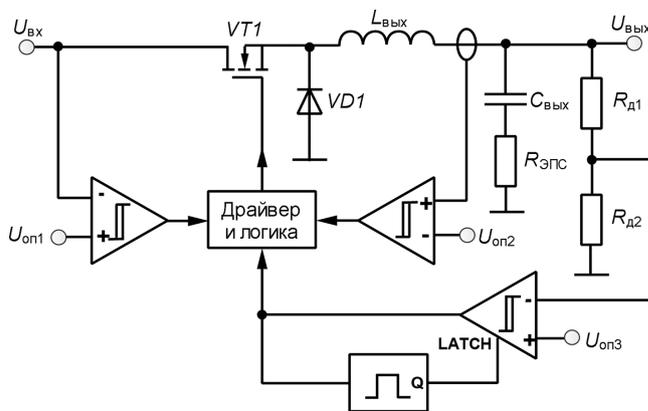


Рис. 4. Схема гистерезисного ИСН с дополнительной защитой

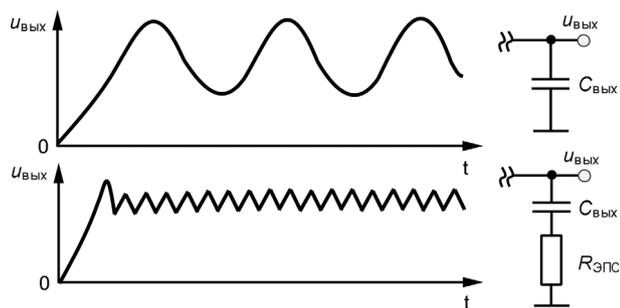


Рис. 5. Влияние ЭПС конденсатора на форму выходного напряжения

конденсаторов вместо относительно ненадежных и низкодобротных электролитических. Однако керамические конденсаторы имеют очень низкое значение ЭПС (а при их параллельном соединении результирующее значение ЭПС еще меньше!), что неминуемо приводит к возникновению указанной выше проблемы.

Вместе с тем на характеристики выходного напряжения гистерезисного ИСН, помимо ЭПС конденсатора выходного фильтра, влияние оказывает и его эквивалентная последовательная индуктивность (ЭПИ), а также временные задержки в цепи ОС.

На рис. 6 показаны осциллограммы напряжений, падающих на ЭПС, ЭПИ и непосредственно на самом конденсаторе (в отсутствие паразитных сопротивлений и индуктивности).

Напряжение на ЭПС, когда транзистор VT1 включен, составляет [19]:

$$U_{\text{ЭПС}} = R_{\text{ЭПС}} \left(\frac{\Delta I_L \cdot t}{D \cdot T} - \frac{\Delta I_L}{2} \right), \quad (3)$$

а когда выключен –

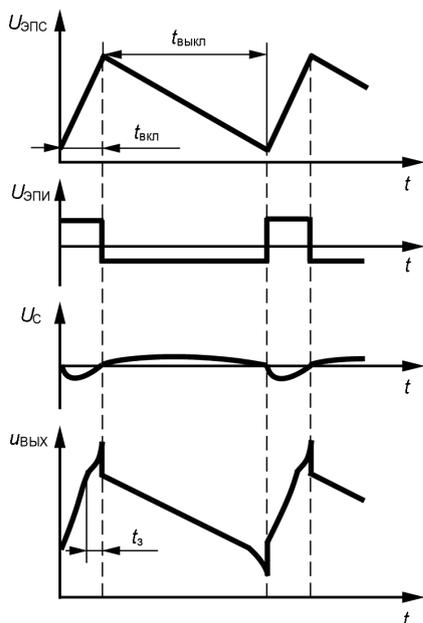


Рис. 6. Формирование пульсации напряжения

$$U_{\text{ЭПС}} = R_{\text{ЭПС}} \left(\frac{\Delta I_L}{2} - \frac{\Delta I_L \cdot t}{(1-D) \cdot T} \right), \quad (4)$$

где $D = t_{\text{вкл}}/T$ – коэффициент заполнения, $t_{\text{вкл}}$ – время включенного состояния транзистора VT1, T – период следования управляющих импульсов, ΔI_L – размах пульсации тока через катушку индуктивности, $R_{\text{ЭПС}}$ – ЭПС конденсатора.

Напряжение, падающее на ЭПИ, когда транзистор VT1 включен, составляет

$$U_{\text{ЭПИ}} = \frac{L_{\text{ЭПИ}} \cdot \Delta I_L}{D \cdot T}, \quad (5)$$

а когда выключен –

$$U_{\text{ЭПИ}} = \frac{L_{\text{ЭПИ}} \cdot \Delta I_L}{(1-D) \cdot T}, \quad (6)$$

где $L_{\text{ЭПИ}}$ – ЭПИ конденсатора.

Наконец, составляющая пульсации выходного напряжения, обусловленная непосредственно самим конденсатором, описывается, когда транзистор VT1 включен, как

$$U_C = \frac{\Delta I_L \cdot t}{2C_{\text{ВЫХ}}} \cdot \left(\frac{t}{D \cdot T} - 1 \right), \quad (7)$$

а когда выключен –

$$U_C = \frac{\Delta I_L \cdot t}{2C_{\text{ВЫХ}}} \cdot \left[1 - \frac{t}{(1-D) \cdot T} \right], \quad (8)$$

где $C_{\text{ВЫХ}}$ – емкость конденсатора.

Рабочая частота простейшего гистерезисного ИСН может быть ориентировочно определена в непрерывном режиме как

$$f = \frac{R_{\text{ЭПС}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}} \cdot \frac{(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}, \quad (9)$$

где $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ – размах пульсации выходного напряжения, определяемый как

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{гист}} \left(1 + \frac{R_{\text{д1}}}{R_{\text{д2}}} \right) - \frac{U_{\text{ВХ}} (L_{\text{ЭПИ}} - t_3 R_{\text{ЭПС}})}{L_{\text{ВЫХ}}}, \quad (10)$$

где t_3 – временная задержка в цепи ОС (рис. 7).

Итак, достоинства простейшего гистерезисного ИСН являются следующие:

– коэффициент усиления гистерезисного компаратора достаточно высок, чтобы выдать команду на открытие регулирующего транзистора: соответственно, нет необходимости в усилителе ошибки и генераторе пилообразного сигнала (обычно потребляющего относительно большой ток), которые нужны, например, для ШИМ управления;

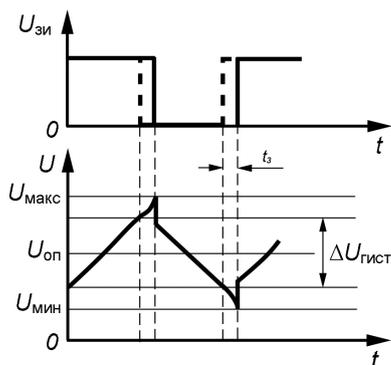


Рис. 7. Временная задержка в цепи ОС

– не требуется коррекция фазочастотной характеристики цепи ОС, так как без усилителя ошибки пропадает фазовая задержка, при этом полоса пропускания контура регулирования близка к частоте переключения;

– высокое быстродействие (реакция ИСН на ступенчатое изменение тока нагрузки обычно составляет несколько периодов переключения регулирующего транзистора).

Вместе с тем рассмотренным схемам простейших гистерезисных ИСН присущи и недостатки:

– нефиксированная частота переключения (в отличие от ШИМ управления), что затрудняет эффективную фильтрацию выходного напряжения;

– повышенные пульсации напряжения на выходе (исключить пульсации невозможно даже теоретически), что требует дополнительного сглаживания (строго говоря, величина этих пульсаций должна перекрывать диапазон гистерезиса компаратора);

– если используются выходные конденсаторы с низким ЭПС, то возможна некорректная работа гистерезисного компаратора, а значит и всего ИСН в целом;

– из-за внешних электромагнитных помех на выходах гистерезисного компаратора могут возникать напряжения, отрицательно влияющие на корректное функционирование ИСН;

– наличие времени задержки распространения сигнала в цепи ОС, а также паразитные сопротивления и индуктивности выходного конденсатора могут оказывать влияние на точность стабилизации выходного напряжения [19];

– в простейших гистерезисных ИСН на выходе требуется наличие катушки индуктивности – поэтому данный метод управления без дополнительных схемотехнических решений работает только в понижающих топологиях дроссельных преобразователей напряжения.

Таким образом, простейшие гистерезисные ИСН находят ограниченное применение. Их используют, как правило, в приложениях, не требовательных к качеству питающего напряжения, когда важна малая стоимость ИЭП.

Указанные выше недостатки простейших гистерезисных ИСН явились существенным препятствием

для их широкого применения в радиоэлектронной аппаратуре в 1960–1970-х гг. Поэтому в это время в отечественной и зарубежной научно-технической литературе особое внимание уделялось, помимо развития теории, именно вопросам преодоления указанных недостатков гистерезисных ИСН [20–38]. Результатом явились многочисленные модификации гистерезисного управления.

Модификации гистерезисного управления

Основной недостаток гистерезисных ИСН, как было упомянуто ранее, – нефиксированная частота преобразования. В простейшем случае этот недостаток может быть устранен за счет применения отдельного тактирующего генератора. Соответствующая схема ИСН приведена на рис. 8.

Схожий принцип функционирования реализован в микросхеме гистерезисного контроллера МС33063 (ее аналог производства НПО “Интеграл” – ИЛ33063).

Также девиация частоты преобразования может быть уменьшена за счет введения в схему ИСН цепи, обеспечивающей постоянное значение времени включенного (или выключенного для повышающих топологий ИСН) состояния регулирующего транзистора (рис. 9) [9]. В зарубежной научно-технической литературе эта модификация гистерезисного управления получила название *Constant On-Time/Off-Time control (COT)*.

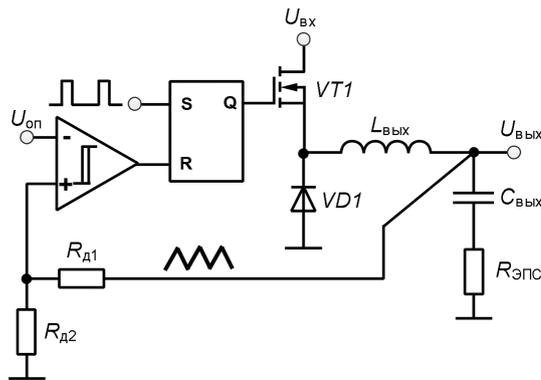


Рис. 8. Гистерезисный ИСН с внешним тактирующим генератором

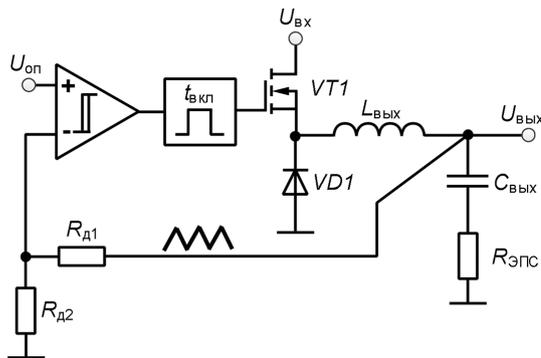


Рис. 9. Гистерезисный ИСН с COT управлением

Цепь формирования постоянного значения времени включенного состояния регулирующего транзистора (COT-генератор) значительно улучшает параметры гистерезисного ИСН, обеспечивая мало меняющуюся частоту преобразования в широком диапазоне входных напряжений (а значит, способствует эффективной фильтрации выходного напряжения) при сохранении достаточно хорошей переходной характеристики и небольшом усложнении схемы.

Практическая схема ИСН с COT управлением приведена на рис. 10, а на рис. 11 – осциллограммы, поясняющая принцип его работы.

В основе COT-генератора – компаратор DA1 и $R_{вкл} \cdot C_{вкл}$ -цепь. Как только напряжение на конденсаторе $C_{вкл}$ превышает опорное напряжение $U_{оп1}$, срабатывает компаратор DA1 и запускает одновибратор, определяющий минимальное время выключенного состояния регулирующего транзистора VT1. При этом RS-триггер переключается – и транзистор VT_{вкл} открывается. В результате конденсатор $C_{вкл}$ разряжается.

После очередного переключения RS-триггера транзистор VT_{вкл} размыкается – и процесс повторяется заново.

Время включенного состояния регулирующего транзистора VT1 ориентировочно определяется как

$$t_{вкл} = \frac{U_{оп1} \cdot C_{вкл} \cdot R_{вкл}}{U_{вх}} \quad (11)$$

Таким образом, время включенного состояния регулирующего транзистора зависит от напряжения на входе ИСН и обратно пропорционально ему. Учитывая, что в режиме непрерывного тока через катушку индуктивности $L_{вых}$ выполняется равенство

$$f = \frac{U_{вых}}{U_{вх} \cdot t_{вкл}} \quad (12)$$

можно сделать вывод о том, что рабочая частота стабилизатора в первом приближении остается постоянной при изменении входного напряжения. Это свойство гистерезисных стабилизаторов с COT управлением является важнейшим в тех приложениях, где электропитание стабилизатора осуществляется от источника, напряжение на выходе которого может меняться в широких пределах.

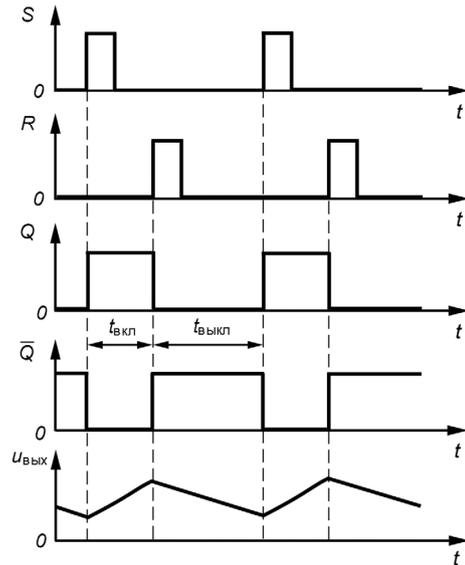


Рис. 11. Осциллограммы напряжений в схеме ИСН с COT управлением

Такая логика работы ИСН с COT управлением приводит к тому, что в случае резкого изменения тока нагрузки управляющие импульсы длительностью $t_{вкл}$ начинают генерироваться чаще, что позволяет быстрее запасти энергию в катушке индуктивности $L_{вых}$ и выходном конденсаторе $C_{вых}$. Соответственно при снижении тока нагрузки i_H на определенное время период следования импульсов увеличивается по сравнению со стационарным режимом (рис. 12).

Основными преимуществами данной схемы являются ее относительная простота и мало меняющаяся

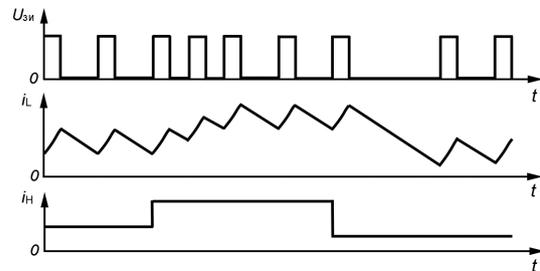


Рис. 12. Временные диаграммы работы ИСН с COT управлением при изменении тока нагрузки

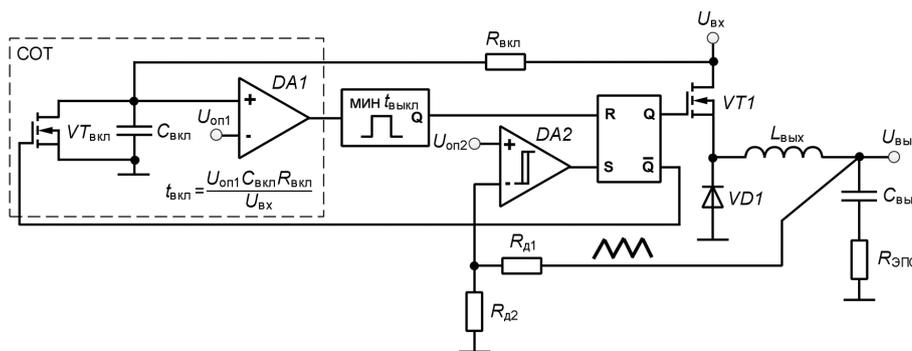


Рис. 10. Практическая схема ИСН с COT управлением

рабочая частота. При этом скорость реакции на изменение тока нагрузки по-прежнему остается высокой.

Микросхемы контроллеров, обеспечивающих *COT* управление, широко выпускают за рубежом. Например, известны контроллеры LM3100, LM25085, LM5010, LM5017, LM2696, TPS54A20.

Дальнейшим развитием *COT* управления стало запатентованное “Texas Instruments” *D-CAP* управление (*direct connection to the output capacitor*) (рис. 13). Его отличительной особенностью является зависимость времени включенного состояния регулирующего транзистора не только от напряжения на входе ИСН, но и от его выходного напряжения. Для этого на инвертирующий вход компаратора в *COT*-генераторе подают через резистивный делитель (с коэффициентом деления $K_{ДН}$) выходное напряжение ИСН. Тогда время включенного состояния регулирующего транзистора определяется как

$$t_{вкл} = \frac{U_{вых} \cdot C_{вкл} \cdot R_{вкл}}{K_{ДН} \cdot U_{вх}}, \quad (13)$$

Таким образом, *D-CAP* управление позволяет регулировать время $t_{вкл}$ в зависимости от значений входного напряжения и выходного напряжений, чтобы обеспечить относительно постоянную рабочую частоту ИСН, при этом оно характеризуется быстрым откликом ИСН на изменение тока нагрузки. Поэтому *D-CAP* управление широко используют в приложениях с импульсным характером потребления тока.

Микросхемы контроллеров, обеспечивающих *D-CAP* управление, широко представлены на рынке. Это, например, микросхемы TPS53119, TPS53622, TPS53219A, TPS53355.

Модификацией *D-CAP*-управления является *D-CAP+* управление, предназначенное для высоко-точных многофазных ИСН. Схема ИСН с *D-CAP+* управлением приведена на рис. 14.

Его особенностью является динамическое управление числом активных силовых каналов – отключение отдельных каналов при малой нагрузке и автоматическое выравнивание токов между силовыми каналами (на рисунке 14 показан только один канал). Благодаря *D-CAP+* управлению обеспечивается высокая скорость реакции ИСН на быстрое изменение тока нагрузки, а

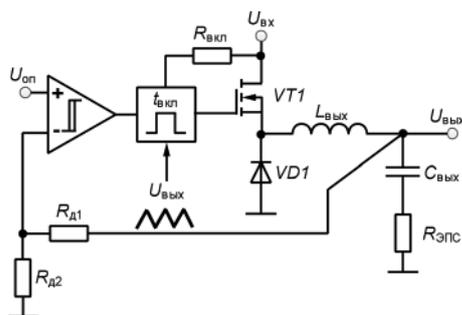


Рис. 13. Схема ИСН с *D-CAP* управлением

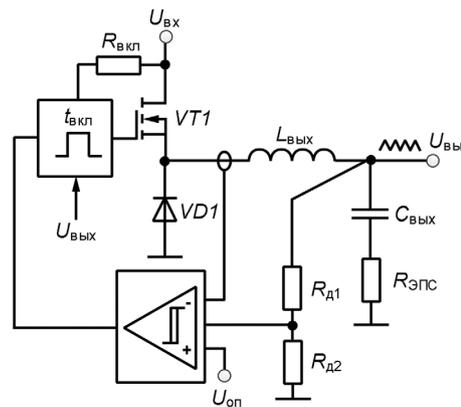


Рис. 14. Схема ИСН с *D-CAP+* управлением

также высокое значение КПД в широком диапазоне нагрузок. При этом в зависимости от тока нагрузки ИСН может работать как в многофазном режиме, так и в режиме одновременной работы каналов.

Основным недостатком *D-CAP+* управления является очень высокая сложность схемы и большое количество силовых элементов.

На рынке представлены микросхемы *D-CAP+* контроллеров TPS53681, TPS51640, VQFN40 и некоторые другие.

Вместе с тем наличие *COT*-генератора в схемах на рис. 9, 13 и 14 не избавляет от необходимости повышения на входе ОС размаха пульсации напряжения, обеспечивающей стабильную работу гистерезисного компаратора. Например, для стабильной работы *D-CAP*-контроллеров необходимо, чтобы размах пульсации на входе компаратора составлял 20 ... 30 мВ, что допустимо далеко не для всех практических приложений.

В настоящее время при реализации гистерезисного управления распространение получили три способа, обеспечивающие гарантированное переключение гистерезисного компаратора [9].

При недостаточном для корректной работы ИСН значении ЭПС выходного конденсатора $C_{вых}$ можно последовательно с последним включить дополнительный резистор $R_{доп}$ (рис. 15а). При этом напряжение на дополнительном резисторе $R_{доп}$, пропорциональное току через катушку индуктивности $L_{вых}$, будет иметь пилообразную форму. Чем больше сопротивление дополнительного резистора, тем больше размах пульсации напряжения на выходе ИСН

$$\Delta U_{вых} = \Delta I_L \cdot \left(R_{эпс} + \frac{1}{8fC_{вых}} \right), \quad (14)$$

а значит, и на инвертирующем входе гистерезисного компаратора в цепи ОС. На практике величину дополнительного резистора обычно выбирают из условия

$$R_{доп} > 0,03 \cdot \frac{U_{вых}}{U_{оп} \cdot \Delta I_{L \min}}. \quad (15)$$

Увеличить размах пульсации напряжения на входе гистерезисного компаратора можно и в том случае, если параллельно резистору $R_{д1}$ верхнего плеча делителя включить дополнительный конденсатор $C_{доп}$ (рис. 15б).

На самом деле делитель $R_{д1}-R_{д2}$ ослабляет пульсацию выходного напряжения. Однако если резистор $R_{д1}$ шунтировать конденсатором с низким импедансом (по сравнению с сопротивлением $R_{д1}$) на рабочей частоте ИСН, то в результате переменная составляющая напряжения на выходе делителя получит малое ослабление. Вместе с тем полностью отказаться от дополнительного резистора $R_{доп}$ в этом случае удается далеко не всегда.

Величины сопротивления и емкости дополнительных резистора и конденсатора ориентировочно выбирают как

$$R_{доп} > \frac{0,03}{\Delta I_{L\min}}, \tag{16}$$

$$C_{доп} > 5 \cdot \frac{t_{вкл} (R_{д1} + R_{д2})}{R_{д1} \cdot R_{д2}}. \tag{17}$$

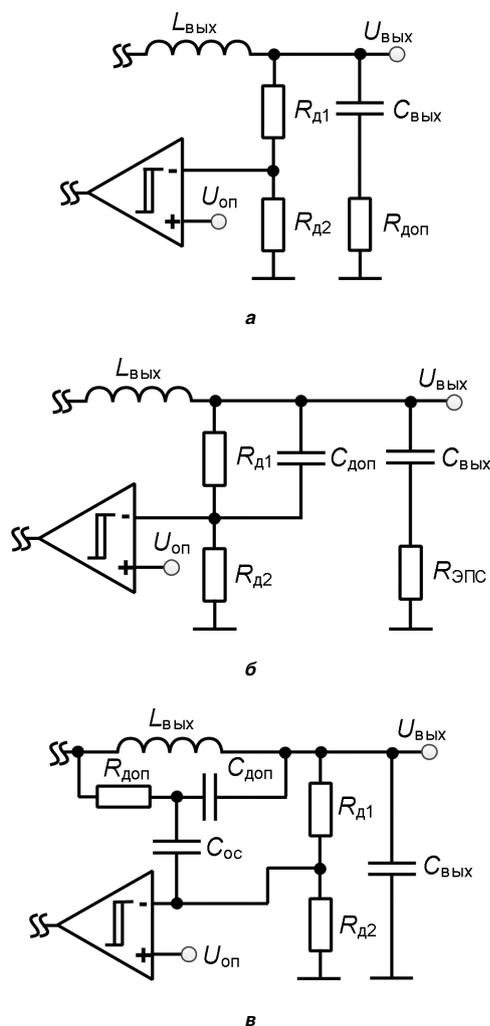


Рис. 15. Варианты схем, обеспечивающих гарантированное переключение гистерезисного компаратора

На рис. 15в параллельно выходной катушке индуктивности $L_{вых}$ включена интегрирующая $R_{доп}C_{доп}$ -цепь, выход которой соединен с входом гистерезисного компаратора через конденсатор $C_{ос}$. Данное схемотехническое решение, получившее название “эмуляция пульсации”, позволяет даже в отсутствии пульсации напряжения на выходе ИСН (то есть при использовании большой емкости конденсатора с малым ЭПС) обеспечить на входе гистерезисного компаратора пилообразное напряжение с необходимым размахом.

Таким образом, подбирая параметры интегрирующей цепи $R_{доп}-C_{доп}$, можно сформировать совпадающие по фазе с током катушки пульсации необходимой амплитуды и, сложив их с постоянной составляющей выходного напряжения, подать на вход компаратора.

Очевидно, в этом случае нет необходимости ограничивать минимальный уровень пульсации выходного напряжения ИСН и использовать конденсаторы с высоким ЭПС. Вместо последних можно использовать керамические конденсаторы, обладающие очень малым ЭПС.

На практике обычно выбирают $C_{доп} = 3300$ пФ, $C_{ос} = 100$ нФ, а сопротивление резистора $R_{доп}$ находят из условия

$$R_{доп} < \frac{(U_{вх} - U_{вых}) \cdot t_{вкл}}{0,03 \cdot C_{доп}}. \tag{18}$$

В ряде практических приложений, особенно тех, где электропитание ИСН осуществляется от относительно низковольтного источника электроэнергии (например, аккумулятора мобильного телефона), применяют повышающие топологии ИСН с гистерезисным управлением.

Схема повышающего гистерезисного ИСН приведена на рис. 16.

Катушка индуктивности $L1$ установлена на входе ИСН – это значит, что получить пилообразное напряжение на выходе ИСН для корректной работы

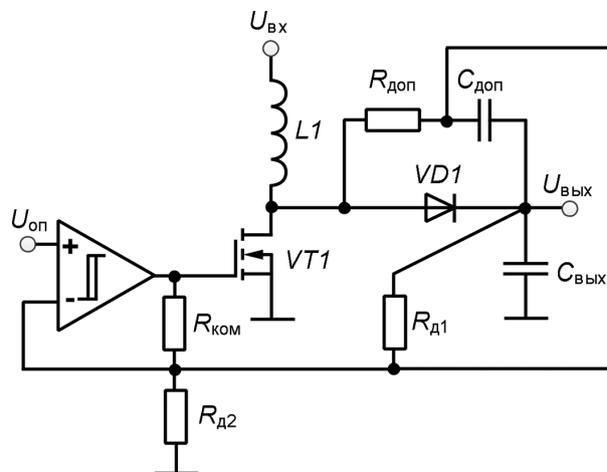


Рис. 16. Схема повышающего ИСН с эмуляцией пульсаций

гистерезисного компаратора без эмуляции пульсаций невозможно.

Кроме того, в начальный момент времени работы ИСН опорное напряжение $U_{оп}$ на неинвертирующем входе гистерезисного компаратора превышает напряжение на другом его входе. В этом случае ключ регулирующий транзистор VT1 открыт – и передачи энергии на выход ИСН не происходит, а значит, компаратор переключаться не будет.

Для переключения компаратора между его выходом и инвертирующим входом устанавливают резистор $R_{ком}$ – он позволяет поднять уровень напряжения на инвертирующем входе относительно напряжения на неинвертирующем входе, благодаря чему осуществляется переключение компаратора. Сопротивление резистора $R_{ком}$ определяется из условия [38]

$$\frac{U_{ком}}{R_{ком}} > \frac{U_{вых}}{R_{доп}}, \quad (19)$$

где $U_{ком}$ – напряжение на выходе компаратора.

Дальнейшим развитием рассмотренных выше модификаций гистерезисных ИСН явились ИСН, использующие *D-CAP2* и *COT ERM* управление.

Обе эти модификации гистерезисного управления схожи наличием цепи эмуляции пульсации напряжения на входе гистерезисного компаратора с амплитудой, необходимой для корректной работы ИСН. В СУ это напряжение суммируется либо с частью выходного напряжения (*D-CAP2*), либо с опорным напряжением (*COT ERM*).

Схема ИСН с *D-CAP2* управлением приведена на рис. 17.

СУ ИСН обеспечивает постоянное время включенного состояния транзистора, которое зависит от выходного и входного напряжений ИСН. Цель эмуляции пульсации представляет собой фильтр нижних частот 2-го порядка. Напряжение с выхода цепи эмуляции подается на инвертирующий вход компаратора. Осциллограммы напряжений и тока, поясняющие принцип функционирования ИСН, приведены на рис. 18.

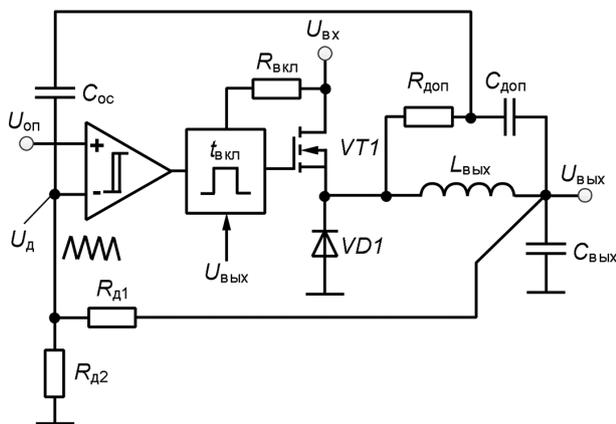


Рис. 17. Схема ИСН с *D-CAP2* управлением

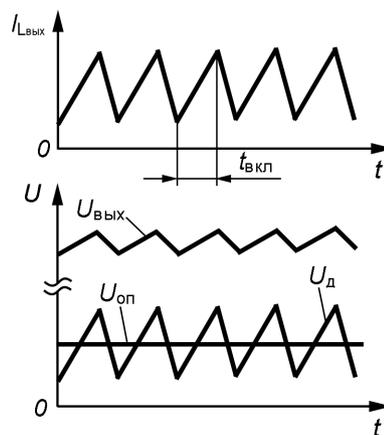


Рис. 18. Осциллограммы напряжений и тока в схеме ИСН с *D-CAP2* управлением

Наиболее известными микросхемами *D-CAP2*-контроллеров со встроенными цепями эмуляции пульсации являются TPS53819A, TPS53014, TPS54325, TPS563210. Как правило, *D-CAP2*-контроллеры имеют возможность отключения эмулирующей цепи, что позволяет использовать как *D-CAP* управление с высоким уровнем пульсаций напряжения на выходе, так и *D-CAP* с эмуляцией пульсации с помощью внешних компонентов.

Основными преимуществами *D-CAP2* управления являются относительно постоянная рабочая частота и возможность значительно понизить размах пульсации напряжения на выходе ИСН.

Еще одной модификацией гистерезисного управления, схожей с *D-CAP2*, является *D-CAP3* управление, которое значительно улучшает стабильность выходного напряжения при ступенчатых изменениях тока нагрузки при сохранении высокого быстродействия, как в *D-CAP/D-CAP2* управлении.

При *D-CAP3* управлении параметры интегрированной в контроллер цепи эмуляции пульсации могут изменяться, в том числе во время работы ИСН, что позволяет максимально оптимизировать переходную характеристику ИСН в зависимости от конкретной ситуации.

D-CAP3 управление реализовано в таких микросхемах контроллеров, как TPS53912, TPS53513, TPS548A20, TPS56C215. Их основное назначение – электропитание сильноточных низковольтных процессоров, программируемых логических интегральных схем, контроллеров.

Схема ИСН с *COT-ERM* (*emulated ripple mode*) управлением приведена на рис. 19.

При *COT-ERM* управлении эмуляция пульсаций осуществляется за счет установки в истоковую цепь транзистора нижнего плеча ИСН датчика тока R_n (рис. 20) Далее пилообразное напряжение U_n , полученное с датчика тока, суммируется с опорным напряжением $U_{оп}$, подаваемым на вход гистерезисного компаратора. Таким образом обеспечивается необ-

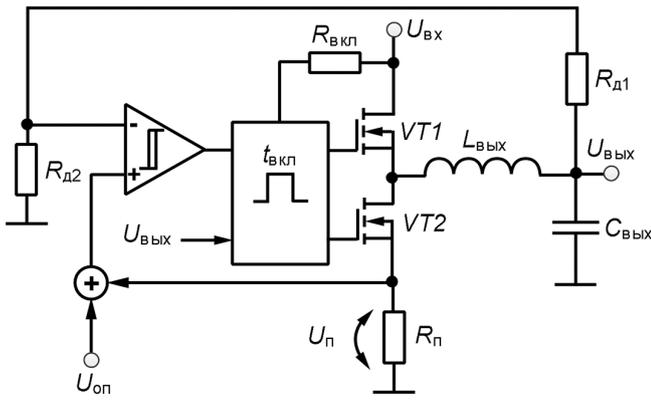


Рис. 19. Схема ИСН с COT-ERM управлением

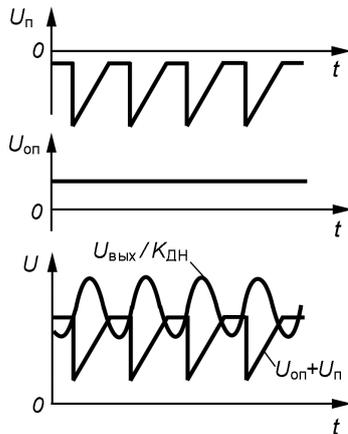


Рис. 20. Осциллограммы напряжений в схеме ИСН с COT-ERM управлением

ходимая амплитуда пульсации напряжения на входе компаратора.

К настоящему времени в научно-технической литературе описаны и другие модификации гистерезисного управления. Среди них *DSC* управление (*direct control with seamless transition to power save mode*) и некоторые другие, являющиеся, как правило, запатентованными комбинациями других методов управления.

DSC управление обладает одновременно преимуществами ШИМ управления и гистерезисного управления, обеспечивая при этом плавный переход ИСН в режим энергосбережения. ИСН с *DSC* управлением широко применяются для электропитания программируемых логических интегральных схем, процессоров для смартфонов, твердотельных накопителей информации.

Дело в том, что при малых нагрузках КПД большинства ИСН падает, причем падает резко. Кроме того, на малых нагрузках возрастают пульсации выходного напряжения.

До недавнего времени описанная выше проблема решалась путем переключения режимов работы ИСН. Суть здесь в том, что ИСН на больших токах работает с ШИМ управлением, а затем, при уменьшении нагруз-

ки, переходит в режим с ЧИМ управлением. Однако при переключении режимов возникают переходных процессов, а, следовательно, и генерация помех, как электромагнитных, так и кондуктивных.

В то же время *DSC* управление позволяет перекрыть рабочий диапазон регулирования от долей миллиампер до ампер с КПД в этом диапазоне нагрузок от 80–90% для сверхмалых токов до 90–95% для предельно больших токов.

Схема ИСН с *DSC* управлением представлена на рис. 21.

Схема включает в себя два контура ОС. Первый контур (ведомый), наиболее быстродействующий, содержит компаратор. Второй контур (ведущий), содержащий усилитель ошибки, менее быстродействующий – он отслеживает с высокой точностью изменения выходного напряжения и гарантирует, что постоянная составляющая выходного напряжения точно соответствует опорному напряжению. Как и в ИСН с ШИМ управлением, усилитель ошибки обеспечивает точное регулирование выходного напряжения.

Поскольку ведомый контур ОС работает независимо от усилителя ошибки, относительно медленный ведущий контур ОС не оказывает влияние на общее быстродействие стабилизатора, определяемое только ведомым контуром.

Эта схема в зарубежной научно-технической литературе также известна как ИСН с V^2 управлением [9].

При *DCS* управлении режим энергосбережения обеспечивается следующим образом. Если выходное напряжение ИСН превышает заданное значение, когда ток через катушку падает до нуля, СУ уменьшает свой ток покоя и переходит в режим энергосбережения. Как только усилитель ошибки сообщит компаратору, что выходное напряжение уменьшилось до заданного значения, будет выдан сигнал управления минимальной длительности.

Таким образом, *DCS* управление обеспечивает, с одной стороны, быстрый отклик на скачкообразные изменения тока нагрузки, а с другой, плавный переход в режим энергосбережения.

На рынке представлены такие микросхемы *DSC*-контроллеров, как TPS62130, TPS82130.

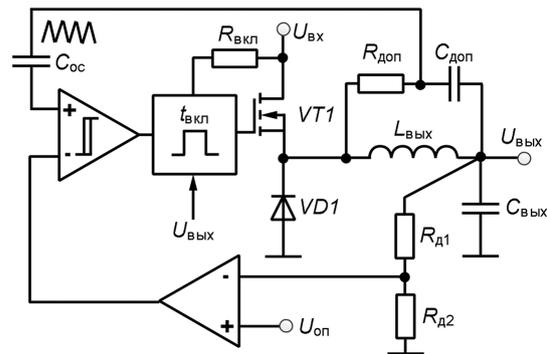


Рис. 21. Схема ИСН с DCS управлением

В табл. 1 для сравнения приведены основные преимущества и недостатки рассмотренных выше методов управления и их модификаций.

Таблица 1. Сравнение способов управления

Способ управления	Преимущества (+) Недостатки (-)
ИСН с ШИМ	+ постоянная частота; + возможность сверхмалых пульсаций напряжения на выходе; – низкое быстродействие; – необходима частотная коррекция.
ИСН с ЧИМ	+ простая схема; + высокое быстродействие; + не нужна частотная коррекция; – большие пульсации выходного напряжения; – нефиксированная частота
Простой гистерезисный ИСН	+ простая схема; + высокое быстродействие; + не нужна частотная коррекция; – большие пульсации выходного напряжения; – нефиксированная частота.
Гистерезисный ИСН с COT	+ относительно постоянная частота; + не нужна частотная коррекция; + простая схема; + высокое быстродействие.
Гистерезисный ИСН с D-CAP, D-CAP+	+ относительно постоянная частота; + высокое быстродействие; + не нужна частотная коррекция; – сложная схема.
Гистерезисный ИСН с D-CAP2, COT ERM	+ высокое быстродействие + высокая помехоустойчивость + допустимы малые пульсации напряжения на выходе; + допустимо использовать керамические конденсаторы; + не нужна частотная коррекция; – сложная схема.
Гистерезисный ИСН с DSC (V ²)	+ высокое быстродействие; + высокий КПД; + быстрый выход из режима энергосбережения; – сложная схема.

Заключение

Настоящая работа представляет собой краткий обзор, посвященный истории развития ИСН с гистерезисным управлением, а также рассмотрению наиболее широко используемых на практике модификаций гистерезисного управления в ИСН и их применению в электронной аппаратуре. Разумеется, охватить все многообразие схем гистерезисных ИСН в одной статье невозможно, однако настоящая работа дает, прежде всего, представление о преимуществах данного типа ИСН перед традиционными ИСН с ШИМ управлением.

По результатам проведенной работы следует отметить следующее.

1. Гистерезисные ИСН, в том числе их многочисленные модификации, находят в настоящее время широкое применение для электропитания устройств, потребление тока которых имеет импульсный характер. Их важнейшее преимущество по сравнению с традиционными ШИМ ИСН – высокое быстродействие, позволяющее обрабатывать скачкообразные изменения тока нагрузки.

2. С учетом повышения требований к энергетической эффективности передающих устройств радиолокационных и телекоммуникационных радиосистем с модуляционными источниками электропитания, основой последних все чаще становятся гистерезисные ИСН.

Они обеспечивают высокоскоростное управление величиной напряжения электропитания оконечных усилителей мощности при формировании зондирующих сигналов с оперативно перестраиваемой амплитудой (в многофункциональных радиолокационных системах), а также при усилении радиосигналов с переменной огибающей (в системах радио- и телевидения, передачи цифровых данных, радиосвязи, в том числе сотовой).

3. В настоящее время очевидна потребность в исследовании и разработке новых модификаций гистерезисных ИСН. А тот факт, что на данный момент такие ИСН, представленные на рынке, выпускаются только зарубежными компаниями, особенно подчеркивает актуальность таких разработок в нашей стране в рамках реализации программы по импортозамещению.

Литература

1. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
2. Кушнерев Н. А., Родин М. В. Уменьшение времени смены режима излучения в многофункциональных радиолокациях. Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация, связь”. – 2018. С. 116–126.
3. G. Bent, P. Hek, S. Geurts et al. A 10 Watt S-band MMIC power amplifier with integrated 100 MHz switch-mode power supply and control circuitry for active electronically scanned arrays. IEEE Journal of Solid-state Circuits. 2013. Vol. 48. No 10. pp. 2285–2295.
4. Garcia O., Vasic M., Alou P. et al. An Overview of Fast DC-DC Converters for Envelope Amplifier in RF Transmitters. IEEE Transactions on Power Electronics. 2013. Vol. 28. No 10. pp. 4712–4722.
5. Кастров М. Ю. Причины ограничения выходного напряжения понижающих преобразователей постоянного напряжения. – Практическая силовая электроника. 2009. № 3. С. 50–51.
6. Korn J. Gleichspannungskonstanthalter mit Zweipunktregelung. ETZ-A. 1962. Vol. 83. No 12. pp. 395–403.
7. Кутаев В. Е., Бокуняев А. А. Стабилизатор постоянного напряжения с двухпозиционным регулированием. – Труды учебных институтов связи. 1964. № 19. С. 149–158.
8. Schweitzer B., Rosenstein A. Free running switching mode power regulator: analysis and design. IEEE Transactions on Aerospace. 1964. Vol. 2. No 4. pp. 1171–1180.
9. Redl R., Sun J. Ripple-based control of switching regulators – an overview. IEEE Transactions on Power Electronics. 2009. Vol. 24. No 12. pp. 2669–2680.
10. Цыпкин Я. З. Теория релейных систем автоматического регулирования. – М.: Гостехиздат, 1955. – 456 с.
11. Цыпкин Я. З. Релейные автоматические системы. – М.: Наука, 1974. – 576 с.
12. Бокуняев А. А. Проектирование полупроводниковых стабилизаторов постоянного напряжения. – М.: ВЗЭИС, 1964. – 78 с.
13. Бокуняев А. А. Полупроводниковые стабилизаторы напряжения для питания схем с большими токами потребления. Автореферат дис. на соиск. уч. ст. к. т. н. – М.: ВЗЭИС, 1966. – 13 с.

14. Бокуняев А. А. Релейные стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Энергия, 1978. — 88 с.
15. Карнюшин Л. В., Куликовский П. К. Ламповый автоматический регулятор для машин с широкими пределами регулирования. — Электричество. 1948. № 5. С. 71–73.
16. Кулебакин В. С. К теории автоматических вибрационных регуляторов для электрических машин. — Теоретическая и экспериментальная электротехника. 1932. № 4. С. 3–21.
17. Бобов К. С. Теория работы вибрационных регуляторов напряжения авиационного типа. — Автоматика и телемеханика. 1940. № 6. С. 37–49.
18. Королев А. В., Кушнерев Н. А., Родин М. В., Бобков Е. А. Импульсный модулятор с динамическим управлением формой выходного напряжения для радиолокационного передающего устройства. — Практическая силовая электроника. 2017. № 4. С. 27–33.
19. Song C. Optimizing accuracy of hysteretic control. *Power Electronics Technology*. 2006. pp. 14–21.
20. Froeschle T. A. Two-State Modulation Techniques for Power Systems. Technical Report ECOM-02282-1, June 1967.
21. Babaa I., Wilson T., Yu Y. Analytic solutions of limit cycles in a feedback-regulated converter system with hysteresis. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1968. Vol. AC-13. No 5. pp. 524–531.
22. Борисов С. Я., Головацкий В. А. Стабилизация рабочей частоты релейного стабилизатора напряжения. — Электронная техника в автоматике. 1969. Вып. 1. С. 103–109.
23. Гулякович Г. Н. Транзисторный релейный стабилизатор постоянного напряжения. Электронная техника в автоматике. 1969. — Вып. 1. С. 197–200.
24. Вадутов О. С. Исследование и проектирование стабилизаторов постоянного напряжения с релейным и широтно-импульсным регулированием. Автореферат дис. на соиск. уч. ст. к. т. н. — Томск: Томский политехнический институт им. С. М. Кирова, 1970. — 18 с.
25. Головацкий В. А., Мелешин В. И. Релейный стабилизатор напряжения с выходной мощностью 1,5 Вт. — Электронная техника в автоматике. — 1971. Вып. 2. С. 152–155.
26. Judd F., Chen C. Analysis and optimal design of self-oscillating DC-to-DC converters. *IEEE Transactions on Circuit Theory*. 1971. Vol. CT-18. No 6. pp. 651–658.
27. Judd F., Chen C. On the performance and design of self-oscillating DC-to-DC converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*. 1972. Vol. IECI-19. No 3. pp. 89–97.
28. Judd F., Wilhart H. Self-oscillating regulated DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1972. Vol. IA-8. No 6. pp. 684–689.
29. Weischedel H. An application of frequency entrainment in a DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1972. Vol. IA-8. No 4. pp. 437–442.
30. Гвелесиани З. К. Полупроводниковые релейно-линейные стабилизаторы напряжения для микросистемных УВМ. Автореферат дис. на соиск. уч. ст. к. т. н. — Тбилиси: Грузинский политехнический институт им. В. И. Ленина, 1975. — 26 с.
31. А.с. 826311 СССР, G05F1/56. Ключевой стабилизатор постоянного напряжения / В. Г. Простаков, С. А. Эраносян; заявл. 06.08.79; опубл. 30.04.81; бюл. № 16.
32. M. Castilla, J. Guerrero, J. Miret et al. Simple low-cost hysteretic controller for single-phase synchronous buck converters. *IEEE Transactions on power electronics*. 2007. Vol. 22. No 4. pp. 1232–1241.
33. T. Nabeshima, T. Sato, K. Nishijima et al. Hysteretic PWM control method for all types of DC-to-DC converters. *NTELEC 07–29th International Telecommunications Energy Conference*. 2007. pp. 856–860.
34. P. Li, D. Bhatia, L. Xue. A 90-240 MHz hysteretic controlled DC-DC buck converter with digital PLL frequency locking. *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*. 2008. pp. 21–24.
35. C. Chuang, H. Chou, M. Chiu. A buck converter using accurate synthetic ripple hysteresis control scheme. *IEEE PEDS*. 2011. pp. 682–686.
36. K. Wu, S. Hung, S. Shieh et al. Current-mode adaptively hysteretic control for buck converters with fast transient response and improved output regulation. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*. 2014. pp. 950–953.
37. F. Santoro, R. Kuhn, N. Gibson et al. A hysteretic buck converter with 92.1% maximum efficiency designed for ultra-low power and fast wake-up SoC applications. *IEEE Journal of Solid-state Circuits*. 2018. Vol. 53. No 6. pp. 1856–1868.
38. J. Kashiwagi, A. Yamaguchi, Y. Moriyama et al. Hysteretic control embedded boost converter operating at 25-MHz switching. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. Vol. 66. 2019. pp. 101–105.

Кушнерев Николай Александрович, к. т. н., начальник лаборатории АО «Концерн «Вега»; тел.: +7(499)753-40-04 доб. 9305; e-mail: kushnerev@inbox.ru;

Родин Михаил Валерьевич, к. т. н., старший научный сотрудник – заведующий аспирантурой АО «Концерн «Вега», доцент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» МГТУ им. Н. Э. Баумана; тел.: +7(499)753-40-04 доб. 1217; e-mail: mvrodin@bmstu.ru.

В. И. Волков, В. В. Крючков

СИНТЕЗ ПАРАМЕТРОВ МНОГОУРОВНЕВЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ИНВЕРТОРОВ

V. I. Volkov,
V. V. Kryuchkov

Parameters Synthesis of Multilevel Output Voltages
of Offline Voltage Inverter

В статье рассмотрена возможность использования метода роя частиц для нахождения параметров (координат начал и концов уровней) многоуровневых напряжений, формируемых на выходе инвертора, позволяющего не только исключать низшие из высших гармонических составляющих, но и обеспечивать минимум коэффициента гармоник таких напряжений. Синтезированы и проанализированы напряжения, состоящие из семи и пятнадцати уровней, отобраны предпочтительные варианты, обеспечивающие минимальный коэффициент гармоник.

Ключевые слова: инвертор напряжения, многоуровневое напряжение, синтез, метод роя частиц, гармонический состав, коэффициент гармоник.

The article considers the possibility of particle swarm technique application to parameters defining (beginnings and ends of levels) of multilevel voltages being formed at the inverter output. The technique under consideration not only allows the low-order harmonics elimination, but ensuring minimum of total harmonic elimination of these multilevel voltages. The voltages consisting of seven and fifteen levels were being synthesized and analyzed. and preferable options, ensuring the lowest total harmonic distortion were selected.

Key words: voltage inverter, multilevel voltage, synthesis, particle swarm technique, harmonic content, total harmonic distortion.

Основная цель синтеза параметров выходного напряжения инвертора состоит в формировании такого многоимпульсного или многоуровневого напряжения, либо их комбинации (режим ШИМ по синусоидальному закону – ШИМ-СИН или кодовое широтно-импульсное регулирование – ШИР-КД, а также многоуровневое напряжение), в спектре которого отсутствуют низшие из высших гармонических составляющих. Таким образом, синтез сводится к определению координаты начал и концов импульсов или уровней (с случае режимов ШИМ или многоуровневого напряжения), либо координат центров импульсов для режима ШИР-КД [1–8].

Итак, речь идет об аппроксимации гармонического сигнала, например, синусоидального, ступенчатой (многоуровневой) функцией. Параметры этой функции, обеспечивающие наилучшее приближение могут быть рассчитаны хорошо известными методами. Для этого обычно используются ортогональные функции: вейвлеты Хаара [9], или функции Уолша [10], а также разложение по мультипликативно-ортогональному базису [11]. Во всех случаях временной интервал разбивается на отрезки равной ширины (длительности уровней) – в упомянутых случаях их количество равно 2^n , а амплитуда каждого уровня подбирается таким образом, чтобы расстояние между аппроксимируемой функцией и ступенчатой в гильбертовом пространстве L_2 было минимальным. Очевидно, что чем больше число ступеней, тем точнее приближение. Однако такой подход не оптимален, если число ступеней заранее ограничено и невелико, а интервал квантования сигнала по амплитуде (u), при этом, достаточно велик. В этом случае длительности уровней не задаются заранее, а подбираются так, чтобы результат приближения был наилучшим.

В настоящей статье амплитуды ступеней могут принимать значения, кратные u , т. е. равные $\pm ku$, $k = 0, 1, \dots, m$, а, в свою очередь, $m = 3$ или $m = 7$. При этом, длительность уровней подбирается таким образом, чтобы амплитуда основной (первой) гармоники в разложении ступенчатой функции в ряд Фурье значительно превосходила амплитуды низших из высших гармоник. Этого можно добиться минимизацией амплитуд высших гармоник относительно амплитуды основной гармоники или минимизацией коэффициента гармоник.

Задача формулируется следующим образом. Задача ступенчатая функция $F(x)$, нечетная на интервале $[0, 2\pi]$ и четная на интервалах $[0, \pi]$ и $[\pi, 2\pi]$. Длительность ступеней на интервале $[0, \pi/2]$ составляет $[0, \alpha_1), [\alpha_1, \alpha_2), \dots, [\alpha_{m-1}, \alpha_m), [\alpha_m, \pi/2)$, а амплитуды ступеней соответственно: $0, u, 2u \dots mu$. Разлагая эту функцию в ряд Фурье, получим:

$$F(x) = \sum_{i=0}^{\infty} b_{2i+1} \sin(2i+1)x, \quad (1)$$

где

$$b_{2i+1} = \frac{4u}{(2i+1)\pi} \sum_{k=1}^m \cos(2i+1)\alpha_k. \quad (2)$$

Оптимизация проводилась по параметрам $\alpha_1, \dots, \alpha_m$ с целью минимизации:

– амплитуд $|b_{2i+1}/u|$, где $i = 1, \dots, s$ и $s \leq m$. Амплитуда основной гармоники (b_1) изначально не задавалась, а вычислялась на основе найденных значений α_k , обеспечивающих минимум амплитуд 3, 5, ... s -ой гармоник. Целевая функция данной задачи T_s :

$$T_s(\alpha_1, \dots, \alpha_m) = \sqrt{\sum_{i=1}^s \left(\frac{\pi b_{2i+1}}{4u} \right)^2} \rightarrow 0, \quad (3)$$

при этом, $s \leq m$;

– коэффициента гармоник K_r (THD). При этом амплитуда основной гармоники также изначально не задавалась. Целевая функция этой задачи:

$$Q(\alpha_1, \dots, \alpha_m) = K_{r101} \rightarrow 0. \quad (4)$$

Для решения поставленных задач использовался метод глобальной оптимизации – “Рой частиц”. Координатами частиц являлись искомые величины $(\alpha_1, \dots, \alpha_m)$. В начальный момент времени координаты каждой частицы выбирались случайным образом в интервале $(0; 1,5]$. На каждом (k -ом) шаге итерационного процесса вычислялось смещение (скорость) $\overline{\Delta X}_k^i$ каждой (i -ой) частицы в рое по формуле:

$$\begin{aligned} \overline{\Delta X}_k^i = & \alpha \overline{\Delta X}_{k-1}^i + \beta y_k^i \circ (\overline{X}_k^g - \overline{X}_k^i) + \\ & + \gamma z_k^i \circ (\overline{X}_k^{ib} - \overline{X}_k^i) \end{aligned} \quad (5)$$

где α, β, γ – действительные числа – коэффициенты инерционности, социальности, когнитивности, соответственно;

\vec{y}, \vec{z} – m -мерные векторы псевдо случайных чисел из интервала $[0; 1]$, они рассчитывались для каждой частицы роя и обновлялись на каждой итерации;

$\overline{X}_k^i = (\alpha_1^i, \dots, \alpha_m^i)$ – вектор координат i -ой частицы на k -ой итерации;

\overline{X}_k^{ib} – лучшее положение i -ой частицы за все k итераций;

\overline{X}_k^g – координаты лучшей частицы в рое за все k итераций.

Под лучшим положением частицы подразумеваются ее координаты $(\alpha_1, \dots, \alpha_m)$, обеспечивающие минимальное значение целевой функции (3) или (4). Соответственно, лучшей частицей в рое признается та, координаты которой обеспечивают минимальное значение целевой функции по сравнению с координатами всех других частиц роя. Под произведением (\circ) двух векторов

$$\vec{d} = (\delta_1, \dots, \delta_m) \text{ и } \vec{e} = (\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_m)$$

понимается вектор $\vec{f} = \vec{d} \circ \vec{e}$, координаты которого $(\varphi_1, \dots, \varphi_m)$ равны: $\varphi_s = \delta_s \varepsilon_s$, где $s = 1, \dots, m$.

Положение i -й частицы на $(k + 1)$ -й итерации определяется как сумма координат этой частицы на k -й итерации и k -го смещения $\overline{\Delta X}_k^i$:

$$\overline{X}_{k+1}^i = \overline{X}_k^i + \overline{\Delta X}_k^i. \quad (6)$$

Отсюда понятны названия коэффициентов α, β, γ . Чем больше первый из них, тем более инерционна i -я частица, т. е. она склонна двигаться в том же на-

правлении, что и на предыдущей итерации, вторым определяется влияние на ее траекторию в m -мерном пространстве траекторий других частиц роя, а третьим характеризуется “понимание” частицы, какая точка на ее траектории была наилучшей. Значения этих коэффициентов задавались следующим образом: $\beta = \gamma = 1,5$, а α изменялся от 0,9 – на первых итерациях и постепенно снижался до 0,05.

Умножение на псевдослучайные \vec{y}, \vec{z} векторы препятствует провалу частицы в локальный минимум, т. е. рой частиц как-бы “встряхивается” после каждой итерации.

Нулевое смещение для каждой частицы принимается равным нулю, т. е. $\overline{\Delta X}_0^i = (0, \dots, 0)$.

Расчеты проводились при следующих параметрах роя частиц:

1. Количество частиц $n = 10$, количество итераций $I \leq 30$.
2. Количество частиц $n = 150$, количество итераций $I_1 = 8, I_2 = 4$.
3. Количество частиц $n = 500, 1000, 2000$, количество итераций $I_1 = 500, I_2 = 1000$.

Результаты расчетов для $m = 3$ показаны в табл.1, а для $m = 7$ – в табл. 2. Здесь $M = b_1/mu$, Δ – относительное отклонение от оптимального вектора, \overline{X}_i^g , вектора \overline{X}_k^g с округленными координатами (из k -й строки):

$$\Delta = \frac{|\overline{X}_i^g - \overline{X}_k^g|}{|\overline{X}_i^g|}.$$

Первый минимум целевой функции T_3 ($s = m = 3$, уравнение (3)), представленный в строке 2 (табл. 1), был получен при следующих параметрах: $n = 10, I = 30$. При рое, состоящем из 150 частиц, и 8 итерациях был найден второй минимум (табл. 1, строка 7), но значение T_3 в первом минимуме улучшено не было. Однако только рой из 2000 частиц при 1000 итерациях позволил получить улучшенные значения T_3 как для первого (строка 1), так и для второго минимума (строка № 6). Как видно из сравнения рассчитанных параметров, целевая функция, T_3 , имеет очень узкие минимумы. Так относительное смещение вектора координат от оптимального значения, соответствующего первому минимуму, на величину приблизительно 10^{-6} приводит к возрастанию T_3 в два раза (сравнение строк 1 и 2 в табл. 1).

В строках 3–5 приведены округленные значения α_i . Округление α_i до четвертого знака после запятой (строка № 3) увеличивает T_3 более, чем в 15 раз, а округление до второго знака после запятой (строка № 4) – более, чем в 1700 раз. При этом K_{r101} , а также M и b_1/u изменяются, по крайней мере, не быстрее Δ .

Все сказанное о первом минимуме справедливо и для второго, хотя целевая функция T_3 в окрестности второго минимума возрастает заметно медленнее, чем в окрестности первого (строки №№ 6–9).

Результаты округления α_i для второго минимума представлены в строках №№ 8 и 9. Сравнение данных

строк с четвертой и пятой, соответственно, говорит в пользу этого, второго, минимума, как в отношении T_3 , так и, особенно, в отношении K_{r101} .

В строке 10 показан результат определения второго минимума при рое из ста пятидесяти частиц и четырех итерациях. Сравнивая эту строку с 8 и 9 можно прийти к заключению о том, что для практических целей четырех итераций и ста пятидесяти частиц вполне достаточно, хотя полученное при этом значение T_3 почти в сто раз хуже оптимального (строка 6).

Далее, в качестве целевой выбиралась функции Q (уравнение (4)), т. е. собственно коэффициент гармоник (строка 11). Рой состоял из десяти частиц, при четырнадцати итерациях. Особенность этих вычислений заключается в том, что начальные координаты только двух частиц были заданы случайным образом. Координаты остальных восьми частиц были отображены по результатам предыдущего эксперимента (при минимизации T_3). Они должны были соответствовать двум критериям, а именно:

- заметное различие координат,
- $K_{r101} \leq 15\%$ для каждой из них.

Строки 12–14 – это постепенное огрубление вычисленных значений α_i . Результаты оптимизации по T_3 при достижении второго минимума и по Q оказались

весьма близки, особенно после округления (строки 8 и 13, 9 и 14), исключая собственно значения T_3 . Особенно наглядно в этом отношении сравнение строк 8 и 13: в то время, как K_{r101} в этих строках различаются менее, чем на один процентный пункт, значение T_3 в строке примерно в шестнадцать раз больше, чем в восьмой. Приняв во внимание выше сказанное, в строку 15 помещены расчеты при значениях α_i , промежуточных между этими значениями по строкам 9 и 14.

Формы напряжений для вариантов, обозначенных в табл. 1 как оптимальные (опт.) приведены на рис. 1. На рис. 2 приведена форма напряжения при округлении значений α_i до одного знака после пятой (строка 9 в табл. 1), что существенно облегчает задачу формирования многоуровневого напряжения при цифровом управлении инвертором с помощью микроконтроллера.

В этой задаче, когда в качестве целевой функция был принят коэффициент гармоник, увеличение числа итераций и частиц в рое не привело к улучшению результата оптимизации.

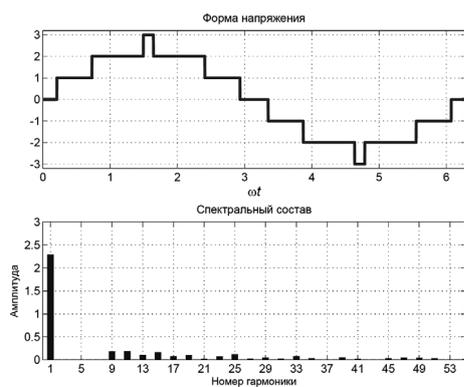
В табл. 2 представлены результаты расчетов для семи ступеней. При оптимизации по T_7 был найден только один минимум (строка 1). Но он гораздо шире

Таблица 1

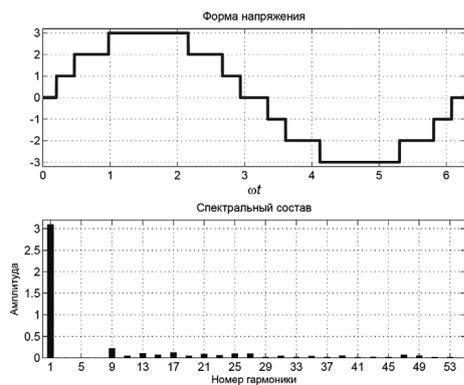
№	α_1	α_2	α_3	T_3	$Q K_r, \%$	Δ	M	b_1/u
1	0,20930	0,73178	1,49531	4,8E-06	17,94	Опт.	0,76	2,29
2	0,20296	0,731771	1,495304	9,4E-06	17,94	6,9E-06	0,76	2,29
3	0,2093	0,7318	1,4953	3,1E-05	17,94	1,3E-05	0,76	2,29
4	0,21	0,73	1,50	8,3E-03	17,81	3E-03	0,76	2,28
5	0,2	0,7	1,5	4,2E-02	17,61	2E-02	0,77	2,31
6	0,2036686	0,4701320	0,9783660	2,5E-05	12,03	Опт.	1,03	3,09
7	0,2036686	0,470114	0,978334	3,3E-05	12,03	4E-05	1,03	3,09
8	0,20	0,47	0,98	5,9E-03	11,99	4E-03	1,03	3,09
9	0,2	0,5	1	3,2E-02	12,06	3E-02	1,02	3,05
10	0,204628	0,468082	0,978819	2,3E-03	12,06	2E-03	1,03	3,09
11	0,1506267	0,4831798	0,8851315	0,11	11,02	Опт.	1,06	3,19
12	0,1506	0,4832	0,885	0,11	11,02	1E-04	1,06	3,19
13	0,15	0,48	0,89	0,10	11,02	6E-03	1,06	3,19
14	0,2	0,5	0,9	0,10	11,39	5E-02	1,05	3,16
15	0,2	0,5	0,95	5,5E-02	11,58	8E-02	1,04	3,11

Таблица 2

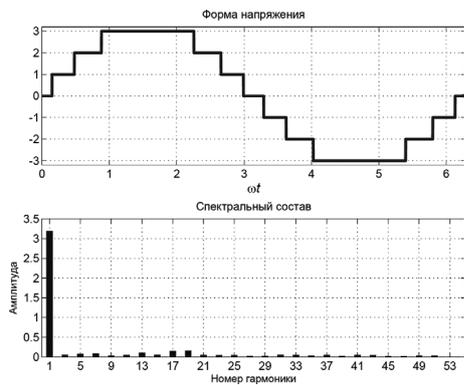
№	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	T_3	$Q K_r, \%$	Δ	M	b_1/u
1	0,001	0,288	0,376	0,614	0,793	1,092	1,535	9,1E-03	7,44	Опт.	0,89	6,25
2	0	0,29	0,38	0,61	0,79	1,09	1,54	2,3E-02	7,38	9E-03	0,89	6,24
3	0,08	0,29	0,38	0,61	0,79	1,09	1,54	7,9E-02	6,53	7,9E-02	0,89	6,24
4	0,07	0,25	0,42	0,60	0,81	1,11	1,54	4,7E-02	6,08	9,5E-02	0,89	6,20
5	0,08	0,19	0,37	0,51	0,68	0,89	1,16	8,3E-02	5,0	0,47	1,02	7,12
6	0,070	0,210	0,350	0,507	0,676	0,862	1,108	9,62E-02	4,797	Опт.	1,03	7,22
7	0,07	0,21	0,35	0,51	0,68	0,86	1,11	9,60E-02	4,802	6E-03	1,03	7,22
8	0,08	0,21	0,35	0,51	0,68	0,87	1,13	8,70E-02	4,797	2,6E-02	1,03	7,18
9	0,1	0,2	0,4	0,5	0,7	0,9	1,1	0,14	5,5	8E-02	1,02	7,15



а



б



в

Рис. 1. Форма и спектральный состав четырехуровневого напряжения с параметрами из табл. 1:

а – строка № 1, $K_T = 17,927\%$;

б – строка № 6, $K_T = 12,025\%$;

в – строка № 11, $K_T = 11,05\%$

по сравнению с аналогичными минимумами для трех ступеней (четыре уровня) – при значительном отклонении от оптимума (вплоть до $\Delta = 0,47$, строка 5) значение T_7 возрастает “не более”, чем в 10 раз (строки 2–5). В стр. 2 даны результаты округления оптимальных значений α_i (стр. 1) до второго знака после запятой, а в строках 3–5 – также округленные до второго знака α_i , при которых значения T_7 близки к оптимальному.

Строка 6 – это оптимизация по K_{T101} . В последующих строках таблицы 2 (строки 7–9) приведены

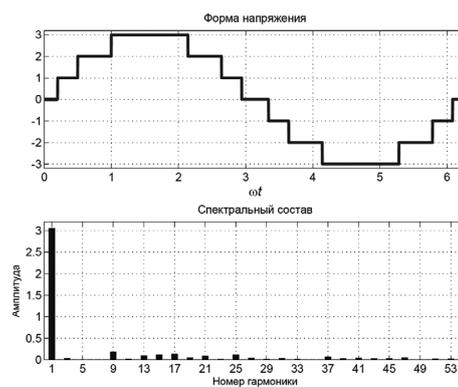


Рис. 2. Форма и спектральный состав четырехуровневого напряжения с параметрами из табл. 1: строка № 9, $K_T = 12,039\%$

результаты, полученные при последовательном округлении α_i из шестой строки вплоть до первого знака после запятой.

Как и в случае трех уровней все результаты первоначально были получены для роя, состоящего из 10 частиц, и 30 итераций. А затем проверены для 150 частиц при 8 и 4 итерациях и, наконец, для роя из 500, 1000 и 2000 частиц при 500 и 1000 итерациях. В отличие от трехуровневой функции здесь увеличение числа частиц в рое и числа итераций никаких новых результатов не дало.

Формы напряжений для вариантов, обозначенных в табл. 2 как оптимальные (опт.) приведены на рис. 2. На рис. 3 приведена форма напряжения при округлении значений α_i до одного знака после запятой (строка 9 в табл. 2).

Заключение

Сравнивая результаты оптимизации по T_s и Q следует обратить внимание на соответствующие значения M . Так использование в системе фильтра высоких частот наряду со ступенчатой функцией, оптимизированной по T_s , позволит сократить значение K_{T101} , сохранив при этом крайне низкими значения амплитуд старших гармоник. Однако амплитуда выходного сигнала, а, следовательно, и его энергия будут заметно меньше (особенно для $m = 3$), чем при оптимизации по Q .

Литература

1. Б. Бедфорд, Р. Хофт. Теория автономных инверторов, перевод с англ. под ред. И. В. Антика. – М.: Энергия, 1969. – 280 с.
2. H. S. Patel and R. G. Hoft, “Generalised harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part I – harmonic elimination”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 9, pp. 310-317, May/June 1973.
3. H. S. Patel and R. G. Hoft, “Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part II – voltage control technique”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 10, pp. 666-673, September/October 1974.
4. Г. М. Малышков. Анализ псевдосинусоидального выходного напряжения инверторов. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Под ред. Ю. И. Конева. Выпуск 7. – М.: Радио и связь, 1975, С. 81–84.

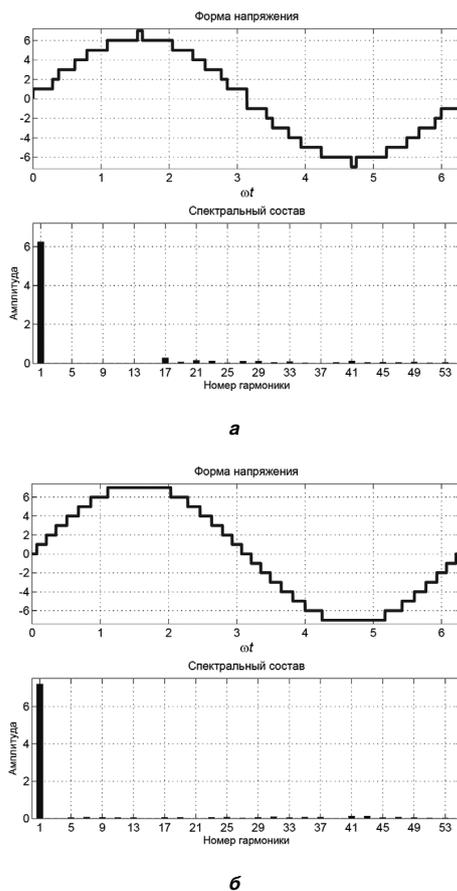


Рис. 3. Форма и спектральный состав пятнадцатиступенчатого напряжения с параметрами из табл. 2:
а – строка № 1, $K_T = 7,447\%$; б – строка № 2, $K_T = 4,796\%$

5. Krishnamurthy K. A., Manajani S. B., Revankar G. N. and Dubey G. K. Selective Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Pulsewidth Modulated Inverters. – International J. Electron, 1979, v. 6, N 3, p. 321–330.
6. Малышков Г. М. Способы аппроксимации синусоидального напряжения дискретными. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Под ред. Ю. И. Конева, Выпуск 16. – М.: Радио и связь, 1985, С. 116–126.

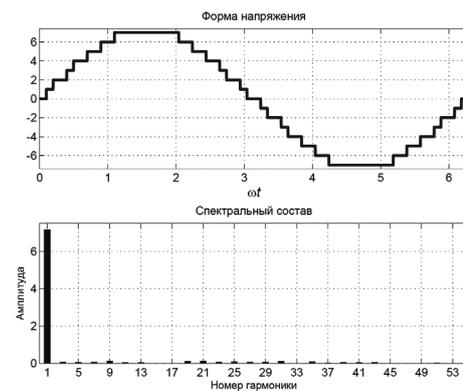


Рис. 4. Форма и спектральный состав пятнадцатиступенчатого напряжения с параметрами из табл. 2 (строка № 9), $K_T = 5,52\%$

7. Т. В. Анисимова, А. В. Бокунов, В. В. Крючков. Сравнительный анализ многоимпульсных выходных напряжений инверторов. – Практическая силовая электроника, 2012, № 2 (46), С. 28–36.
8. Волков В. И., Крючков В. В. Способ синтеза многоуровневых напряжений, аппроксимирующих синусоидальное. – Практическая силовая электроника, 2017, № 1 (65), С. 19–24.
9. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Синтез параметров ступенчатых напряжений с использованием вейвлетных преобразований. – Практическая силовая электроника, 2012, № 48, С. 18 – 25.
10. В. И. Волков, В. В. Крючков. Синтез параметров многоуровневого выходного напряжения инвертора на основе функций Уолша. – Практическая силовая электроника, 2019, № 3 (75), С. 34–40.
11. В. И. Волков, В. В. Крючков. Разложение синусоидальной функции в ряд по мультипликативно-ортогональному базису. – Практическая силовая электроника, 2020, № 2 (78), С. 26–32.

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

С. Г. Герман-Галкин, Б. С. Сергеев

МНОВОВАРИАНТНЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С БЕСКОНТАКТНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА В СРЕДЕ SimInTech

S. G. German-Galkin,
B. S. Sergeev

“Среда динамического моделирования технических систем SimInTech”, разработанная коллективом ученых Московского государственного технического университета (МГТУ) им. Н. Э. Баумана и ООО “ЗВ Сервис”, использована в данной статье для многовариантного анализа электропривода, построенного на базе бесконтактного двигателя постоянного тока (БДПТ). Для каждого варианта математического описания БДПТ разработаны и приведены модели в среде SimInTech, а также результаты модельного исследования. Результаты моделирования доказали адекватность различных методов математического описания БДПТ. При этом показано, что упрощенные методы математического описания позволяют аналитически рассчитать основные характеристики и оценить особенности системы. Методика и результаты исследования в статье преследует в основном образовательные цели и может быть использована в студенческих магистерских курсах и при дипломном проектировании.

Ключевые слова: среда SimInTech, бесконтактный двигатель постоянного тока, многовариантный анализ, моделирование.

Multiple-path analysis of Electric Drive with Brushless DC Motor in SimInTech Environment

“The SimInTech environment for dynamic modeling of technical systems” was developed by a team of scientists from Moscow State Technical University (MSTU) named after N. E. Bauman in cooperation with the LLC “ЗВ Service”. The SimInTech is employed in this article for multiple-variant analysis of the electric drive based on brushless direct current (BLDC) motor. Models were developed and presented in the SimInTech environment for each option of the BLDC motor mathematical descriptions, the results of simulation analysis are presented as well. Simulation results proved the adequacy of various techniques of the BLDC motor mathematical description. It is demonstrated herewith that simplified methods of mathematical description allow calculate analytically the basic characteristics and evaluate the system specifics. The studies technique and their results pursue mainly the educational objectives and may be employed in the students' masters courses and graduate work preparation.

Key words: SimInTech environment, brushless direct current motor, multivariate analysis, modeling.

Из широкого спектра вопросов, подлежащих освоению при изучении электротехнических дисциплин и проектировании мехатронных устройств особое место занимают вопросы создания математических моделей, реализуемых с помощью современных компьютерных прикладных программ. К числу таких программ относятся высоко эффективные как зарубежные (*Matlab-Simulink*, *Scilab*, *MATRIX*, *VisSim*, *LabVIEW* и др.), так и отечественные (МИК, ПА 9, *CLASSIC*, *MBTU*, *SimInTech* и др.) В силу сложившихся обстоятельств, в отечественной высшей школе и промышленности в настоящее время, доминируют преимущественно зарубежные программы. Они успешно используются многими российскими вузами в учебном процессе и активно продвигаются на отечественный рынок программных средств для высокотехнологичных предприятий. [6, 9, 10, 11].

Применение зарубежных программных средств, при наличии отечественных альтернативных программ, противоречит тенденции импортозамещения в области информационных технологий в части программного обеспечения (ПО). Тем не менее, следует отметить, что ряд ведущих отечественных университетов, можно сказать, предвосхитили возникшую в настоящее время проблему импортозамещения в области ПО. Ими к концу прошлого века были созданы программы визуального программирования с русскоязычной справочной системой и удобным

для отечественных пользователей интерфейсом, не уступающие по своим функциональным возможностям и характеристикам зарубежным аналогам. К числу таких разработок относится программное обеспечение “Среда динамического моделирования технических систем *SimInTech*”, разработанное коллективом ученых Московского государственного технического университета (МГТУ) им. Н. Э. Баумана и ООО “ЗВ Сервис” (www.3v-services.com). По своей идеологии построения и основной сущности среда *SimInTech* является программным средством, создание которого и его широкое внедрение в отечественную высшую школу и научно-техническую сферу под названием программный комплекс “Моделирование в технических устройствах” (ПК MBTU) было начато в начале 90-х годов прошлого столетия. Название SimInTech является сокращением от перевода на английский язык оригинального названия ПК MBTU (Моделирование В Технических Устройствах, *Simulation In Technic*).

Будучи альтернативой зарубежным аналогам, ПО *SimInTech* позволяет рассчитывать, моделировать, исследовать и синтезировать различные технические устройства (механические, гидравлические, теплотехнические, электротехнические и др. в том числе средства и системы автоматизации). Вся необходимая сопроводительная документация, методическое обеспечение и исчерпывающая справочная контекстная

система *SimInTech* выполнена на русском языке, что для многих российских пользователей снимает языковой барьер, который имеет место при освоении и использовании таких программ как *Matlab-Simulink* и др. с англоязычным методическим и справочным сопровождением.

Модель бесконтактного двигателя постоянного тока в фазовых координатах

Вентильный двигатель с сосредоточенной обмоткой на статоре в отечественной литературе назван бесконтактным двигателем постоянного тока (БДПТ), в англоязычной версии его обозначают как *Brushless Direct Current (BLDC)*.

При наличии сосредоточенных обмоток магнитное поле в рабочем зазоре двигателя распределено по трапецеидальному закону, что требует формирования прямоугольных токов в фазных обмотках двигателя длительностью в 120 эл. град. [1, 2, 4, 5]. Формирование прямоугольной формы токов в обмотках в свою очередь требует применения замкнутых токовых контуров. Таким образом, особенность конструкции обмотки двигателя вызывает специальные требования к построению, управлению и анализу вентильного электропривода (ВЭП).

Математическое описание БДПТ в фазовых координатах может быть представлено в виде [7, 16]:

$$u_k = r_k i_k(\theta_m) + L_k \cdot \frac{di_k(\theta_m)}{dt} + \psi_{0k}(\theta_m) \cdot \omega,$$

$$M_k = \psi_{0k}(\theta_m) \cdot i_k(\theta_m), M = p \sum_1^m M_k, \quad (1)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(M - M_H), \quad \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m, \quad \omega = p\omega_m,$$

где $u_k, i_k(\theta), \Psi_{0k}(\theta); M_k$ – мгновенные напряжение, ток, потокосцепление и электромагнитный момент k -ой фазы; r_k, L_k – сопротивление и индуктивность k -ой фазы; ω, ω_m – угловая частота напряжения (тока) в фазе и угловая скорость вращения вала двигателя; M, M_H – суммарный электромагнитный момент и момент нагрузки на валу двигателя; J, p – момент инерции на валу двигателя и число пар полюсов.

БДПТ представляет собой систему с дискретно изменяющейся структурой, что приводит к необходимости решения системы уравнений (1) на интервалах, где структура системы остается постоянной, с последующим “сшиванием” решений.

Приблизительные решения могут быть получены на основании различных упрощений, основные из которых следующие:

- описание БДПТ при представлении потокосцеплений и токов их основными (первыми) гармониками,
- описание БДПТ эквивалентным двигателем постоянного тока.

На рис.1 приведена модель электропривода с БДПТ, построенная в среде *SimInTech* по системе уравнений (1). Модель содержит:

- 1) датчик положения ротора (ДПР) с формирователем единичных трапецеидальных и прямоугольных функций для управления потокосцеплением и током в каждой фазе БДПТ (блок формирования фазных потокосцеплений и токов),
- 2) ограничители и релейные регуляторы токов в фазах двигателя,
- 3) блок вычисления электромагнитного момента, моделирующий электромагнитные процессы в БДПТ,
- 4) блоки, моделирующие электромеханические процессы в двигателе.

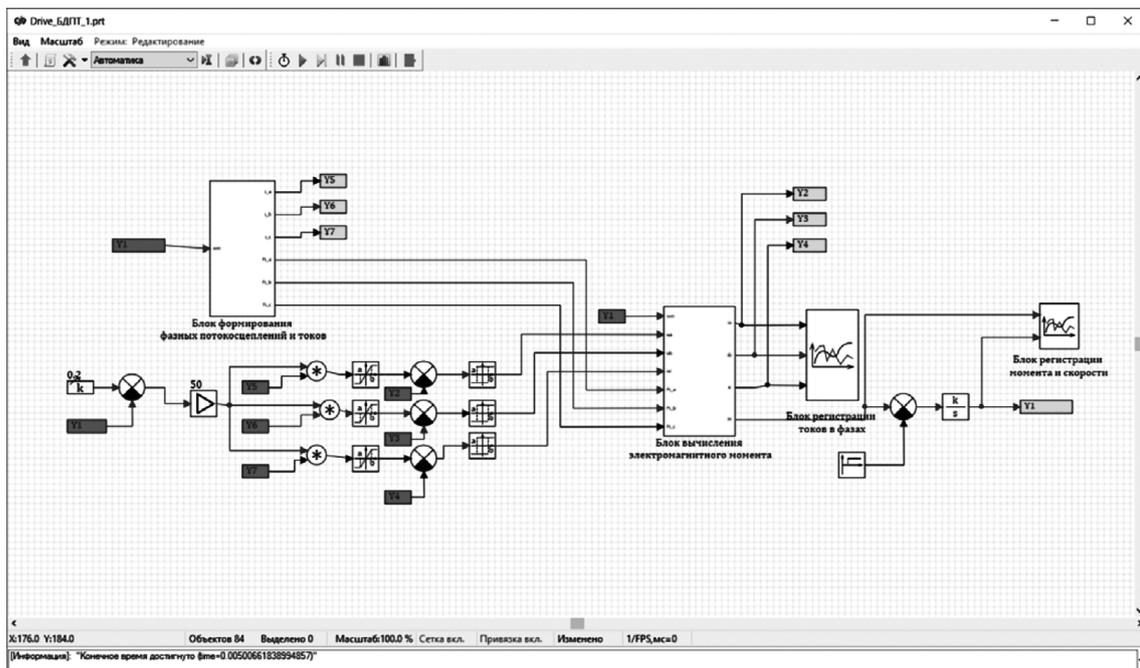


Рис. 1. Модель электропривода с БДПТ в фазовых координатах

Модель ДПР с формирователем единичных трапецеидальных (для потокосцеплений) и прямоугольных (для токов) функций приведена на рис. 2.

Выходные сигналы блока в установившемся режиме для фазы *A* показаны на рис. 3.

Выходные трапецеидальные единичные функции на выходных портах *Fi_a*, *Fi_b*, *Fi_c* в блоке вычисления электромагнитного момента, представляющим модель электромагнитной части БДПТ, умножаются на заданное значение потокосцепления Ψ_{0k} .

Выходные прямоугольные единичные функции на выходных портах *Y5*, *Y6*, *Y7*, будучи умноженные на сигнал с выхода регулятора скорости (рис. 1) являются задающими сигналами на формирование напряжений токов в фазах двигателя. Эти сигналы, поступают на ограничители токов в фазах, выходные сигналы которых

сравниваются с реальными токами на входах релейных регуляторов с гистерезисом, что обеспечивает скользящий режим по току в фазах двигателя (так называемый “токовый коридор”).

В блоке вычисления электромагнитного момента, модель которого приведена на рис. 4, реализуются три первых уравнения системы (1). Предпоследнее уравнение системы (1), описывающее электромеханическую часть БДПТ, реализовано в интеграторе, в котором $k = 1/J$.

На осциллограммах, приведенных на рис. 5, рис. 6, представлены переходные процессы по скорости, моменту и токам в фазах БДПТ при пуске электропривода с выходом на насыщение (“в большом”), поддержание скорости в режиме холостого хода и с последующим набросом момента нагрузки. Переходные процессы

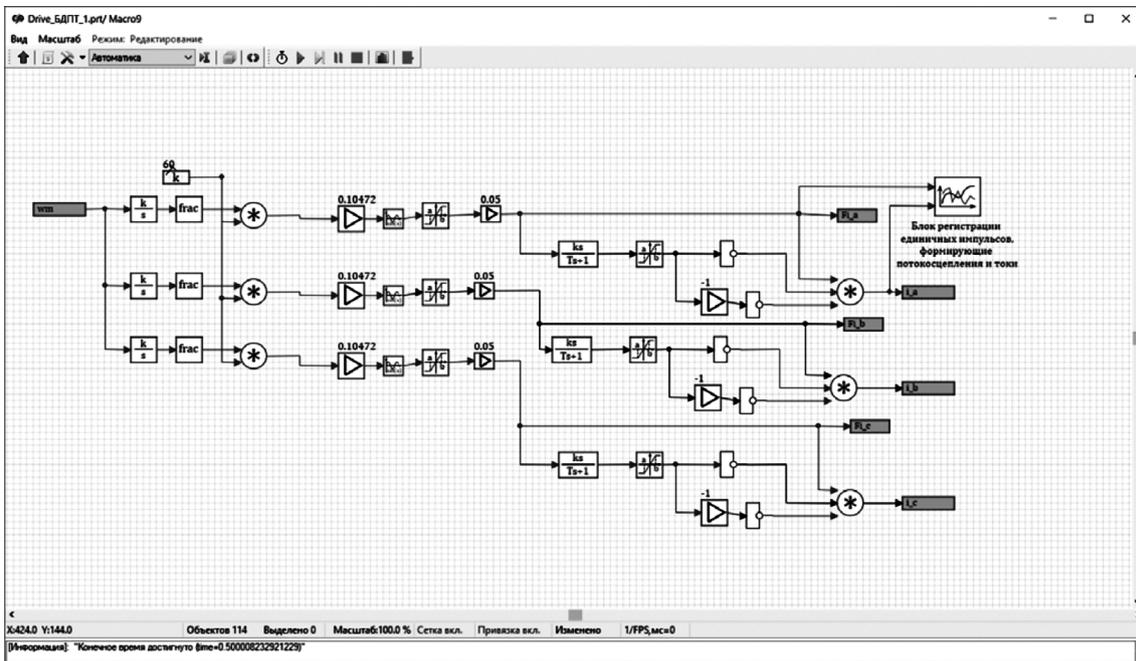


Рис. 2. Модель ДПР и формирования фазных потокосцеплений и токов

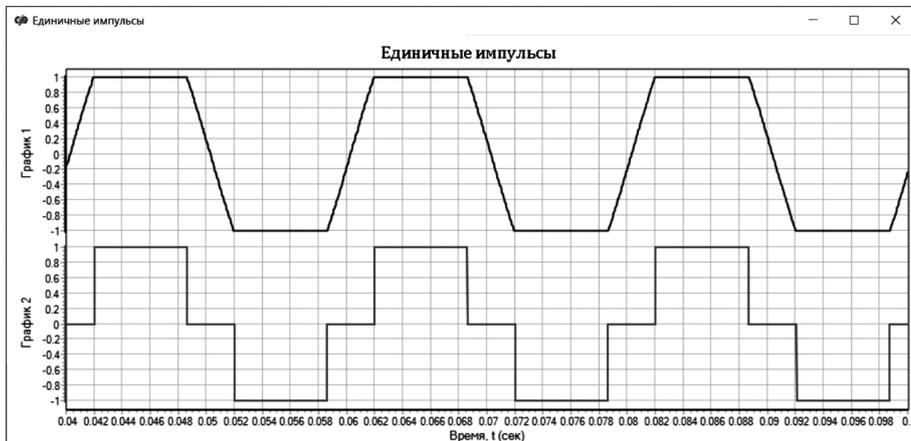


Рис. 3. Единичные трапецеидальные (для формирования потокосцепления) и прямоугольные (для формирования тока) функции

по скорости и моменту электропривода в линейной зоне (“в малом”) показаны на рис. 7. Результаты электромагнитных и электромеханических процессов,

полученные при описании БДПТ в фазовых координатах, могут быть приняты за эталон при сравнении упрощенных моделей.

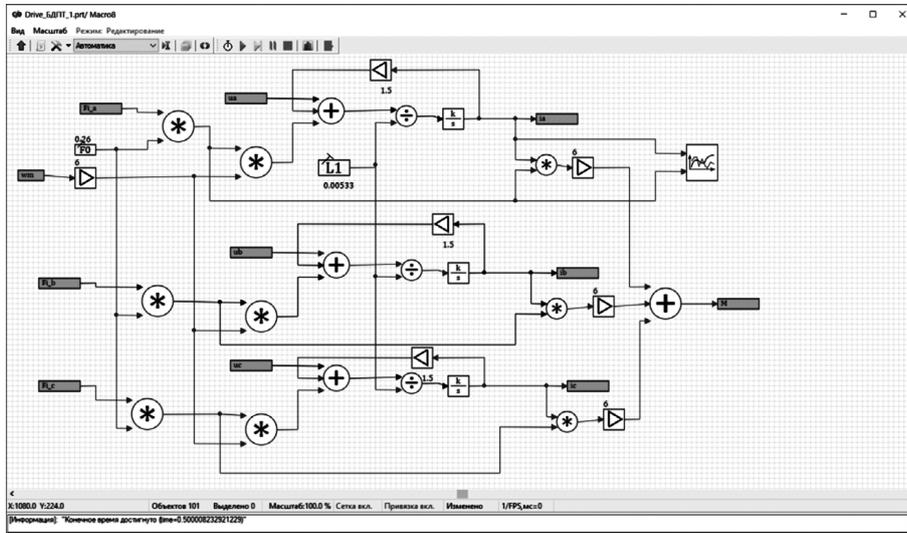


Рис. 4. Модель блока вычисления электромагнитного момента

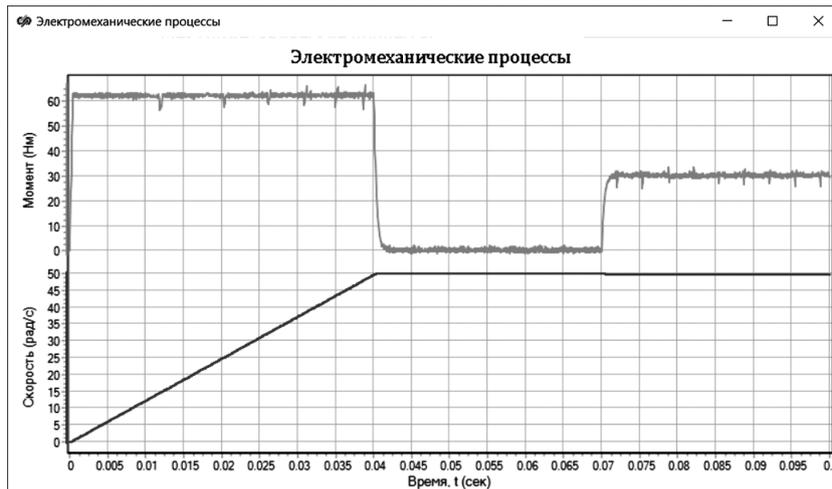


Рис. 5. Переходные процессы по моменту и скорости ВЭП с выходом на режим насыщения (“в большом”)

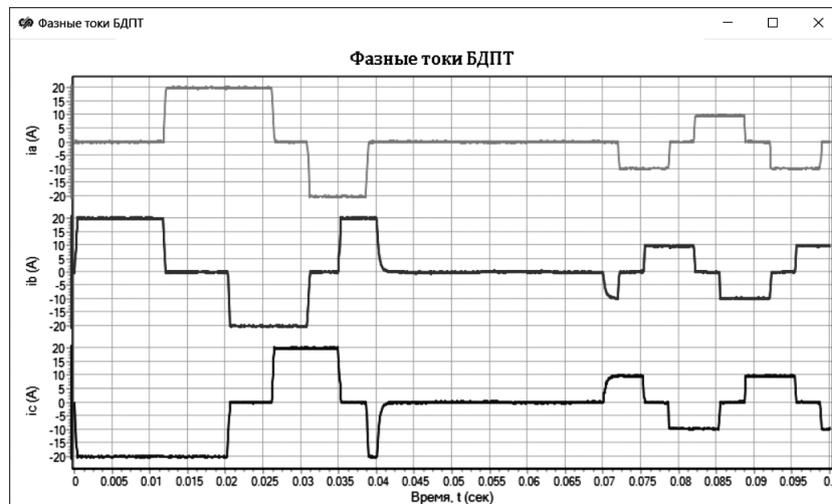


Рис. 6. Переходные процессы по токам ВЭП с выходом на режим насыщения (“в большом”)

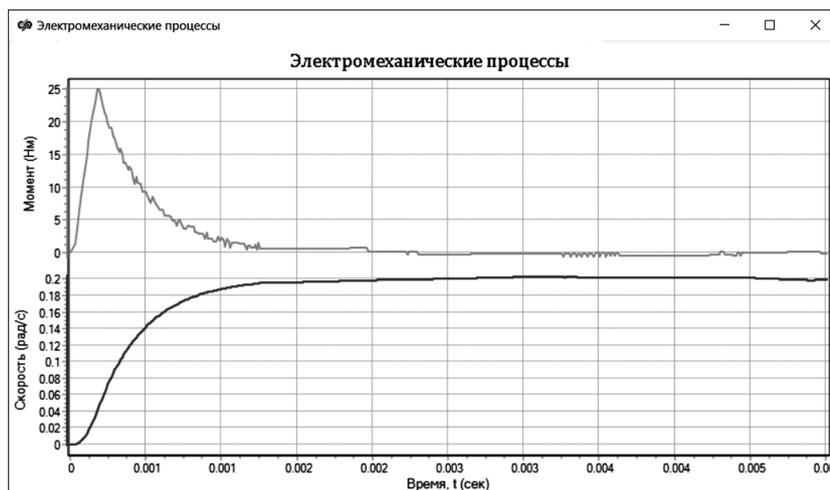


Рис. 7. Переходные процессы по скорости и моменту электропривода в линейной зоне (“в малом”)

Модель бесконтактного двигателя постоянного тока при представлении потокосцеплений и токов их основными гармониками

При разложении трапецеидальных (потокосцепления) и прямоугольных (токи) импульсов в ряд Фурье переменные состояния двигателя становятся синусоидальными функциями времени. В этом случае, при учете только основной гармоники в разложении, математическое описание БДПТ осуществляется также, как для вентильного двигателя во вращающейся системе координат [7]:

$$\begin{aligned}
 0 &= R_1 I_d + L_1 \frac{dI_d}{dt} - \omega L_1 I_q, \\
 U_1 &= R_1 I_q L_1 \frac{dI_q}{dt} - \omega L_1 I_d + k_{av} \Psi_0 \omega, \\
 M &= \frac{pm}{2} k_{av} \Psi_0 k_{ai} I_q, \\
 \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{1}{J} (M - M_H), \\
 \frac{d\theta_m}{dt} &= \omega_m, \quad \omega = p\omega_m,
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

где U_1, I_d, I_q, Ψ_0 – фазные амплитудные значения переменных состояний; R_1, L_1 – сопротивление и индуктивность фазы статора, m – число фаз; $k_{ai} = 1,11, k_{av} = 1,22$ – коэффициенты амплитуды тока и потокосцепления. Модель вентильного электропривода при представлении потокосцепления и тока БДПТ основной гармоникой, составленной по системе уравнений (2) с аналогичными предыдущему регуляторами тока и скорости, приведена на рис. 8. Результаты моделирования переходного процесса по моменту и скорости “в большом” и “малом” представлены на рис. 9, рис. 10. Сравнивая представленные результаты с ранее полученными можно подтвердить возможность приведенного математического представления БДПТ.

Математическое описание БДПТ уравнениями (2) имеет то преимущество, что позволяет найти в явном

виде передаточную функцию двигателя по управлению и выявить некоторые качественные свойства динамики двигателя. Передаточная функция двигателя запишется в виде

$$W(s) = \frac{\omega_m(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{k_{av} \Psi_0 (a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0)}, \tag{3}$$

в которой коэффициенты определяются из ниже приведенных выражений:

$$\begin{aligned}
 a_3 &= \frac{J \cdot L_1^2}{1,5 p^2 k_{av}^2 \Psi_0^2 R_1}, \\
 a_2 &= \frac{2J \cdot L_1}{1,5 p^2 k_{av}^2 \Psi_0^2}, \\
 a_1 &= \frac{2J \cdot L_1}{1,5 p^2 k_{av}^2 \Psi_0^2} + \frac{J \cdot (\omega L_1)^2}{1,5 p^2 k_{av}^2 \Psi_0^2 R_1} + \frac{L_1}{R_1}, \\
 a_0 &= 1.
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

Уравнения (3), (4) определяют влияние переменных состояния двигателя на его динамические свойства. Это влияние объясняется зависимостью коэффициента a_1 при первой производной от скорости. Производная от скорости, как это видно из уравнений (2), пропорциональна моменту, что свидетельствует о влиянии момента на динамические характеристики двигателя. Еще одним преимуществом математического описания БДПТ (2) является то обстоятельство, что оно позволяет получить замкнутые уравнения для расчета электромагнитных и механических характеристик двигателя в установившемся режиме.

Модель бесконтактного двигателя постоянного тока с заменой эквивалентным ДПТ

При представлении БДПТ эквивалентным двигателем постоянного тока (ДПТ) математическое описание последнего имеет вид:

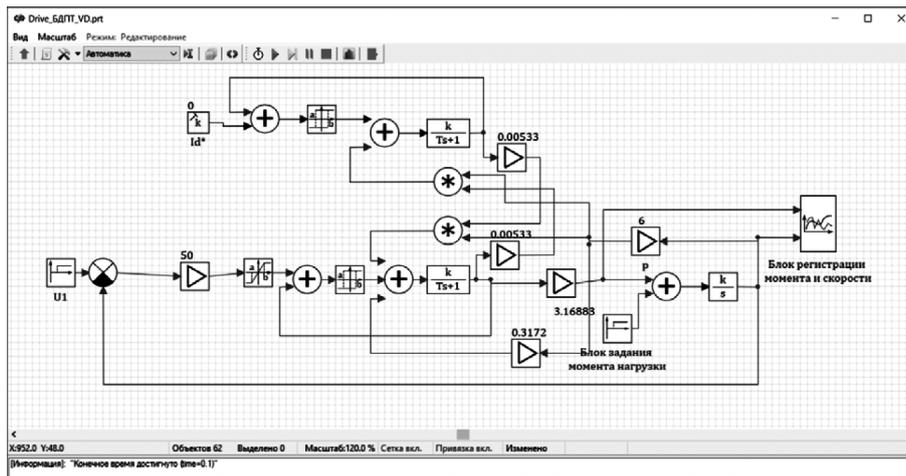


Рис. 8. Модель вентиляльного электропривода при представлении потокосцепления и тока БДПТ основной гармоникой

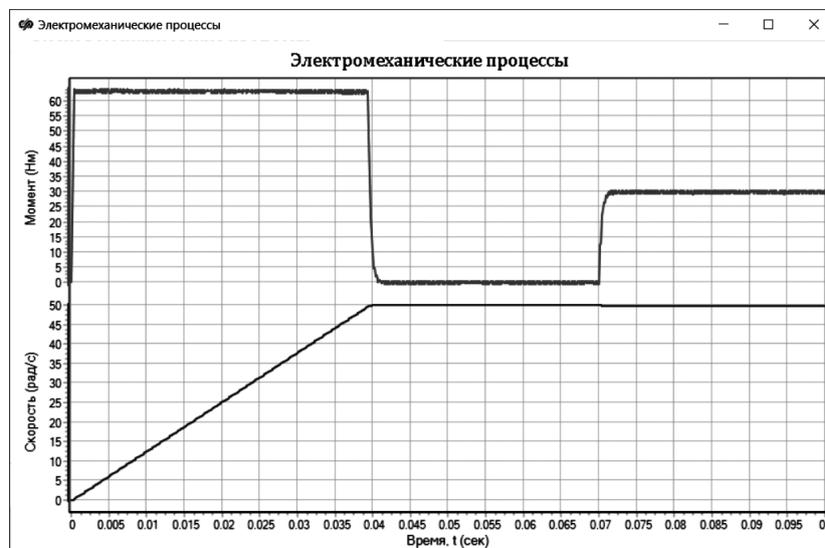


Рис. 9. Переходные процессы в электроприводе с БДПТ “в большом” при представлении потокосцепления и тока БДПТ основной гармоникой

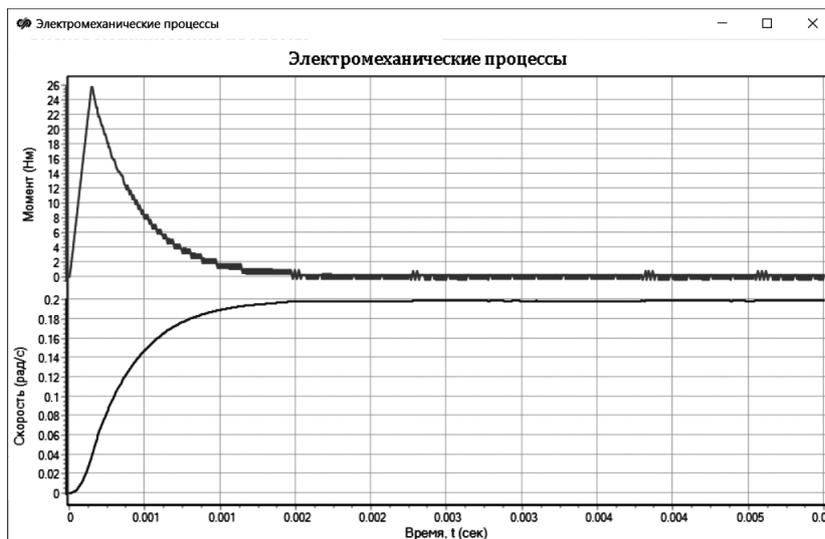


Рис. 10. Переходные процессы в электроприводе с БДПТ “в малом” при представлении потокосцепления и тока БДПТ основной гармоникой

$$\begin{aligned}
 u_{\text{я}} &= L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + R_{\text{я}} i_{\text{я}} + e_{\text{я}}, \\
 J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_{\text{H}}, \\
 e_{\text{я}} &= p \Psi_0 \omega_m = k_E \omega_m, \\
 M &= i_{\text{я}} p \Psi_0 = i_{\text{я}} k_M.
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Структурная схема ДПТ, построенная по уравнениям (5), хорошо известна [11, 14, 15].

Параметры этой структурной определяются уравнениями:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{я}} &= R_1; \quad L_{\text{я}} = L_1; \\
 k_E &= p k_{\text{ав}} \Psi_0; \\
 k_M &= 1,5 k_{\text{ав}} k_{\text{аи}} \Psi_0.
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

Модель электропривода с эквивалентным ДПТ, построенная по уравнениям (5), (6), приведена на рис. 11. Аналогичные предыдущим примерам,

переходные процессы в электроприводе показаны на рис. 12 и рис. 13.

Математическое представление БДПТ эквивалентным ДПТ в уравнении (5) позволяет получить замкнутые выражения для передаточной функции и электромеханических характеристик двигателя в установившемся режиме.

Заключение

Многовариантное моделирование вентильного электропривода показало достаточную адекватность всех рассмотренных вариантов представления БДПТ. При представлении потокосцепления и тока БДПТ основной гармоникой, а также при замене эквивалентным двигателем постоянного тока удастся получить замкнутые выражения для переходных и установившихся процессов в БДПТ и на этой базе исследовать электромеханические процессы и осуществить предварительный структурный и параметрический синтез электропривода.

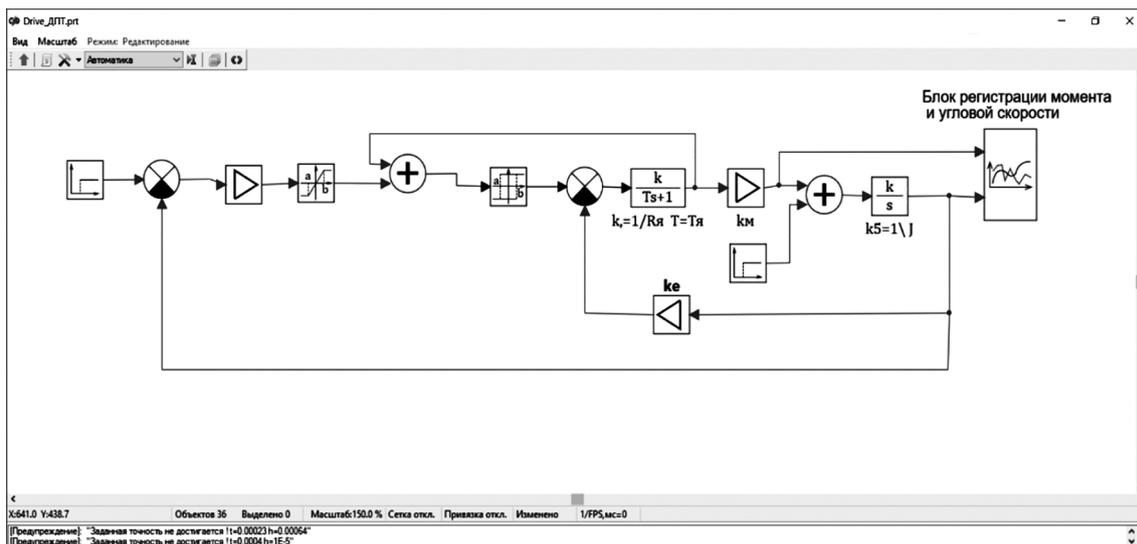


Рис. 11. Модель электропривода с эквивалентным ДПТ

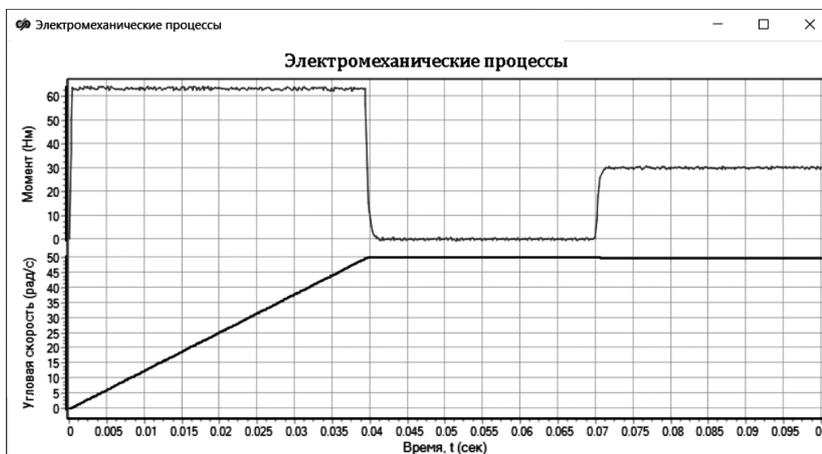


Рис. 11. Модель электропривода с эквивалентным ДПТ

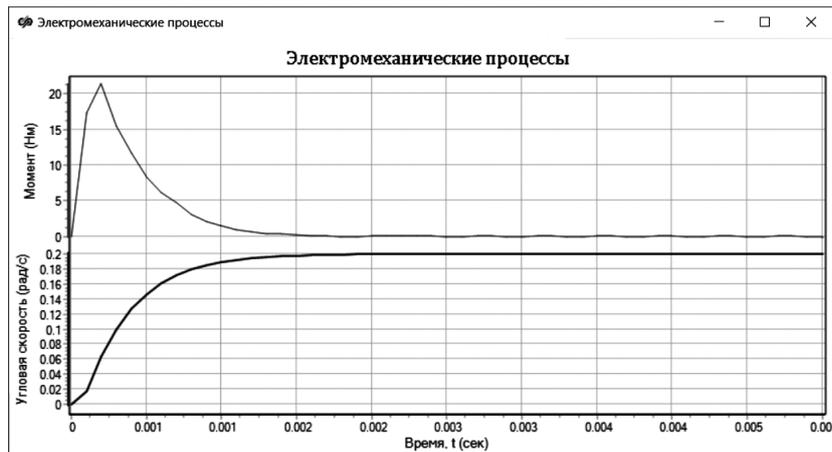


Рис. 13. Переходные процессы в электроприводе с МДПТ “в малом”

Литература

1. Аракелян А. К., Афанасьев А. А. Вентильные электрические машины в системах регулируемых электроприводов. – М.: Высш. школа, 2006. – 546 с.: ил.
2. Балковой А. П., Цацекин В. К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями. – Москва. Издательский дом МЭИ, 2010 – 320 с.: ил.
3. Баранов М. В., Корчагин О. А. Высокомомментный мехатронный модуль привода телескопа. – Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. “Машиностроение”, 2012, С. 14–23.
4. Бельский Ю. М., Микеров А. Г. Выбор и программирование параметров бесконтактного моментного привода. – Л.: ЛДНТП, 1990 – 24 с.: ил.
5. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Приводы с частотно-токовым управлением. – М.: Энергия, 1974. – 168 с.:ил.
6. Ф. И. Баум, О. С. Козлов, И. А. Паршиков, В. Н. Петухов, К. А. Тимофеев, А. М. Щекатуров. Программное обеспечение SimInTech для программирования приборов систем управления. – Атомная энергия. 2012, Том 113, вып. 6. С. 354–357.
7. Герман-Галкин С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.
8. Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА МАТЛАВ. Моделирование полупроводникового электропривода в среде Matlab – Simulink. Урок 10. Многовариантный анализ вентильного электропривода с бесконтактным двигателем постоянного тока. – Силовая электроника, 2017, № 4, С. 30–37.
9. Паршиков И. А., В. Н. Петухов, К. А. Тимофеев, А. М. Щекатуров. Моделирование энергоблока с реакторной установкой с жидкометаллическим теплоносителем в программном комплексе SimInTech. – Университетский научный журнал. 2013. № 5. С. 144–156.
10. Щекатуров А. М., К.А. Тимофеев, О. С. Козлов. Методика разработки функционального программного обеспечения АСУ ТП ЯЭУ с применением модельно-ориентированного подхода в SimInTech. – Университетский научный журнал. 2015. № 15. С. 80–87.
11. Карташов Б. А., Е. А. Шабаев, О. С. Козлов, А. М. Щекатуров. Среда динамического моделирования технических систем SimInTech. Практикум по моделированию систем автоматического регулирования. – СПб.: Лань, 2017. – 420 с.
12. Л. Д. Певзнер, Садовников М. А., Томасов В. С., Толмачев В. А. Практикум по теории автоматического управления. – М.: Высшая школа, 2006. – 590 с.
13. Садовников М. А. Прецизионный электропривод для оптических комплексов контроля космического пространства. – Изв. Вузов. Приборостроение. 2011. № 6 (54). С. 81–86.
14. О. В. Слежановский, Л. Х. Дацковский, И. С. Кузнецов, Е. Д. Лебедев, Л. М. Тарасенко. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями. – Москва, Энергоатомиздат, 1983.
15. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным управлением. – М.: Издательский центр “Академия”. 2006. –272с.: ил.
16. Овчинников И. Е., Лебедев Н. И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. – Л.: Наука, 1979.
17. М. В. Баранов и др. Электрические следящие приводы с моментным управлением исполнительными двигателями: Монография. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2006. – 240 с.
18. Afonin A. A., Kramarz W., Cierzniewski P. Elektromechaniczne przetworniki energii z komutacja elektroniczna. Szczecin Wydawnictwo Politechniki Szczecinskiej 2000, 241.
19. Hull J. R., Turner L. R. Magnetomechanics of Internal-Dipole, Halbach-Array Motor/Generators. IEEE Trans. Magn., 36 (2000), n. 4, 2004-2011.

Герман-Галкин Сергей Германович, д. т. н., профессор, Морская академия, Институт судовой автоматики и электротехники, Щецин, Польша, тел.: (1048) 91 487 87 82, e-mail: ggsg@yandex.ru;

Сергеев Борис Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры “Электрические машины” Уральского государственного университета путей сообщения (УрГУПС), тел.: (343) 370-32-27, +7 (912) 207-52-10, e-mail: sergeew@uralmail.com.

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

СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ НИЗКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ТРАЕКТОРИЙ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

E. V. Mashukov, D. A. Shevtsov,
G. M. Uliashenko

Circuits for Low-Energy Switching Trajectories Forming
of Power Transistors

В статье сформулированы принципы построения реактивных формирователей низкоэнергетических траекторий переключения силовых МДП и IGBT транзисторов. Приведены результаты компьютерного моделирования пассивных и активных формирователей траекторий, дано представление об их энергетической эффективности. Определены области наиболее рационального использования формирователей траекторий как в одноключевых конверторах напряжения, так и в высоковольтных мостовых схемах регуляторов напряжения.

The article enunciates the principles of reactive low-energy trajectory shaping units developing for power MOSFETs and IGBTs switching. The results of passive and active trajectory shaping units simulation are presented, and the idea of their energy efficiency is given. The areas of the most rational application of trajectory shapers for both single-switch converters and full-bridge circuits of voltage regulators.

Ключевые слова: силовые транзисторные ключи, уменьшение динамических потерь, динамические свойства транзисторных ключей, формирователи траекторий.

Key words: power transistor switches, dynamic losses reduction, dynamic properties of transistor switches, trajectories shaping units.

Основные принципы действия формирователей траекторий

Назначение этих схем – изменение характера процессов переключения таким образом, чтобы нарастание и спад тока через силовые транзисторные ключи (СТК) происходили при напряжении на СТК, близком к нулю. Изменение характера процессов переключения достигается с помощью дополнительных реактивных элементов в выходных цепях СТК. Схемы с реактивными элементами называются формирователями траекторий (ФТ), а в зарубежной литературе им присвоено наименование “snubber”, что можно перевести как “демпфер”. Техническая литература по ФТ достаточно обширна [1–14].

Рассмотрим ряд основных положений, относящихся к данному вопросу.

1. Для уменьшения потерь при включении СТК в выходную цепь ключа вводится ненасыщающийся дроссель $L_{ФТ}$. При включении СТК на дросселе возникает ЭДС самоиндукции $e_L = -L_{ФТ} \cdot di_{КЛ}/dt$, которая будет уменьшать напряжение на транзисторе:

$$u_{КЛ} = E_{П} - e_L.$$

Приравняв e_L напряжению питания, можно уменьшить $u_{КЛ}$ практически до нуля и тем самым исключить потери при включении. Необходимая индуктивность дросселя составит при этом:

$$L_{ФТ} > E_{П} \cdot T_{нар. I} / I_{КЛ. max},$$

где $T_{нар. I}$ – время нарастания тока до $I_{КЛ. max}$ в исходной схеме без дросселя.

Данная формула, приводимая во многих технических публикациях по ФТ, дает лишь весьма приближенное представление о необходимой индуктивности дросселя (с занижением требуемой величины $L_{ФТ}$), поскольку при

малом напряжении на СТК рабочая точка биполярного транзистора на его ВАХ пройдет через область квазинасыщения, из-за чего скорость накопления заряда в транзисторе заметно уменьшится. В схемах с МДП транзисторами частотные свойства транзисторов при введении ФТ также ухудшатся из-за увеличения межэлектродных емкостей при малых напряжениях на стоке.

2. Для уменьшения потерь при отключении параллельно транзистору можно включить конденсатор, уменьшающий скорость нарастания напряжения на его выходном электроде. Чем меньше $du_{КЛ}/dt$, тем слабее эффект Миллера и слабее ООС на этапе отключения. Поэтому ток эквивалентного генератора начнет уменьшаться раньше, чем в исходной схеме, т. е. при меньшем напряжении на ключе, что и снизит потери при отключении. Минимально необходимое значение емкости конденсатора составляет:

$$C_{ФТ. min} = I_{Н.откл} \cdot T_{сп. I} / (2E_{П}),$$

где $T_{сп. I}$ – время спада тока в исходной схеме. При $C_{ФТ} = C_{ФТ. min}$ динамические потери уменьшаются в шесть раз, а время заряда конденсатора равно времени спада тока. Однако данная формула, как и предыдущая, занижает требуемое значение емкости ФТ из-за ухудшения частотных свойств биполярных и МДП транзисторов при малых напряжениях на выходных электродах.

Параметры реактивных элементов желательно выбирать ближе к минимальным значениям, чтобы время их действия ненамного отличалось от времени изменения токов в исходной схеме, иначе будет уменьшаться напряжение на нагрузке.

3. Во всех схемах с ФТ происходит процесс периодического накопления энергии в реактивных эле-

ментах, которая периодически должна расходоваться. Поэтому модернизированные схемы ключей помимо самих ФТ должны содержать приемники энергии реактивных элементов ФТ, в которых накопленная реактивная энергия будет преобразована в тепловые потери, либо полезно использована.

4. Процессы передачи реактивной энергии приемникам занимает конечное время. Расходование реактивной энергии дросселей ФТ как правило приходится на паузы между импульсами, которые поэтому не могут быть сколь угодно малыми. Разряды конденсаторов ФТ обычно происходят через открывающиеся транзисторы во время импульсов, продолжительность которых поэтому также не может быть сколь угодно малой. Из этого следует, что базовые схемы с ФТ включения будут снижать эффективность при $K_3 \rightarrow 1$, а схемы с ФТ отключения – при $K_3 \rightarrow 0$. Этот факт, т. е. потеря эффективности на краях изменения коэффициента заполнения, считается первым фундаментальным недостатком схем с реактивными ФТ.

5. Для расширения рабочего диапазона изменения K_3 , в котором сохраняется эффективность ФТ, применяются следующие методы:

- форсируются процессы передачи энергии приемникам путем увеличения токов разряда конденсаторов ФТ и напряжений на дросселях ФТ; и то и другое увеличивает электрические нагрузки транзисторов, потери в них и поэтому требует оптимизации;
- меняется характер изменения токов и напряжений при передаче энергии приемникам: так, например, экспоненциальные процессы заменяются более быстрыми гармоническими и др.

Все перечисленные способы не ликвидируют первого недостатка ФТ, а лишь расширяют диапазон K_3 . Для обеспечения эффективности ФТ во всем диапазоне K_3 можно предложить два пути:

- зафиксировать минимальные продолжительности импульса и паузы, достаточные для передачи энергии в приемники. Ввести на границах диапазона K_3 скачкообразные его изменения от $K_{3,\min}$ до нуля и от $K_{3,\max}$ до единицы (недостаток способа – возможные проблемы с устойчивостью замкнутых регуляторов при скачках K_3);
- усложнить силовую часть СТК, добавив в нее два дополнительных транзисторных ключа, один из которых будет коммутировать дроссель ФТ с приемником его энергии, а другой – конденсатор ФТ с приемником энергии конденсатора; вспомогательные транзисторы открываются только на интервалах переключений, а время передачи энергии в приемники не связано со значением K_3 и равно практически целому периоду.

6. Вторым недостатком схем с ФТ является тот факт, что динамические потери в транзисторе заменяются потерями в приемниках энергии, но КПД схемы при

этом не увеличивается. Для увеличения КПД схем с ФТ необходимо отказаться от пассивного рассеивания энергии в приемниках. Существуют три возможности: возвращать эту энергию в источник питания, передавать ее в нагрузку и использовать энергию динамических потерь для нужд самого регулятора. Возврат энергии дросселя в источник питания легко осуществить после отключения транзистора с помощью дополнительной обмотки на дросселе. Использовать энергию можно, создав вспомогательные источники напряжения, питающиеся от дополнительных обмоток на дросселе.

Изложенные выше принципы организации схем с формирователями низкоэнергетических траекторий переключения СТК иллюстрируем процессами в нескольких нереверсивных выходных каскадах, ставших “классическими”.

Процессы переключения исходной схемы нереверсивного регулятора напряжения (РН)

На рис. 1а слева приведена исходная схема ФТ на силовом низковольтном МДП транзисторе и диоде Шоттки без формирователей траекторий и без учета индуктивности истока. На рис. 1а справа – та же схема с учетом индуктивности истокового вывода $L_1 = 10\text{нГн}$. Обе схемы форсированы по управлению, так что: $U_{\text{вкл}} = 15\text{ В}$, $U_{\text{откл}} = -5\text{ В}$, $R_{\text{вкл}} = R_1 = 10\text{ Ом}$, $R_{\text{откл}} = R_2 = 3\text{ Ом}$. Ток нагрузки схемы $I_1 = 20\text{ А}$, напряжения источников питания (V_2 , V_4) равны 30 В.

На рис. 1б приведены временные диаграммы процессов переключения, а на рис. 1в – траектория движения рабочей точки по полю выходных характеристик транзистора в схеме с индуктивностью истока.

В табл. 1 приведены результаты моделирования схемы в пакете *PSpice* среды *OrCAD* на частоте 50кГц при $K_3 = 0,5$.

Таблица 1. Энергетические показатели исходной схемы нереверсивного РН

$L_{\text{источка}}$, нГн	$W_{\text{вкл}}$, мкДж	$W_{\text{откл}}$, мкДж	W_{Σ} , мкДж	P_p , Вт
0	32,6	13,5	46,1	8,46
10	32,7	21,8	54,5	8,87

W – (здесь и далее) – энергия переключения; P_p – мощность потерь на переключение

Результаты моделирования можно сформулировать следующим образом:

- влияние индуктивности истока проявляется в затягивании интервалов нарастания и спада тока (до 75 нс и 30 нс соответственно), перенапряжении при отключении, провале напряжения при включении, увеличении суммарных тепловых потерь в схеме, ухудшении траектории отключения;
- наиболее заметным (60%) является изменение (увеличение) энергии потерь в транзисторе при его отключении.

Для экспресс-оценки продолжительности интервалов нарастания и спада тока стока при наличии индуктивности $L_{\text{и}}$ в истоковом выводе можно воспользоваться следующими выражениями:

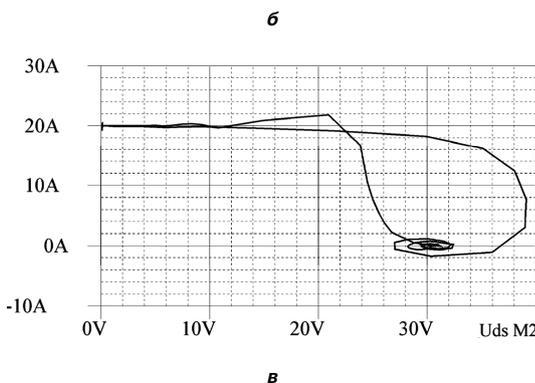
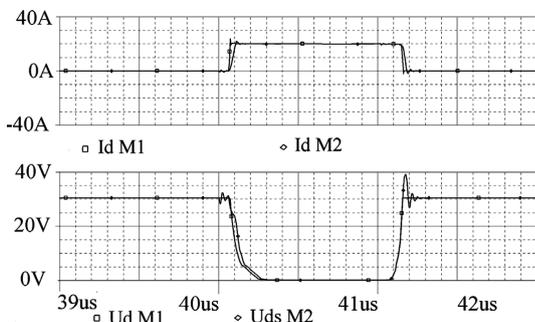
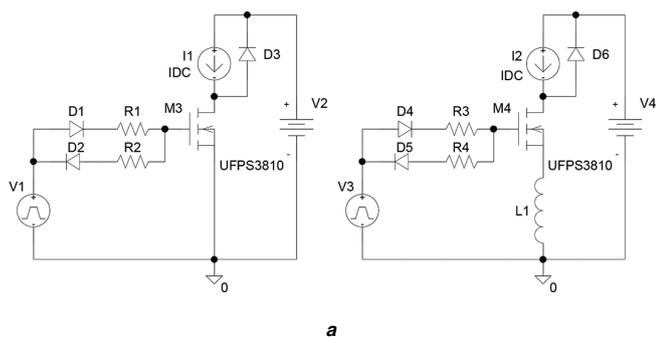


Рис. 1. Процессы переключения исходной схемы неперереversible регулятора напряжения (РН):
а – исходная схема без дросселя в цепи истока (слева), исходная схема с дросселем в цепи истока (справа);
б – временные диаграммы процессов переключения;
в – траектория переключения

$$T_{нарI} = (R_{вкл} \cdot C_{зи} + L_{и} \cdot S) \cdot \ln \left[\frac{S \cdot (U_{вкл} - U_{пор})}{S \cdot (U_{вкл} - U_{пор}) - I_{и}} \right];$$

$$T_{спI} = (R_{откл} \cdot C_{зи} + L_{и} \cdot S) \cdot \ln \left(\frac{I_{и} + U_{пор}}{U_{пор}} \right);$$

где $R_{вкл}$ и $R_{откл}$ – сопротивления во включающей и отключающей цепях управления с учетом внутреннего сопротивления области затвора; $U_{пор}$ и S – пороговое напряжение и динамическая крутизна транзистора.

Схема РН с пассивными ФТ

На рис. 2а приведена классическая схема СТК с пассивными ФТ включения (L1, R3, D4) и отключения (C1, R4, D5).

Индуктивность дросселя L1 и емкость конденсатора C1 выбраны с учетом интервалов нарастания и спада тока в исходной схеме. Параметры пассивных приемников энергии – резисторов R3, R4 рассчитаны с учетом $K_{з\ min} = 0,1$ и $K_{з\ max} = 0,9$ при $T_{пер} = 20$ мкс (на частоте 50кГц):

$$R_2 = \frac{4L_1}{T_{пер} \cdot (1 - K_{з\ max})};$$

$$R_3 = \frac{K_{з\ min} \cdot T_{пер}}{4C_1}.$$

Остальные параметры соответствуют исходной схеме на рис. 2а. Ниже представлены результаты моделирования.

На рис. 2б приведены временные диаграммы процессов переключения схемы с ФТ в сравнении с процессами в исходной схеме (пунктиром).

Диаграммы иллюстрируют:

- уменьшение мгновенных напряжений на транзисторе относительно исходной схемы при нарастании и спаде токов, что свидетельствует об уменьшении энергии переключений;
- уменьшение быстрых перенапряжений на транзисторе при отключении;
- появление броска тока при включении, связанного с разрядом конденсатора ФТ;
- появление “медленного” перенапряжения при отключении, связанного с передачей энергии дросселя в приемник R3.

На рис. 2в приведена траектория переключения схемы, иллюстрирующая уменьшение энергии переключения и смещение процессов в относительно низкоэнергетическую область. Количественные соотношения схемы отражены в табл. 2.

Таблица 2. Энергетические показатели схемы с пассивными ФТ

$L_1, \text{мкГн}$	0,1	0,2	0,3	0,5	1,0
$W_{вкл}, \text{мкДж}$	17,5	12,1	9,7	7,1	4,4
$W_{откл}, \text{мкДж}$	6,3	6,5	6,9	7,5	7,9
$W_{\Sigma}, \text{мкДж}$	23,8	18,6	16,6	14,6	12,3
$U_{си. \max}, \text{В}$	34,7	37,8	41,6	47,8	61,6
$P_{р}, \text{Вт}$	9,2	9,9	10,8	12,7	17,7

Анализ результатов позволяет сделать следующие выводы:

- благодаря действию ФТ включения и отключения суммарная энергия переключения уменьшается в 2–4 раза при индуктивности дросселя в 0,1 ... 1,0 мкГн и емкости конденсатора в 40 нФ;
- с увеличением индуктивности дросселя в диапазоне 0,1 ... 1,0 мкГн вдвое возрастает перенапряжение при отключении и в полтора раза увеличиваются суммарные тепловые потери в схеме, что означает уменьшение ее КПД.

Схема РН с рекуперацией энергии дросселя

Моделирование СТК с возвращением энергии, накопленной реактивными элементами, начнем со

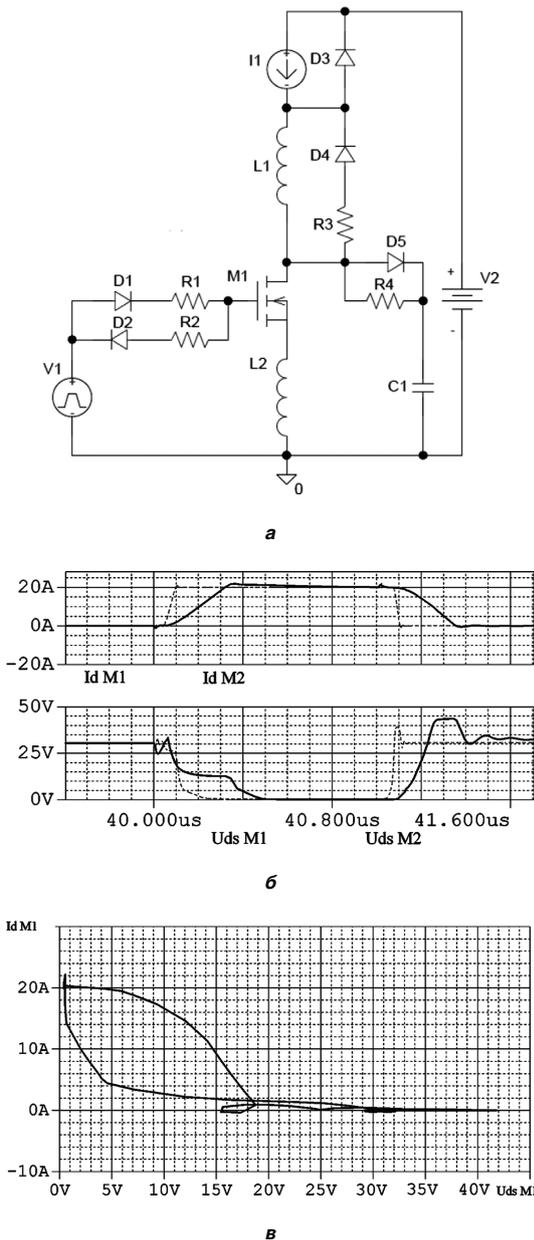


Рис. 2. Процессы переключения неперверсивного РН с пассивными ФТ: схема каскада (а); временные диаграммы процессов переключения (б); траектория переключения (в)

схемы, приведенной на рис. 3а и содержащей двух-обмоточный дроссель.

Схема предназначена для возвращения энергии накопленной дросселем, в источник питания. В процессе включения ток течет через первичную обмотку дросселя L1. При этом формируется низкоэнергетическая траектория включения, а в дросселе накапливается энергия $W_L = L_1 \cdot I_H^2 / 2$.

При отключении транзистора и уменьшении тока через первичную обмотку в ней наводится э. д. с. самоиндукции, которая трансформируется во вторичную обмотку L2, открывает диод D4 и создает ток, втекающий в источник V2 и возвращающий источнику основную часть энергии, накопленной дросселем. К обмотке L2 приклады-

вается напряжение V2, которое, трансформируясь в L1, создает перенапряжение на транзисторе, что увеличивает потери на отключение. Описанные процессы иллюстрируют временные диаграммы на рис. 3б) и траектория переключения на рис. 3в).

Колебания напряжения на транзисторе вызваны взаимодействием его емкостей с индуктивностью дросселя. Первоначальный всплеск напряжения создает индуктивность истока. Напряжение E_L , трансформируемое в первичную обмотку при рекуперации энергии, определяется как $E_L = V_2 / N$, где $N = (L_2 / L_1)^{0,5}$ – коэффициент трансформации дросселя.

Рассчитав L_1 по параметрам исходной схемы, определяем $E_L = L_1 \cdot I_H / T_{рек}$, где $T_{рек} \approx 0,1 T_{пер}$ – желаемое время рекуперации.

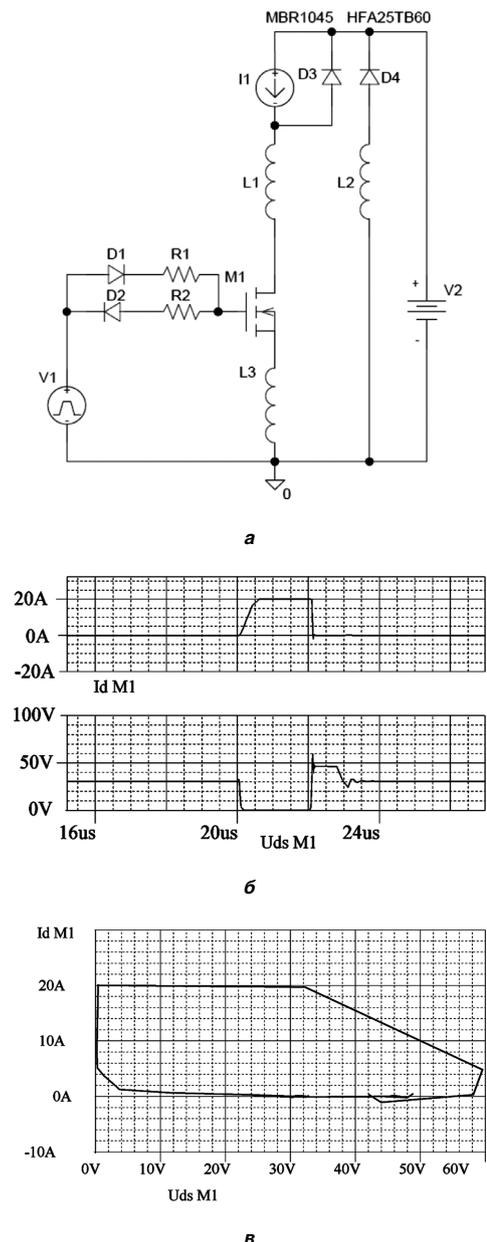


Рис. 3. Процессы переключения неперверсивного РН с активным ФТ включения: схема каскада (а); временные диаграммы процессов переключения (б); траектория переключения (в)

Далее: $L_2 = L_1 \cdot N_2$. Учтем, что в процессе рекуперации к запертому диоду D4 прикладывается относительно большое обратное напряжение:

$$U_{D4\text{обр}} = U_{V2} \cdot (N + 1).$$

В табл. 3 приведены результаты моделирования схемы с вариацией L_1 .

Таблица 3. Энергетические показатели схемы рис. 3а с рекуперацией энергии включения

L_1 , мкГн	0,2	0,3	0,6	1,2	1,8
N	15	10	5	2,5	1,67
L_2 , мкГн	45	30	15	7,5	5
$W_{\text{вкл}}$	14,9	9,9	5,4	2,7	2,15
$W_{\text{откл}}$	22,0	23,1	25	28,5	31,4
W_{Σ}	36,9	32,1	30,4	31,2	32,9
P_p , Вт	7,98	7,9	7,9	8,35	8,75
$U_{\text{си.мах}}$, В	40,5	41,9	44,9	51,3	57,6
$U_{D4\text{обр}}$, В	480	330	180	105	80

Анализ результатов обнаруживает:

- высокую эффективность уменьшения энергии потерь при включении (примерно в 6 ... 15 раз при $L_1 = 0,6 \dots 1,0$ мкГн);
- увеличение энергии потерь при отключении (примерно на 15 ... 60%);
- сокращение уровня суммарных средних за цикл тепловых потерь по сравнению с исходной схемой на 10 ... 15% и уменьшение средних за цикл суммарных потерь на 25 ... 55% по сравнению со схемой, содержащей пассивные приемники реактивной энергии.

Схема РН с рекуперацией энергии конденсатор

На рис. 4а приведена схема СТК с ФТ отключения и рекуперацией энергии, накопленной основным конденсатором, в цепь нагрузки.

Схема работает следующим образом. При включении транзистора ток его стока нарастает через открытый диод D3, как в исходной схеме. Далее происходит разряд конденсатора C1, (заряженного до напряжения питания при отключении транзистора), по цепи: C1 – L1 – D5 – C2 – выходная цепь M1. Оба тока складываются и их сумма объясняет бросок тока через транзистор при включении (рис. 4б).

Одновременно с нарастанием тока через транзистор происходит заряд вспомогательного конденсатора C2 до некоторого промежуточного напряжения (на графике ≈ 15 В).

При отключении транзистора и уменьшении его тока ток нагрузки постепенно перераспределяется в C1, заряжая его до напряжения источника питания.

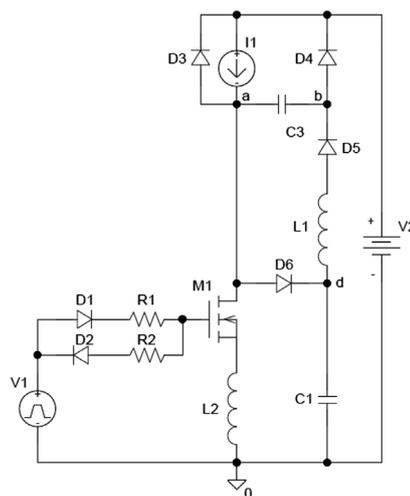
Благодаря постепенному нарастанию напряжения на стоке потери в транзисторе уменьшаются. Одновременно с этим конденсатор C2 разряжается через вспомогательный диод D4 на нагрузку, передавая часть энергии, накопленной в C1 при отключении транзистора. Эти процессы иллюстрируются временными диаграммами на рис. 4б).

Траектория переключения на рис. 4в иллюстрирует улучшение процесса отключения и наличие броска тока при включении в области малых напряжений на стоке.

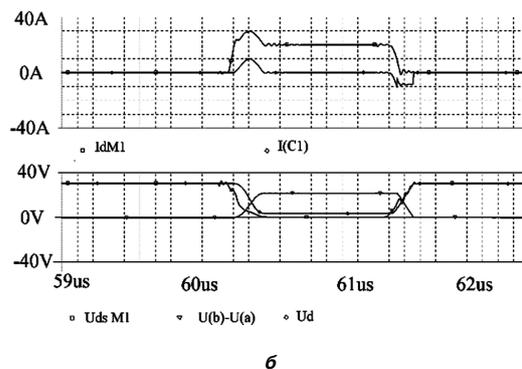
Результаты количественной оценки процессов приведены в табл. 4.

Анализ результатов обнаруживает:

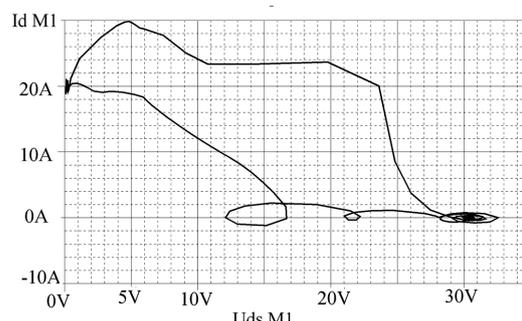
- относительно высокую эффективность уменьшения потерь при отключении (примерно в 3 ... 3,5 раза);
- увеличение потерь при включении (примерно на 15 ... 20%);



а



б



в

Рис. 4. Процессы переключения нереверсивного РН с активным ФТ отключения: схема каскада (а); временные диаграммы процессов переключения (б); траектория переключения (в)

Таблица 4. Энергетические показатели схемы РН с рекуперацией энергии отключения

L_1 , мкГн	0,1	0,2	0,3	0,5
$W_{вкл}$	42,7	39,6	39,8	37
$W_{откл}$	7,4	6,3	5,9	6,0
W_{Σ}	50,1	45,9	45,7	43,0
P_p , Вт	8,7	8,52	8,42	8,33

– сохранение уровня суммарных тепловых потерь в элементах схемы потерь на уровне потерь в исходной схеме и уменьшение суммарных потерь на 10 ... 15% по сравнению со схемой, содержащей пассивные приемники реактивной энергии.

Схема РН с рекуперацией энергии дросселя и конденсатора

На рис. 5а приведена схема неперереверсивного СТК с формирователями траекторий включения и отключения, дополненная цепями передачи энергии дросселя и конденсатора ФТ в нагрузку.

Схема работает следующим образом. На первом этапе процесса включения транзистора ток стока нарастает через $L1$ и открытый диод $D3$ (диод Шоттки). При токе стока, равном току нагрузки диод закрывается и начинается второй этап включения, на котором конденсатор $C1$ разряжается через $D5$, $C2$, $L1$ и транзистор, создавая в нем бросок тока (рис. 5б). Одновременно конденсатор $C2$ заряжается до некоторого промежуточного напряжения, принимая энергию $C1$. К концу этапа включения $C1$ разряжается практически до нуля, ток дросселя спадает до уровня тока нагрузки.

На первом этапе отключения (рис. 5б) ток стока уменьшается до нуля, конденсатор $C1$ заряжается вначале током $i_{C1}(t) = I_H - i_c(t)$, а затем после запираания транзистора – током нагрузки.

При $u_{C1}(t) = U_{V2}$ начинается второй этап отключения. На этом этапе ток дросселя замыкается через $D6$, $D5$ и $C2$, передавая конденсатору $C2$ часть своей энергии. В свою очередь конденсатор $C2$ поддерживает напряжение на нагрузке через вспомогательный диод $D4$, передавая нагрузке часть энергии реактивных элементов схемы.

В конце этого этапа конденсатор $C2$ разряжается до нуля и открывается основной диод схемы $D3$. Далее в паузе между импульсами ток дросселя продолжает относительно медленно падать, замыкаясь по контуру $D6$, $D5$, $D4$ и $D3$, открытый ток нагрузки. На этом самом продолжительном этапе остаточная энергия дросселя расходуется в перечисленных диодах в виде тепловых потерь, что является недостатком схемы. Для завершения процесса спада тока дросселя необходимо достаточно большое время паузы:

$$T_{п.мин} = \frac{L_1 \cdot I_H}{U_{D5} + U_{D6}}$$

На рис. 5в приведена траектория переключения транзистора схемы, вполне благоприятная с позиций безопасности СТК.

Таблица 5. Энергетические показатели схемы РН с рекуперацией энергии дросселя и конденсатора

L_1 , мкГн	0,1	0,2	0,3	0,5
$W_{вкл}$	17,6	9,7	6,9	5,7
$W_{откл}$	8,4	8,1	8,1	8,1
W_{Σ}	26,0	17,8	15,0	13,8
P_p , Вт	7,65	7,52	7,83	8,74

Энергетические показатели схемы приведены в табл. 5.

При $L_1 = 0,2 \dots 0,3$ мкГн суммарная энергия переключения СТК оказывается в 3–4 раза меньше, чем в исходной схеме, при суммарных средних за период тепловых потерях на 15% меньших, чем в исходной

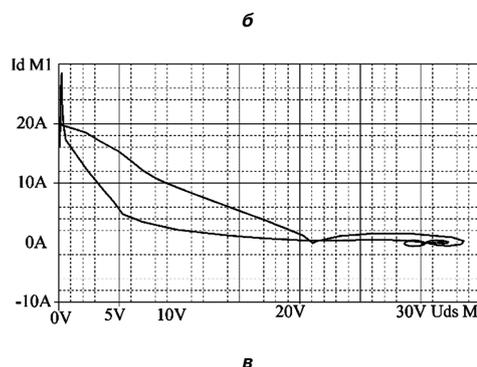
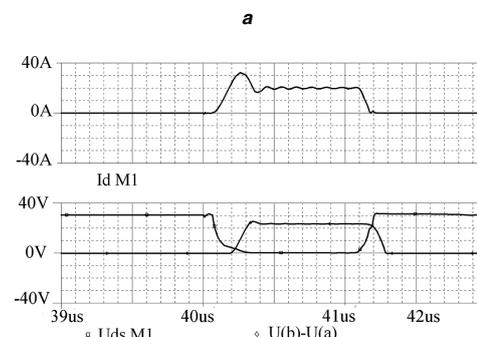
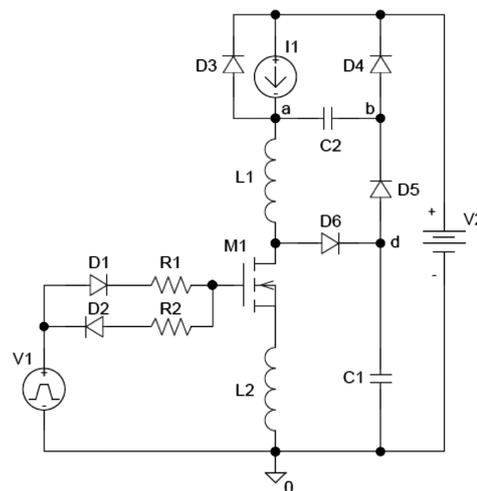


Рис. 5. Процессы переключения неперереверсивного РН с активными ФТ включения и отключения: схема каскада (а); временные диаграммы процессов переключения (б); траектория переключения (в)

схеме и на 30% меньше, чем в схеме с пассивными приемниками энергии.

Перейдем к рассмотрению процессов переключения полумостовых выходных каскадов РН, дополненных формирователями траекторий. Эффективность ФТ в полумостовых каскадах как правило ниже, чем в неререверсивных однотранзисторных схемах из-за паразитного взаимодействия ФТ нижнего и верхнего уровней СТК.

Процессы переключения исходной полумостовой схемы РН

Основным узлом реверсивных регуляторов является полумостовая схема – “стойка” моста. Рассмотрим процессы переключения полумостовых схем, дополненных формирователями низкоэнергетических траекторий. Однако, сначала оценим влияние индуктивностей истоковых выводов на процессы переключения стойки, подобно тому, как это было сделано ранее для неререверсивных схем.

На рис. 6а приведены сравниваемые варианты.

Обе схемы форсированы по управлению, так что: $U_{вкл} = 15 В$, $U_{откл} = -5 В$, $R_{вкл} = R_2 = R_3 = 10 Ом$. Ток нагрузки схемы $I_1 = 20 А$, напряжения источников питания $U_{V3} = U_{V6} = 30 В$. В табл. 6 приведены результаты моделирования схемы в пакете PSpice среды OrCAD на частоте 50 кГц при $K_3 = 0,5$.

Увеличение энергии включения и суммарных потерь объясняется, по-видимому, возникновением сквозного тока через стойку из-за того, что индуктивность истокового вывода верхнего транзистора нарушает процесс его отключения (рис. 6б). Полученные значения W_{Σ} и P_p будем считать исходными.

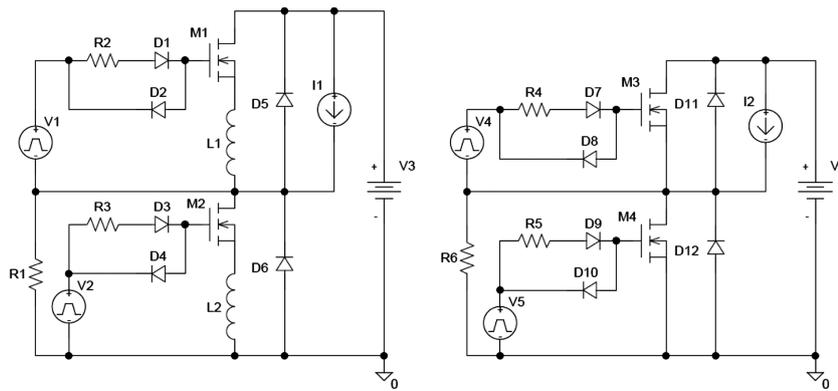
Полумостовая схема РН с пассивными приемниками энергии

Рассмотрим действие ФТ в одном из возможных вариантов полумостовой схемы, предлагаемой для реверсивных регуляторов электродвигателей и инверторов ИВЭ. Схема рис. 7 работает следующим образом.

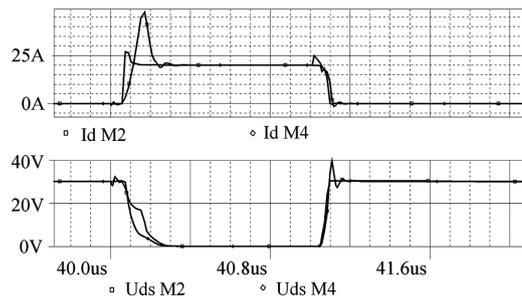
Транзисторы схемы можно условно разделить на включающий нагрузку (M2) и замыкающий нагрузку в паузах (M1). Нагрузка схемы в виде источника тока I1 включена между выходом “out” и положительным полюсом источника питания V3.

Предположим, что в исходном состоянии M2 заперт, а M1 открыт. Параметры управляющих цепей выбраны из условия отсутствия сквозных токов первого рода. Поэтому процесс переключения стойки начнется с задержки включения M2 на время отключения M1. Во время задержки та часть тока нагрузки, которая протекала через M1, перераспределится в диод D5.

По истечении задержки включения M2 начинается нарастание тока его стока по контуру: V3 – D5 – L1 – L2



а



б

Рис. 6. Процессы переключения полумостового выходного каскада РН: а – исходная схема без дросселей в цепях истоков (справа); исходная схема с дросселями в цепях истоков (слева); б – временные диаграммы процессов переключения

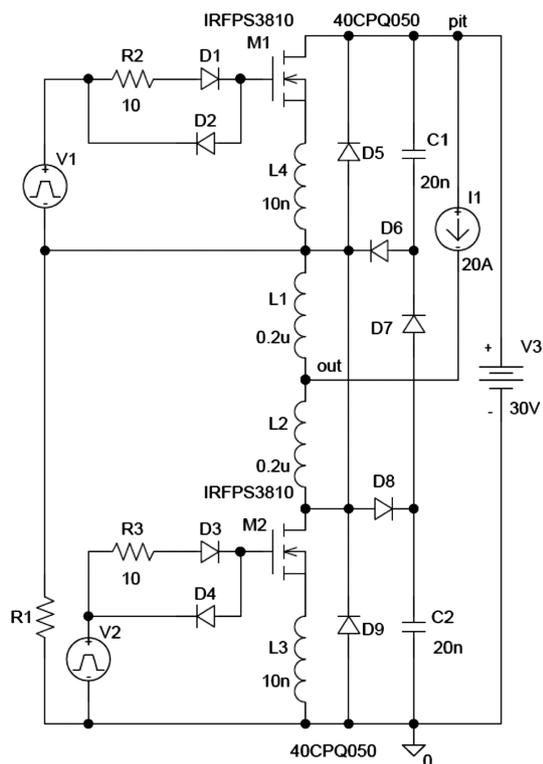


Рис. 7. Полумостовая схема выходного каскада РН с пассивными ФТ

– M2. Напряжение питания делится пополам между дросселями схемы (рис. 8а).

Напряжение на нагрузке становится равным: $u_H(t) = U_{V3} - u_{L2}(t)$, что означает уменьшение его среднего значения, либо уменьшение эквивалентного коэффициента заполнения.

После запираания диода D5 (в момент выполнения равенства $i_{C2}(t) = I_H$) начинается синхронный перезаряд конденсаторов C1 и C2. Конденсатор C2 разряжается по цепи: C2 – D7 – D6 – L1 – L2 – M2. Конденсатор C1 заряжается по цепи: V3 – C1 – D6 – L1 – L2 – M2. Таким образом, токи конденсаторов суммируются и дают бросок тока через M2. После окончания процесса перераспределения напряжения между конденсаторами начинается относительно медленный спад тока дросселей по цепи L1 – L2 – D8 – D7 – D6 с выделением тепловых потерь в диодах данной цепи, что является недостатком данной схемы. Напряжения на дросселях меняют полярность и напряжение на нагрузке становится равным сумме напряжения питания и напряжения на дросселе L2, что сопровождается возвратом некоторой доли энергии, накопленной дросселями в источник питания.

Начало процесса отключения M2 вполне традиционно: конденсатор C2 заряжается сначала возрастающим током, а затем током нагрузки; при этом формируется низкоэнергетическая траектория отключения.

Затем, после окончания заряда C2 начинается процесс спада тока дросселей через диоды D8 – D7 – D6, который должен быть короче минимальной паузы

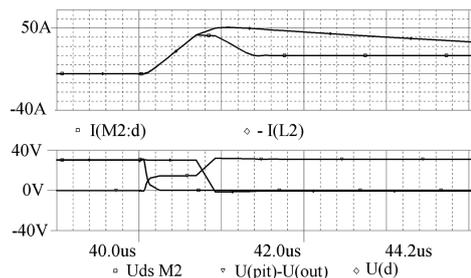
между импульсами (рис. 8б). На этом этапе в диодах D6–D8 выделяются тепловые потери.

Энергетические параметры схемы приведены в табл. 6.

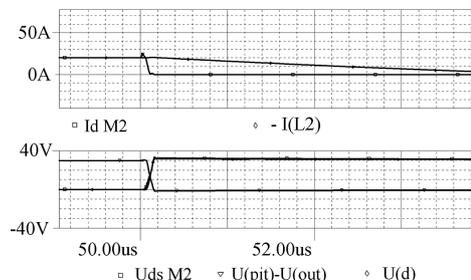
При $L_1 = L_2 = 0,05...0,1$ мкГн суммарная энергия переключения СТК оказывается в 2,0–3,5 раз меньше, чем в исходной полумостовой схеме, при несколько больших суммарных потерях. Очевидный минимум суммарных потерь при $L_1 = L_2 = 0,3$ мкГн говорит о том, что рационально использовать параметрическую оптимизацию при вариации индуктивностей ФТ. Недостатками схемы являются: отсутствие эффективного

Таблица 6. Энергетические показатели полумостовой схемы с пассивными ФТ

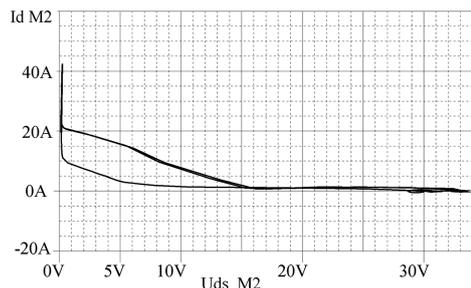
L_1, L_2 , мкГн	0,05	0,1	0,2	0,3	0,5
$W_{вкл}$	25,7	14,0	11,9	10,0	15,2
$W_{откл}$	5,4	5,6	5,7	5,5	5,4
W_{Σ}	31,1	19,6	17,6	15,5	20,6
P_p , Вт	8,1	9,36	12,8	18,5	24,1



а



б



в

Рис. 8. Процессы переключения схемы рис. 7: временные диаграммы включения (а); временные диаграммы отключения (б); траектория переключения (в)

использования энергии реактивных элементов ФТ, а также снижение КПД по мере увеличения индуктивности дросселей, либо повышения напряжения питания. Основное достоинство — близкая к идеальной траектория переключения, лежащая в низкоэнергетической области выходных характеристик транзисторов (рис. 8б).

Полумостовая схема РН с рекуперацией энергии дросселей и конденсаторов

Предложим к рассмотрению еще одну полумостовую схему с цепями формирования низкоэнергетических траекторий (рис. 9а).

Как и в предыдущей схеме формирование траекторий включения осуществляется здесь дросселями L1 и L2. Траектории отключения формируют конденсаторы C1 и C2 с диодами D7, D8. Энергия, накопленная конденсаторами, возвращается в источник питания с

помощью маломощных трансформаторов через диоды D9, D10.

На рис. 9б приведена траектория движения рабочей точки транзистора M2 по его выходным характеристикам, лежащая достаточно далеко от опасной области больших энергий.

В табл. 7 приведены энергетические параметры схемы.

Таблица 7. Энергетические показатели полумостовой схемы с рекуперацией энергии ФТ

L_1 , мкГн	0,1	0,2	0,3	0,5
P_p , Вт	7,65	7,52	7,83	8,74

Мощность тепловых потерь уменьшилась в 1,5–2,5 раза по сравнению с предыдущей схемой

Заключение

Результаты исследований пассивных и активных ФТ можно сформулировать в виде следующих выводов:

1. Эффективность уменьшения динамических потерь в СТК заметно ослабляется отрицательным влиянием параметров ФТ на частотные свойства СТК, что вынуждает увеличивать реактивные мощности формирователей.

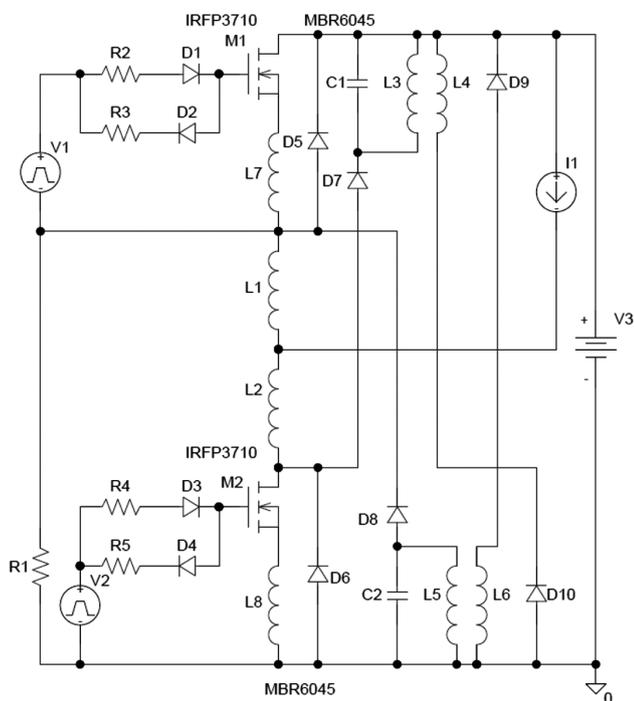
2. Качество формирования траекторий переключения существенно зависит от паразитных параметров СТК и ФТ (индуктивности выводов транзисторов и диодов, межвитковые емкости дросселей, индуктивности выводов конденсаторов, индуктивности соединений СТК и ФТ). Поэтому чем сложнее ФТ, тем хуже качество траекторий. Относительно простые пассивные ФТ обеспечивают лучшее качество, чем сложные активные.

3. Для повышения энергетической эффективности схем с ФТ рационально использовать их параметрическую оптимизацию с ожидаемой экономией потерь в пределах 15–20%.

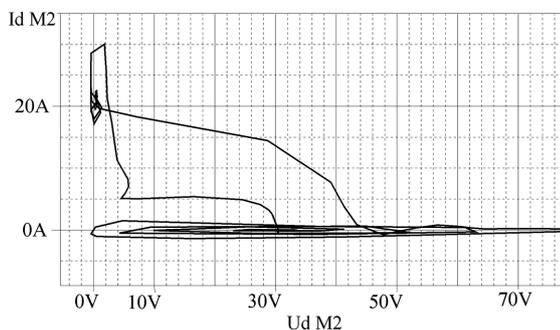
4. Активные ФТ востребованы в низковольтных одноключевых конверторах на мощности до десятков киловатт при частотах переключения до сотен килогерц с повышенными массо-энергетическими требованиями. Пассивные ФТ рационально применять в высоковольтных мостовых схемах на МДП- и IGB-транзисторах при частотах переключения до десятков килогерц с повышенными требованиями к надежности.

Литература

1. Машуков Е. В. Уменьшение динамических потерь в транзисторных импульсных усилителях мощности. В кн.: "Электронная техника в автоматике". Сб. статей под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1971, вып. 2, С.71–80.
2. Васильев В. С. Мощные импульсные транзисторные каскады для активно-индуктивной нагрузки. В кн.: "Электронная техника в автоматике". Сб. статей под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1976, вып. 8, С. 173–183.



а



б

Рис. 9. Процессы переключения полумостового выходного каскада РН с активными ФТ: схема каскада (а); траектория переключения (б)

3. *Weaving R. J.* Snubber technique for HV switched mode power supplies. *Electronic Engineering*. 1978. Vol. 50, No 613.
4. *Мустафа Г. М., Галустян Р. С., Курицына Е. В., Рудицкий Р. Ш.* Коммутирующие цепи транзисторных инверторов. — *Электротехника*. 1982. № 4. С. 41–44.
5. *McMurrey W.* Selection of snubbers and clamps to optimize the design of transistors switching converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1980. Vol. IA. 16, No 4. PP. 513–523.
6. *Машуков Е. В., Сергеев В. В., Шевцов Д. А.* Влияние формирователей траекторий переключения транзисторов на динамические свойства транзисторных ключей. — *Радиопромышленность, производственно-технический сборник*, 1996, вып.1, НИИЭИР, С. 40–42.
7. *Бас А. А., Миловзоров В. П., Мусолин А. К.* Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. — *М.: Радио и связь*, 1987. — 160 с.
8. *Hetterscheid W.* Base circuit design for high-voltage switching transistors in power converters. *Mullard Technical Communications*, 1974, Vol. 13, No 124.
9. *Уильямс Б.* Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие: пер. с англ. — *М.: Энергоатомиздат*. 1993. — 240 с.
10. *Машуков Е. В., Шевцов Д. А., Ульященко Г. М.* Централизованные транзисторные преобразователи электроэнергии для систем электроснабжения летательных аппаратов. Под ред. Е. В. Машукова - *М.: Из-во МАИ*, 2013 — 184 с.
11. А. С. 1317616 СССР, Н02М 7/537, Транзисторный инвертор. Г. М. Мустафа, Г. В. Барегамян, В. Г. Хурхуров. — *Опубл. в 1987, Бюл. № 22.*
12. ПАТ 4853836 США, МКИ Н02Н 7/122. Snubber Energy Regenerating Circuit. *Опубл. в 1968.*
13. ПАТ 4691270 США, МКИ Н02Н 7/122. Current FED Inverter Bridge with Losless Snubbers / *Опубл. в 1986.*
14. ПАТ DE 3804478 (Германия), МКИ Н02М 7/48. Beschaltung fur Umrichter, *Опубл. в 1989.*

Машуков Евгений Владимирович, д. т. н., проф., профессор кафедры "Микроэлектронные электросистемы" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 159-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., проф., профессор кафедры "Микроэлектронные электросистемы" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 159-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

Ульященко Галина Михайловна, к. т. н., доц., доцент кафедры "Микроэлектронные электросистемы" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 159-45-59, e-mail: ugm_mai@mail.ru.

А. А. Пritулкин

АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ КОММУТАЦИИ И ЛИКВИДАЦИИ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ДУГОВОГО РАЗРЯДА ДЛЯ РЕЗИСТИВНЫХ И ИНДУКТИВНО-РЕЗИСТИВНЫХ НАГРУЗОК В АВИАЦИОННЫХ СЕТЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А. А. Pritulkin

Analysis of Switching Processes and Elimination of Parallel Arc-Fault for Resistive and Resistive-Inductive Loads in Aircraft AC Mains

С помощью имитационного компьютерного моделирования рассмотрены процессы коммутации активных и активно-индуктивных нагрузок и ликвидации параллельного дугового разряда полупроводниковым автоматом защиты и коммутации. Исследовано влияние дополнительных средств организации отключения активно-индуктивных нагрузок на разогрев кристалла силового ключа.

Ключевые слова: индикация дугового разряда, автомат защиты сети переменного тока с функцией гашения дуги.

Employing computer simulation, the article considers switching processes in resistive and resistive-inductive loads, as well as elimination of parallel arc-fault by the semiconductor arc-fault circuit interrupter (AFCI). The impact of auxiliary means for resistive-inductive loads switching-off organizing on the power switch crystal heating was studied.

Key words: arc-fault indication, AC arc-fault circuit interrupter (AFCI) with built-in arc extinction function.

Параллельный дуговой разряд, как и короткое замыкание проводника, является часто возникающим отказом в системе распределения авиационных электросетей. Данный отказ возникает из-за соприкосновения токопроводящей жилы провода с корпусом самолета. В отличие от короткого замыкания, параллельный дуговой разряд возникает вследствие периодического контакта токопроводящей жилы с каркасом ЛА из-за вибрации корпуса и несущих конструкций ЛА, частота которых находится в пределах от 5 до 2000 Гц.

Контакт токопроводящей жилы проводника с конструкцией ЛА возможен из-за нарушения изоляции проводника, которое возникает либо вследствие старения и растрескивания диэлектрического материала проводника, либо под воздействием токсичных жидкостей (керосин, гидравлическая жидкость и прочее), или вследствие механического повреждения изоляции о крепежные элементы или агрегаты самолета.

Все провода в системе распределения электроэнергии ЛА защищены специальными аппаратами защиты, в роли которых на современных отечественных ЛА выступают плавкие предохранители и механические автоматы защиты и коммутации (АЗК). При возникновении короткого замыкания между проводником и корпусом ЛА в цепи резко увеличивается ток, что приводит к срабатыванию аппаратов защиты, которые отключают поврежденный участок цепи от всей системы электроснабжения. Однако при защите цепей питания мощных электроприводов, в которых возникают пусковые токи, номинал автоматов защиты и коммутации необходимо выбирать на ток больший, чем номинальный ток нагрузки. Это приводит к значительному увеличению времени срабатывания АЗК при

перебегающемся коротком замыкании, что не только ухудшает качество электроэнергии, но и резко увеличивает вероятность возникновения пожара на борту.

В состав системы распределения электроэнергии переменного тока также входят силовые электро-механические контакторы, которые осуществляют переключение шин и цепей питания при ненормальном режиме работы СЭС. По сравнению с полупроводниковой коммутационной и защитной аппаратурой такие контакторы обладают целым рядом недостатков, таких как: дребезг контактов, возникновение дугового разряда при переключении, высокое время переключения и низкая надежность, что существенно ухудшает качество электроэнергии и приводит к увеличению массы и объема входных фильтров потребителей электроэнергии.

Введение в состав систем электроснабжения современных ЛА коммутационной и защитной аппаратуры на основе полупроводниковых ключей позволяет не только улучшить качество электроэнергии при ненормальном режиме работы СЭС, но и предоставляет возможность отслеживать величину протекающего переменного тока, его частотный спектр и момент перехода тока и напряжения через ноль, что дает возможность реализовать функции индикации и ликвидации параллельных и последовательных аварийных дуговых разрядов в цепях питания.

Модель транзисторного автомата защиты и коммутации

Для исследования процессов коммутации различных нагрузок, а также процессов ликвидации параллельного дугового разряда была разработана имитационная компьютерная модель транзисторно-

го автомата защиты и коммутации, функциональная схема которой представлена на рис. 1.

Модель транзисторного автомата защиты и коммутации состоит из:

- блока гальванической развязки входного сигнала, выполненного на резисторах R1, R2, R3 и R4, оптопаре U1, диоде D1 и транзисторе Q1;
- блока ограничения тока (БОТ);
- блока управления и защиты (БУЗ);
- силового транзисторного ключа (СТК);
- датчика тока (ДТ);
- блока ограничения напряжения (БОН);
- блок организации отключения RL -нагрузок (БОО).

В составе функциональной схемы транзисторного АЗК отсутствуют блоки, не участвующие в процессе индикации и ликвидации последовательного дугового разряда.

С целью исследования свойств параллельного дугового разряда, возникающего при перемежающемся КЗ, была промоделирована работа транзисторного АЗК с резистивной и резистивно-индуктивными нагрузками.

Нагрузка в имитационной модели представлена:

- резистором R40, имитирующим резистивную нагрузку;
- резистором R43 и индуктивностью L1, имитирующими резистивно-индуктивную (RL) нагрузку.

Постоянная времени RL -нагрузки согласно ОСТ 1 00195-76 составляет 8,5 мс.

Резисторы R39, R42 и R45 используются для переключения между различными типами нагрузок.

Имитация короткого замыкания осуществляется с помощью источника напряжения V6, драйвера S1 и шунтирующего резистора R33.

Результаты моделирования

Имитационное компьютерное моделирование транзисторного АЗК проводилось для четырех режимов работы:

- коммутация нагрузки при номинальном токе;
- коммутация нагрузки при переходных токах, с амплитудой большей, чем при номинальном токе;
- коммутация при перемежающемся коротком замыкании (частота замыкания 100 Гц);
- коммутация при коротком замыкании.

Временные диаграммы тока, напряжений и температуры кристалла при коммутации R -нагрузки при номинальным действующем токе 2 А показаны на рис. 2–5. Сигнал на включение подается на вход транзисторного АЗК при $t = 11$ мс моделирования, снятие сигнала происходит через 80 мс. На первом графике показано изменение входного сигнала в процессе моделирования, на втором и третьем графике представлены напряжение на силовом ключе и нагрузке соответственно. Тонкой линией на графике 2 отмечено напряжение сети. На четвертом графике изображен временной процесс протекания тока нагрузки. На пятом графике показан рост температуры кристалла в градусах Цельсия относительно температуры основания, на которое он установлен.

В процессе коммутации активной нагрузки отсутствуют любые особенности. Включение и отключение АЗК происходит при нуле тока и напряжения. Температура нагрева кристалла плавно повышается в течении работы силового транзистора в области насыщения, выходя на постоянную температуру примерно через 70–75 мс после включения.

При коммутации резистивной нагрузки с переходным током, амплитуда которого выше номинального,

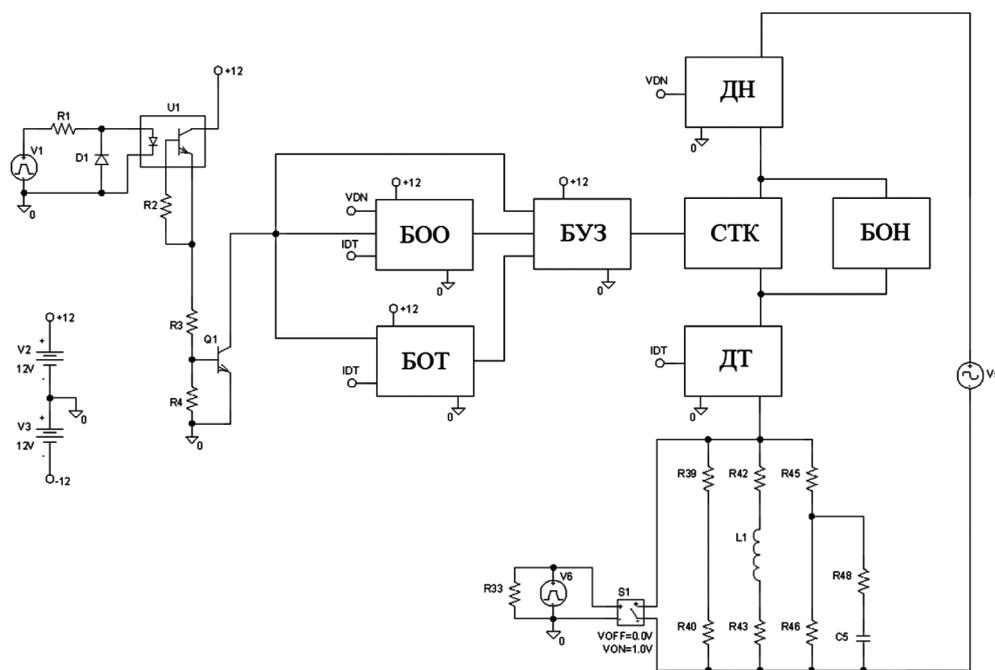


Рис. 1. Функциональная схема математической модели АЗК

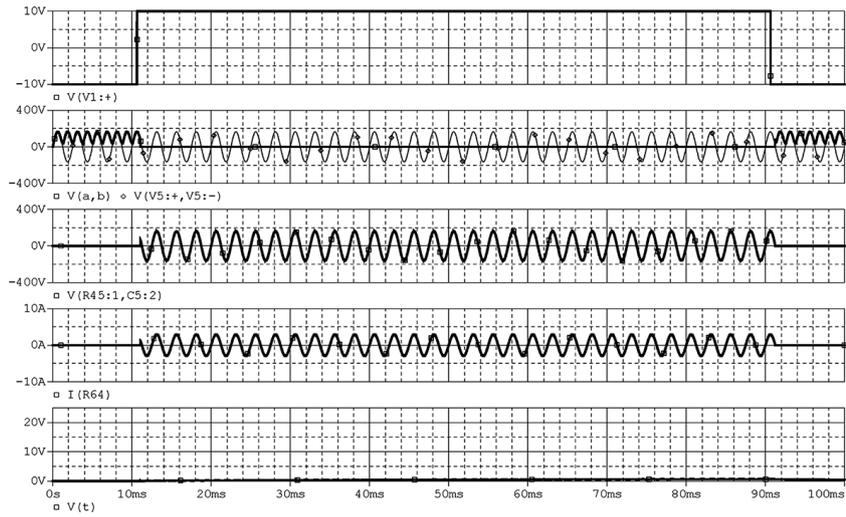


Рис. 2. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации *R*-нагрузки при номинальном токе

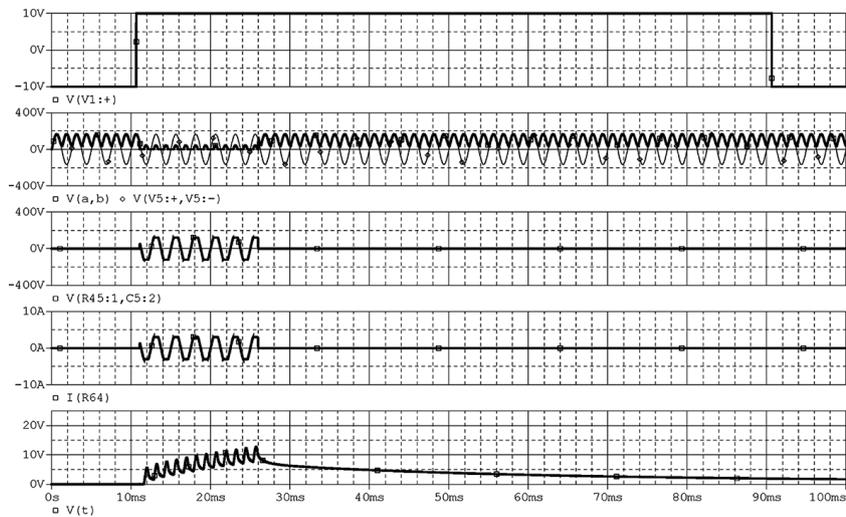


Рис. 3. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации резистивной нагрузки с переходным током

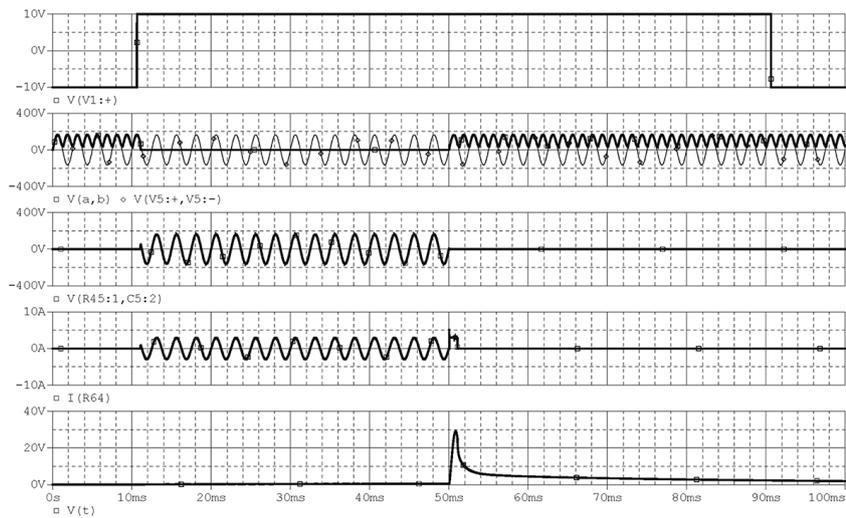


Рис. 4. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации *R*-нагрузки при возникновении перемежающегося короткого замыкания ($t = 50$ мс, частота 100 Гц)

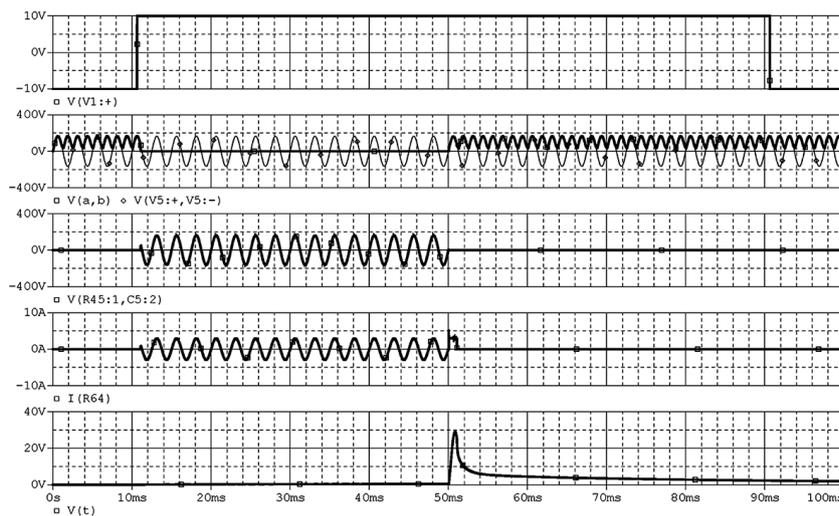


Рис. 5. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации резистивной нагрузки при возникновении короткого замыкания ($t = 50 \text{ мс}$)

наблюдается работа блока ограничения тока. Благодаря работе силового транзисторного ключа в активной области амплитудное значение тока нагрузки не превышает 3 А, но при этом наблюдается значительный нагрев кристалла силового ключа.

Согласно ГОСТ Р 54073 2017 нормальные переходные процессы в сетях переменного тока имеют жестко ограниченные временные рамки. В рассмотренном процессе коммутации ток нагрузки с течением времени не снизился до номинальных значений. Таким образом, процесс коммутации стал аварийным, что привело к отключению транзисторного АЗК.

Процесс коммутации активной нагрузки при обычном и перемежающемся коротком замыкании не отличаются. Благодаря работе силового транзисторного ключа в активной области амплитудное значение тока нагрузки при возникновении короткого замыкания не превышает 3 А, при этом наблюдается значительный

нагрев кристалла силового ключа. Вследствие того, что ток короткого замыкания значительно превышает номинальный ток, отключение транзисторного АЗК происходит быстрее, чем при возникновении переходного тока.

При частоте коммутации перемежающегося короткого замыкания свыше 1000 Гц на графиках (рис. 6) наблюдается кратковременная нормальная работа транзисторного АЗК, однако при возникновении повторного короткого замыкания силовой ключ размыкается, причем время работы силового ключа в активной области меньше, чем при возникновении первого короткого замыкания. Дальнейшее включение АЗК возможно только после снятия сигнала управления.

Временные диаграммы тока, напряжений и температуры кристалла при коммутации RL -нагрузки при номинальном действующем токе 2 А показаны на рис. 7–10.

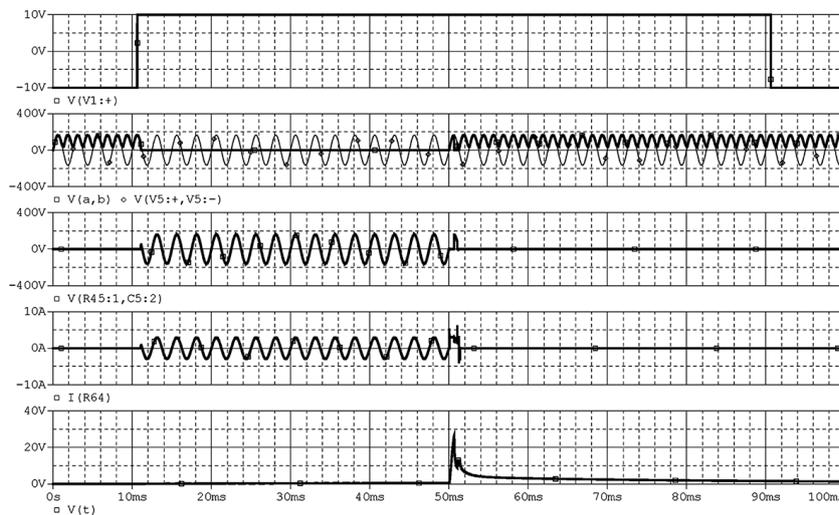


Рис. 6. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации R нагрузки при возникновении перемежающегося короткого замыкания ($t = 50 \text{ мс}$, частота 1000 Гц)

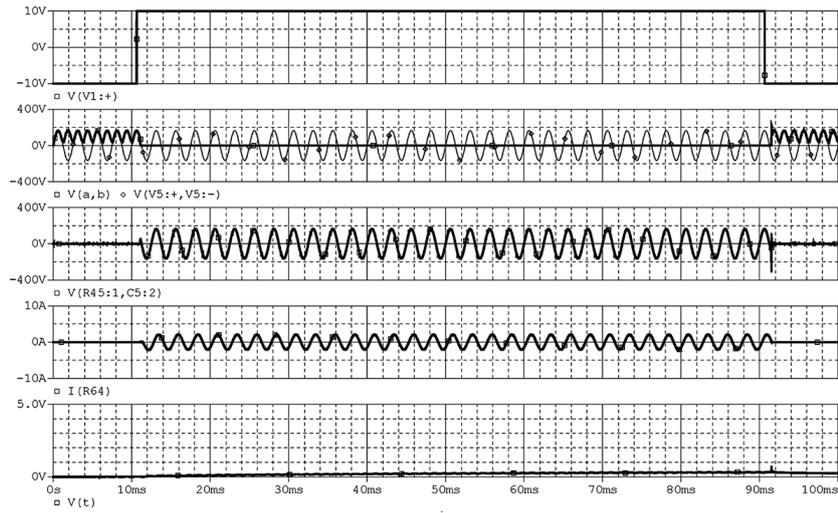


Рис. 7. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации RL -нагрузки при номинальном токе

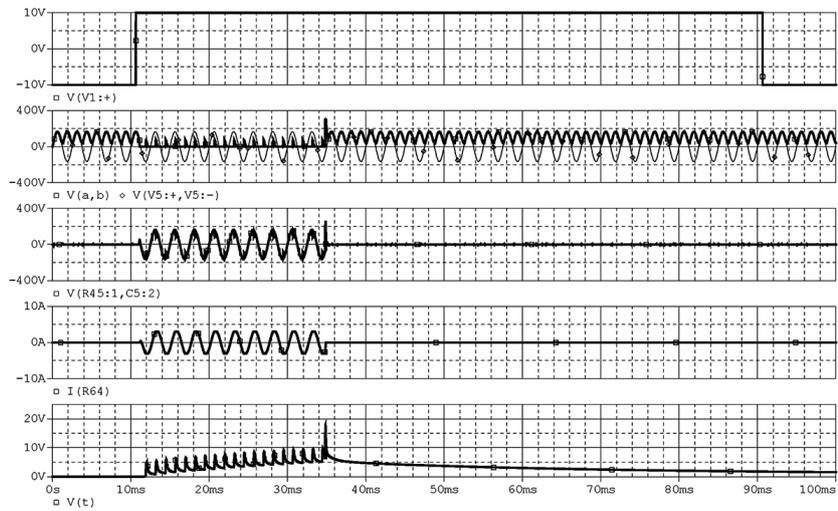


Рис. 8. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации R -нагрузки с переходным током

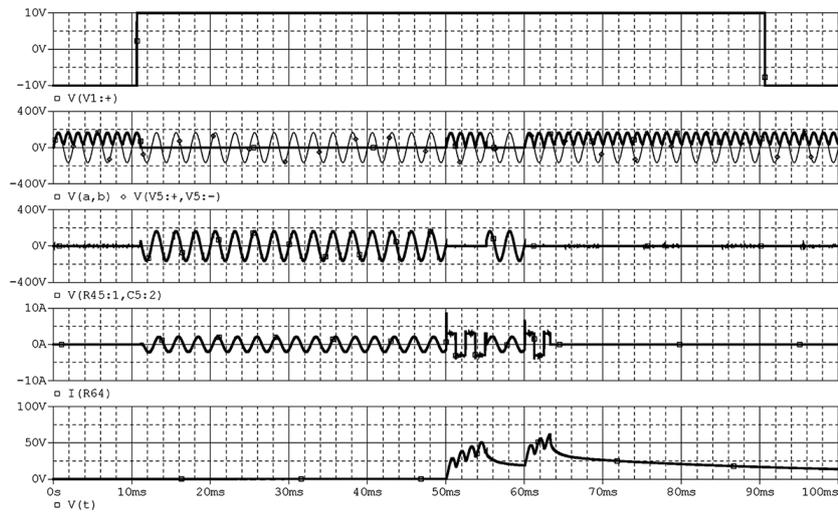


Рис. 9. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации R -нагрузки при возникновении перемежающегося короткого замыкания ($t = 50$ мс, частота 100 Гц)

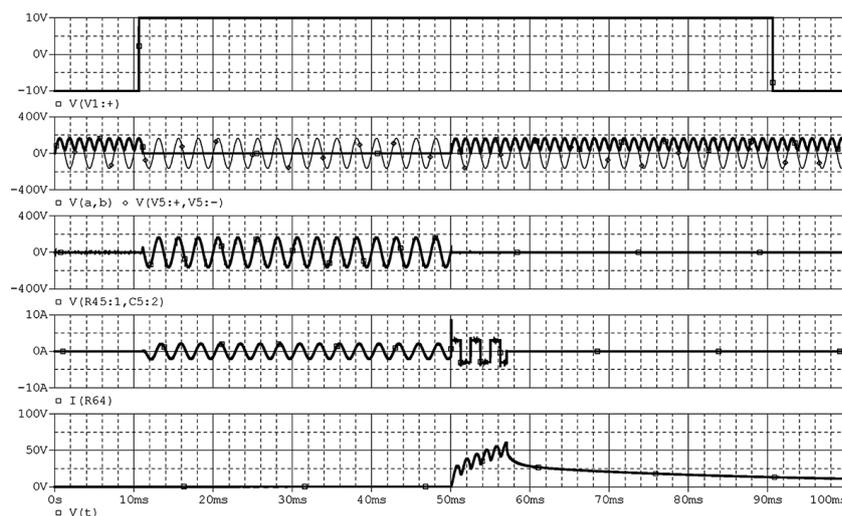


Рис. 10. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации R -нагрузки при возникновении короткого замыкания ($t = 50$ мс)

В процессе коммутации активно-индуктивной нагрузки отсутствуют любые особенности. Благодаря работе БОО включение АЗК происходит при нуле напряжения, а отключение — при нуле тока. Температура нагрева кристалла плавно повышается в течении работы силового транзистора в области насыщения, выходя на постоянную температуру примерно через 70–75 мс после включения.

При коммутации активно-индуктивной нагрузки с переходным током наблюдается работа блока ограничения тока. Благодаря работе силового транзисторного ключа в активной области амплитудное значение тока нагрузки не превышает 3 А, при этом наблюдается постепенный нагрев кристалла силового ключа. Аналогично процессам коммутации активной нагрузки через определенное время, не превышающем требований ГОСТ Р 54073 2017 для нормальных переходных процессов, происходит отключение транзисторного АЗК.

В процессе коммутации активно-индуктивной нагрузки при перемежающемся коротком замыкании наблюдается работа силового транзисторного ключа в активной области: амплитудное значение тока нагрузки при возникновении короткого замыкания не превышает номинального значения, при этом наблюдается значительный нагрев кристалла силового ключа. При частоте коммутации перемежающегося короткого замыкания около 100 Гц наблюдается кратковременная нормальная работа транзисторного АЗК, однако при возникновении повторного короткого замыкания силовой ключ размыкается, причем время работы силового ключа в активной области меньше, чем при возникновении первого короткого замыкания. Дальнейшее включение АЗК возможно только после снятия сигнала управления.

Срабатывание АЗК при возникновении параллельного короткого замыкания аналогично срабатыванию АЗК при перемежающемся коротком замыкании: при

возникновении замыкания силовой ключ выводится в активную область, амплитуда тока нагрузки не превышает амплитуды номинального тока. Поскольку короткое замыкание не прерывается, то по истечении времени большим, чем при перемежающемся замыкании происходит отключение АЗК. Повторное включение АЗК возможно только после снятия сигнала управления.

Следует отметить, что при возникновении как обычного, так и перемежающегося короткого замыкания, токи которых в несколько раз больше номинального тока нагрузки, срабатывание АЗК происходит за время меньшее, чем при коммутации переходного тока.

При коммутации активно-индуктивной нагрузки хорошо заметен сдвиг фаз между током и напряжением (графики 3 и 4 соответственно). Благодаря наличию в составе АЗК блока организации отключения RL -нагрузки срабатывание АЗК происходит в момент перехода напряжения через ноль (график 3: напряжение к нагрузке подводится практически при переходе синусоиды через ноль; небольшой начальный скачок напряжения обусловлен скоротечностью процесса и ограниченным быстродействием блока организации отключения. Выключение АЗК при коммутации номинального тока (рисунок 7) происходит при нуле тока (график 4), что вызывает незначительное перенапряжение на силовом транзисторном ключе (график 2) и практически не вызывает перегрев кристалла силового ключа. В качестве примера на рис. 11 представлен временные диаграммы процессов коммутации RL -нагрузки при номинальном токе транзисторным АЗК аналогичной конструкции, но не оборудованным блоком организации отключения RL -нагрузки.

На графиках отчетливо видно, что при отсутствии БОО в составе транзисторного АЗК выключение RL -нагрузки сопровождается перенапряжением на силовом ключе с амплитудой порядка 300 В (при но-

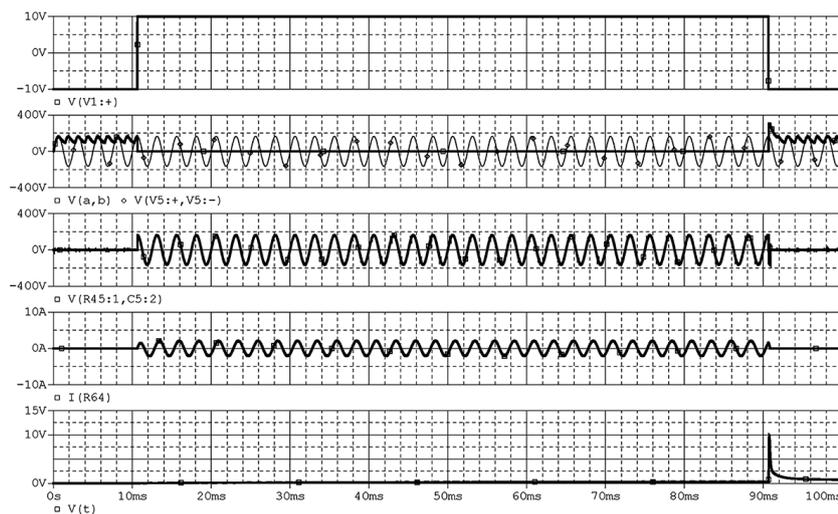


Рис. 11. Временные диаграммы тока, напряжений и температуры при коммутации RL -нагрузки с номинальным током (при отсутствии блока организации отключения)

минальном фазном напряжении сети 115 В) а также значительным перегревом кристалла силового ключа по сравнению с процессом коммутации, показанном на рис. 7.

Выводы

1. Рассмотренная модель транзисторного автомата защиты и коммутации переменного тока осуществляет коммутацию активных и активно-индуктивных нагрузок в щадящем для силового транзисторного ключа режимах, обеспечивает ограничение переходных токов, а также отключает нагрузку как при возникновении параллельных коротких замыканий, так и при параллельных перемежающихся коротких замыканиях, которые сопровождаются дугowymi разрядами.

2. При параллельных дугowych разрядах ток дуги значительно превышает номинальный ток питания нагрузки, поэтому их ликвидация обеспечивается существующим набором защитных цепей. Блоки индикации дугowego разряда в данном случае не требуются.

3. Модель транзисторного автомата защиты и коммутации обеспечивает ограничение переходных токов на уровне номинального тока нагрузки. Нагрев кристалла силового ключа не превышает предельных параметров, а продолжительность ограничения переходных токов достаточна, для пропуска любых пусковых токов, характерных для коммутации электроприводов.

4. Включение в состав транзисторного АЗК блока организации отключения RL -нагрузки существенно уменьшает нагрев кристалла силового ключа, при этом время включения и отключения АЗК при коммутации номинального тока увеличивается не более чем на 2 мс. Следует отметить, что блок организации отключения работает параллельно с блоком ограничения тока,

поэтому не увеличивает время срабатывания АЗК при переходных токах и при токах короткого замыкания.

Литература

1. Szekely V., Bien, T. V. Fine Structure of Heat Flow Path in Semiconductor Devices: A Measurement and Identification Method. SolidState Electronics, 1988, Vol. 31.
2. J. K. Hastings, J. C. Zuercher, E. Hetzmannseder. Electrical Arcing and Material Ignition Levels / SAE Technical Paper Series, 2004-01-1565.
3. В. И. Смирнов. Спектральный и временной методы измерения теплового сопротивления полупроводниковых приборов. – Промышленные АСУ и контроллеры, 2014, № 10, С. 58–63.
4. ГОСТ Р 54073-2010 Системы электроснабжения вертолетов и самолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии – М.: Стандартинформ, 2018. – 35 с.
5. Грузков С. А., Останин С. Ю., Сугробов А. М., Токарев А. Б., Тыричев П. А. Электрооборудование летательных аппаратов, учебник для ВУЗов. Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов – М.: Изд-во МЭИ, 2005. – 568 с.
6. Е. В. Машуков, К. В. Куликовский, Г. М. Улященко, Д. А. Шевцов. Проблемы ликвидации аварийных дугowych разрядов в авиационных системах электроснабжения. – Практическая силовая электроника, 2013, № 4 (52), С.17–20.
7. Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Г. М. Улященко. Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения электроэнергии – М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2009. – 188 с.

Притулкин Алексей Андреевич, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), инженер конструктор 3 категории ОКБ “Сухого”, e-mail: shaulung@yandex.ru.

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин, А. В. Степанов

К ВОПРОСУ ОБ УСРЕДНЕНИИ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ АФАР

N. A. Kushnerev, M. V. Rodin,
A. V. Stepanov

On Pulse Power Averaging in Electric Power Supplies
of Receive-Transmit Modules Of Onboard AESA Radar

В статье рассмотрены некоторые аспекты практической реализации источников электропитания с усреднением импульсной мощности, используемых в приемо-передающих модулях активных фазированных антенных решеток бортовых радиолокационных систем. Приведены рекомендации по применению рассматриваемых источников электропитания.

The article regards some aspects of practical realization of electric power supplies with the pulse power averaging, employed in receive-transmit active phased-array antenna of the onboard radar systems. The authors give recommendations on application of the power supplies under consideration.

Ключевые слова: радиолокационная система, активная фазированная антенная решётка, приемо-передающий модуль, источник электропитания.

Key words: radar system, active phased-array antennae, receive-transmit module, electric power supply.

Одной из ключевых особенностей разработки современных и перспективных радиолокационных систем (РЛС), используемых как датчики информации в составе авиационно-космических комплексов дистанционного мониторинга окружающего пространства, является стремление выполнить их передающий тракт по возможности распределенным. В связи с этим во многих комплексах мониторинга нового поколения применение находят активные фазированные антенные решетки (АФАР) [1–3].

При создании радиолокационных АФАР перед разработчиком неизбежно встает крайне сложная задача выбора структуры ее системы электропитания. Решению этой задачи, в частности, посвящены работы [4–8]. Однако в них практически не уделено либо недостаточно уделено внимания тому, что эта задача обычно сопряжена с выбором способа электропитания конечных усилителей мощности (УМ) приемо-передающих модулей (ППМ). Такие УМ, как правило, представляют для источника электропитания (ИЭП) импульсную нагрузку. Это означает, что они потребляют электроэнергию лишь в небольшие промежутки времени, соответствующие длительности зондирующего радиоимпульса [9].

К настоящему времени в научно-технической литературе описаны два способа импульсного электропитания УМ: с усреднением импульсной мощности и без усреднения. Наиболее полно преимущества и недостатки этих способов приведены в работе [10]. Однако в ней не уделено внимания практическим аспектам разработки ИЭП УМ при электропитании от источника ограниченной мощности, какими обычно являются системы электроснабжения (СЭС) носителей бортовых РЛС.

Цель представленной работы — обратить внимание разработчиков радиолокационных АФАР авиаци-

онно-космического базирования на необходимость учета комплекса факторов при построении их систем электропитания, в частности, выбора способа электропитания конечного УМ ППМ.

Общие сведения о способах электропитания импульсных усилителей мощности

Итак, в настоящее время принято выделять два способа осуществления импульсного электропитания конечного УМ ППМ в радиолокационных АФАР.

Первый способ подразумевает непосредственное преобразование мощности СЭС (или другого ИЭП, формирующего напряжение промежуточной шины) в мощность импульса электропитания УМ. Структура такого тракта электропитания приведена на рис. 1а. На рисунке $U_{вх}$ — напряжение на входе ИЭП, а $U_{вых}$ — напряжение на его выходе.

Однако при работе по схеме, представленной на рис. 1а, СЭС, развивающая довольно значительную импульсную мощность (для современных РЛС от сотен ватт и выше), используется только в течение относительно малых промежутков времени, соответствующих длительности зондирующего радиоимпульса $t_{д}$. Очевидно, такой способ осуществления импульсного электропитания нерационально использует СЭС.

В современных импульсных РЛС используют зондирующие сигналы как с высокой частотой повторения (квазинепрерывный режим излучения), так и с малой. В последнем случае значения скважности Q могут составлять от 10 и более. Это значит, что импульсная мощность, потребляемая УМ, многократно превосходит среднюю потребляемую от ИЭП мощность.

Как правило, в этом случае ИЭП должен быть рассчитан на обеспечение полной импульсной мощности, потребляемой УМ. При этом импульсная мощность, потребляемая ИЭП от СЭС, очевидно, из-за потерь

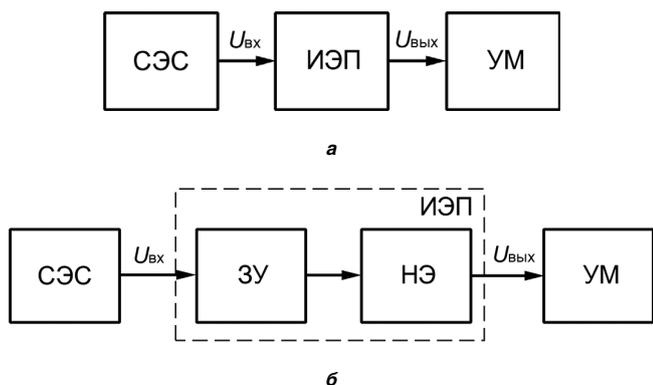


Рис. 1. Структуры трактов импульсного электропитания без накопления электроэнергии (а) и с накоплением электроэнергии (б)

энергии превосходит импульсную мощность, потребляемую УМ. Таким образом, средняя величина потребляемой от СЭС мощности P_{cp} зависит от скажности зондирующих сигналов и коэффициента полезного действия (КПД) ИЭП и может быть ориентировочно найдена как

$$P_{cp} = \frac{P_{и} Q}{\eta}, \quad (1)$$

где $P_{и}$ – импульсная мощность на выходе ИЭП, η – КПД ИЭП.

Следует отметить, что на практике к ИЭП предъявляют и ряд специфических требований, среди которых:

- быстрый отклик на изменение тока нагрузки и малая величина перерегулирования;

- необходимость выбора силовых активных и пассивных элементов из расчета импульсной мощности, значительно превышающей среднюю.

К сожалению, учитывая приведенные выше требования, применение в ИЭП серийно выпускаемых унифицированных модулей электропитания весьма затруднительно.

К недостаткам рассматриваемого способа обеспечения импульсного электропитания УМ следует отнести следующие:

- большие масса и габариты ИЭП из-за потребления импульсной мощности, значительно превышающую среднюю, от СЭС;

- большая амплитуда пульсации тока потребления от СЭС;

- большая амплитуда создаваемых импульсным ИЭП наводок и помех из-за большой коммутируемой мощности.

Второй способ импульсного электропитания оконечного УМ ППМ в радиолокационных АФАР подразумевает использование ИЭП, у которого выходная мощность сравнима со средним значением мощности, потребляемой УМ от СЭС. В этом случае в цепь электропитания УМ включают накопитель электроэнергии (НЭ) с зарядным устройством (ЗУ). Структура такого тракта электропитания приведена на рис. 1б.

Такие устройства импульсного электропитания часто называют ИЭП с *усреднением импульсной мощности*.

Вариант функциональной схемы тракта электропитания УМ, использующего накопление электроэнергии, представлен на рис. 2.

В разомкнутом положении коммутатора К (обычно это транзисторный ключ) происходит накопление электроэнергии, то есть заряд НЭ от ЗУ в течение времени $T - t_{и}$, где T – период повторения зондирующих радиоимпульсов. В замкнутом положении коммутатора К накопленная электроэнергия расходуется в течение времени $t_{и}$.

НЭ и коммутатор К обычно рассматривают как один функциональный каскад, называемый *импульсным модулятором* (ИМ). В качестве НЭ используют батареи конденсаторов.

На практике часто в качестве коммутатора выступает сама нагрузка. Действительно, оконечный УМ как импульсная нагрузка часто работает в энергетически эффективном классе С, который характеризуется практически нулевым током потребления в отсутствии усиленного радиоимпульса на входе. В этом случае за счет попеременного включения/выключения нагрузки электроэнергия потребляется от НЭ импульсами длительностью $t_{и}$.

Как следует из рис. 3а, форма тока в нагрузке $i_{н}$, равно как и потребляемого от СЭС, импульсная. При этом выходное напряжение практически постоянное (а значит, ток в нагрузке $i_{н}$ имеет форму, приближенную к прямоугольной), а переходные процессы обрабатываются конденсатором $C_{вых}$ относительно малой емкости.

В этом случае импульсный характер потребления тока ведет к периодическим “просадкам” напряжения СЭС с частотой следования зондирующих радиоимпульсов, что негативно влияет на работу других потребителей электроэнергии, подключенных к той же СЭС.

На рис. 3б форма тока в нагрузке $i_{н}$ импульсная, но отличная от прямоугольной за счет разряда НЭ. Однако ток $i_{н}$ потребляется от ЗУ (равно как и от СЭС) непрерывно. СНЭ на рисунке – емкость батареи накопительных конденсаторов.

Таким образом, при разработке ИЭП с усреднением импульсной мощности он должен быть рассчитан на выходную мощность, незначительно превышающую

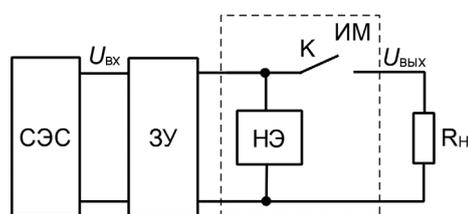


Рис. 2. Функциональная схема тракта электропитания УМ с накоплением электроэнергии

среднюю мощность потребления УМ (приблизительно в 1,5 раза). Импульсная мощность, потребляемая от СЭС, в этом случае зависит от параметров НЭ и ЗУ, а средняя – от скажности зондирующих радиоимпульсов и КПД ЗУ.

На практике при правильном выборе параметров НЭ импульсная мощность, потребляемая ЗУ, лишь на 5–10% превышает среднюю. При этом ЗУ обеспечивает лишь небольшую часть тока нагрузки в течение времени $t_{и}$. Основную же часть электроэнергии в течение времени $t_{и}$ УМ потребляет от НЭ. Чем больше длительность зондирующего радиоимпульса – тем больше должна быть емкость НЭ.

В качестве ЗУ на практике часто используют серийные унифицированные модули электропитания с дополнительными схемами ограничения зарядного тока НЭ или без них.

К недостаткам рассматриваемого способа импульсного электропитания следует отнести следующие:

– необходимость введения в ИЭП накопителя значительной емкости, что может значительно ухудшить массогабаритные показатели всего ППМ при большой длительности зондирующего радиоимпульса (100 мкс и более);

– наличие спада напряжения электропитания УМ в течение времени формирования зондирующего радиоимпульса из-за разряда НЭ, что приводит к снижению информативности РЛС;

– при большой емкости НЭ (десятки и сотни тысяч микрофард) снижается надежность ЗУ из-за возникающих токовых перегрузок в выходной цепи последнего, обусловленных зарядом НЭ – как следствие, необходимо ограничение тока заряда НЭ при включении ИЭП;

– дестабилизация контура обратной связи ЗУ при большой емкости НЭ;

– невозможность высокоскоростного управления величиной выходного напряжения ИЭП из-за большой энергоемкости НЭ.

Указанные недостатки могут быть преодолены за счет модификации схемы ИЭП.

Дело в том, что описанная выше схема ИЭП с усреднением импульсной мощности относится к схемам с частичным разрядом НЭ. Практически разряд НЭ в течение времени $t_{и}$ не превышает 5 ... 10% от среднего значения (по напряжению). В свою очередь, это обуславливает применение конденсаторов в НЭ большой емкости.

Как развитие схемы, приведенной на рис. 2, известна схема ИЭП с глубоким разрядом накопителя [9]. Вариант функциональной схемы такого ИЭП, а также временные диаграммы, поясняющие его работу, показаны на рис. 4.

В схеме между НЭ и УМ установлен импульсный регулятор напряжения с быстродействующей (например, гистерезисной) схемой управления (СУ). Он обеспечивает формирование напряжения необходимой величины (или модулирующего импульса напряжения) при изменении напряжения на накопителе в широких пределах. При таком построении ИЭП разряд НЭ в течение времени $t_{и}$ может составлять более 50%, что позволяет значительно уменьшить емкость и массу накопительных конденсаторов.

ИЭП с дополнительным импульсным регулятором напряжения обладает следующими преимуществами по сравнению с ранее рассмотренной схемой ИЭП с усреднением импульсной мощности [9]:

– отсутствие спада напряжения электропитания УМ в течение времени формирования зондирующего радиоимпульса;

– возможность управлять напряжением электропитания УМ с высокой скоростью;

– малая емкость и масса НЭ;

– малая амплитуда пульсации тока, потребляемого от СЭС.

В то же время данной схеме ИЭП присущи следующие недостатки:

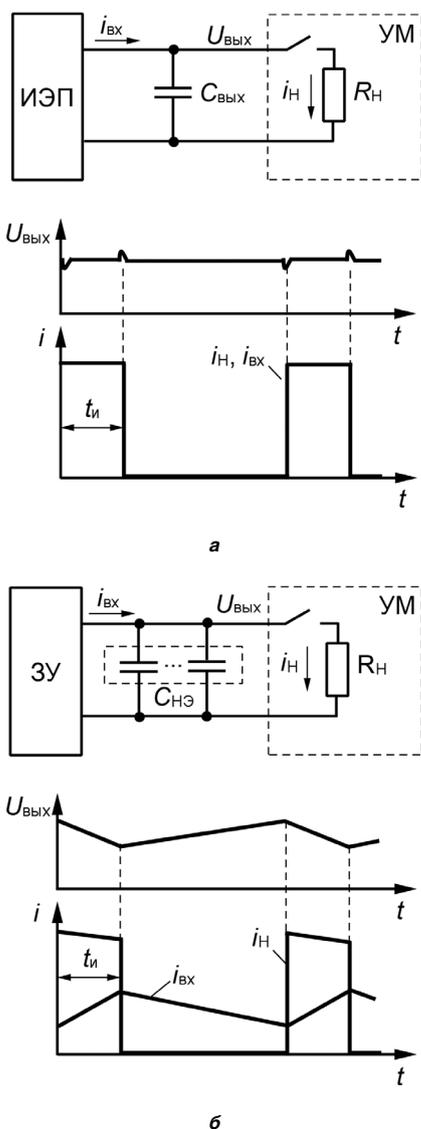


Рис. 3. Эпюры напряжений и токов в схеме ИЭП без усреднения (а) и с усреднением импульсной мощности (б)

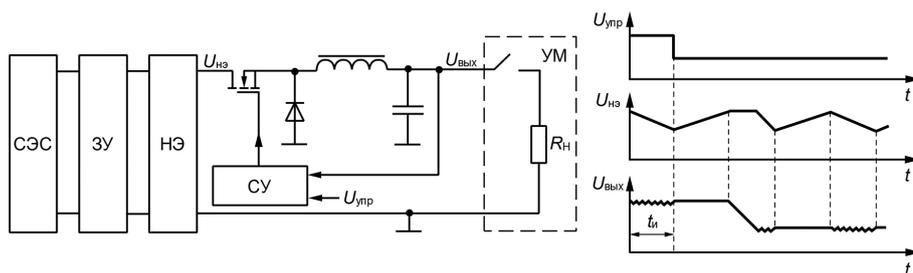


Рис. 4. Функциональная схема ИЭП с глубоким разрядом емкостного накопителя

- некоторое снижение КПД из-за наличия дополнительного звена преобразования напряжения;
- повышенные требования к качеству накопительных конденсаторов из-за более глубокого их разряда;
- наличие пульсации напряжения на вершине модулирующего импульса.

Таким образом, в схеме ИЭП без усреднения импульсной мощности, с одной стороны, удастся избавиться от энергоемкого накопительного конденсатора (или батареи конденсаторов), а значит улучшить массогабаритные характеристики ИЭП (как правило, достаточно одного конденсатора с относительно малой емкостью, работающего только во время переходных процессов на фронтах импульса); с другой стороны, сам ИЭП должен быть рассчитан на выходную мощность, соизмеримую с мощностью импульса в нагрузке.

Однако из-за полноценного энергоснабжения нагрузки в течение длительности зондирующего радиоимпульса ток, потребляемый от СЭС, носит импульсный характер, что крайне нежелательно в бортовых РЛС.

Напротив, преимуществами ИЭП с усреднением импульсной мощности являются, во-первых, относительно малая требуемая мощность ЗУ, а во-вторых, непрерывное потребление тока от ЗУ. Однако емкость НЭ, а значит, его масса и габариты, зависят от длительности зондирующего радиоимпульса и требований, предъявляемых к величине спада напряжения.

Практические аспекты разработки ИЭП импульсных усилителей мощности для бортовых РЛС

Одной из важнейших особенностей систем электропитания АФАР бортовых РЛС являются жесткие ограничения как по средней, так и по импульсной мощности, потребляемой от СЭС носителя. Эти ограничения задаются, в первую очередь, в ГОСТ Р 54073-2017 (ранее ГОСТ Р 54073-2010, ГОСТ 19705-89) в п. 6.4 и фактически запрещают использование импульсно-периодических нагрузок большой мощности.

Для аппаратуры космического базирования ограничения на потребляемую мощность от СЭС носителя задаются в соответствующих общих технических требованиях, технических условиях на СЭС и других документах, как правило, индивидуальных для разрабатываемого космического аппарата. Как правило, для бортовых сетей постоянного тока космических

аппаратов типовой величиной допустимой амплитуды пульсации тока, потребляемого нагрузкой, является величина 10 ... 20% от среднего значения тока потребления.

Исследованию оптимального построения систем электропитания импульсной нагрузки посвящен ряд работ как отечественных, так и зарубежных авторов. Детально влияние характера потребления мощности от СЭС и критерии оптимальности ИЭП импульсных потребителей электроэнергии рассмотрены, например, в [11].

Проведенный в [11] анализ показывает, что расчетная мощность СЭС как источника ограниченной мощности, определяющая его массу, габариты и стоимость при неравномерной (импульсной) нагрузке, находится в пределах между максимальной и средней мощностями нагрузки и зависит от типа источника. Таким образом, критерий максимума КПД, в котором не учтено влияние способа заряда НЭ и структуры системы заряда на параметры источника ограниченной мощности, приводит к решениям, далеким от оптимальных.

Оптимальной системой заряда НЭ будем называть такую систему, которая обеспечивает заданную среднюю мощность передачи энергии в НЭ при условии минимума суммарной массы источника ограниченной мощности и устройства, предназначенного для преобразования параметров электрической энергии. Выбранный таким образом критерий оптимальности учитывает влияние на массу системы не только КПД, но также коэффициента использования источника ограниченной мощности, массы его и преобразователя.

Относительная масса на единицу мощности источника вместе с запасами топлива, как правило, значительно больше относительной массы преобразователя. В связи с этим особого внимания заслуживает разработка преобразователей, обеспечивающих работу источника ограниченной мощности в наиболее выгодном режиме. Такие преобразователи должны потреблять от источника энергию при постоянной во времени мощности [11].

Действительно, при импульсном потреблении энергии от генератора СЭС в случае использования системы электропитания с ИЭП без усреднения импульсной мощности действующее значение тока

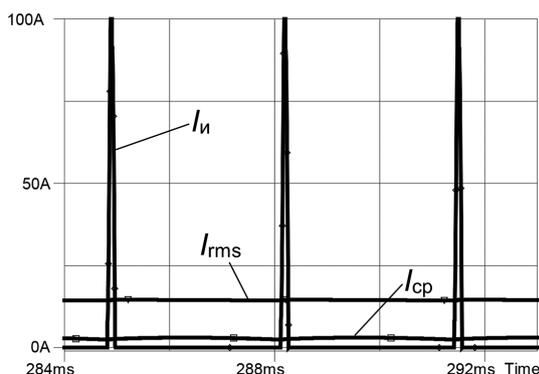


Рис. 5. Осциллограммы токов потребления от СЭС

в подводящих линиях и обмотках генератора будет пропорционально корню квадратному из скважности зондирующего сигнала:

$$I_d = I_{cp} \sqrt{Q}, \quad (2)$$

где I_{cp} — среднее значение тока потребления.

Так, при скважности зондирующего сигнала $Q = 10$ действующее значение тока потребления будет больше его среднего значения в 3,16 раза, а при скважности $Q = 30$ — в 5,5 раз. Это требует значительного увеличения площади сечения электропитающих проводов, а также проводов обмоток генератора.

Для примера в качестве результатов моделирования систем электропитания в *OrCAD PSpice* на рис. 5 приведены осциллограммы тока $I_{и}$, потребляемого ИЭП без усреднения импульсной мощности СЭС, действующее значение этого тока I_{rms} и, для сравнения, ток I_{cp} , потребляемый ИЭП с усреднением импульсной мощности.

Другим недостатком системы электропитания с ИЭП без усреднения импульсной мощности, ограничивающим ее применение в бортовых РЛС, является плохая электромагнитная совместимость с другими потребителями, подключенными к той же бортовой СЭС. Импульсный характер тока потребления вызывает значительную модуляцию напряжения СЭС и является причиной электромагнитных наводок на другие радиоэлектронные средства, питающиеся от нее.

Таким образом, для бортовых импульсных РЛС применение ИЭП УМ без усреднения импульсной мощности является в большинстве случаев недопустимым как по причине ограничений, накладываемых действующими стандартами и другими руководящими документами, так и по причине неоптимальности использования СЭС, что ухудшает массогабаритные показатели системы электропитания в целом.

Исключение составляют бортовые РЛС со сверхвысокой длительностью зондирующего радиоимпульса (сотни мс и более) и малой скважностью. При таких длительностях радиоимпульса габариты и масса накопителя могут стать чрезмерно большими даже с учетом его глубокого разряда. В этом случае целесообразно рассматривать вариант разработки индивидуальной СЭС передающего тракта РЛС с генератором, разрабатываемым по специальному техническому заданию с оценкой показателей эффективности РЛС и индивидуальной СЭС в комплексе.

Для бортовых импульсных РЛС наиболее целесообразным является построение ИЭП УМ с усреднением импульсной мощности как обеспечивающих достаточную равномерность потребляемой мощности от СЭС.

Отдельно следует рассмотреть применение ИЭП УМ совместно с СЭС, представляющей собой сеть переменного тока. В этом случае в состав ИЭП УМ, как правило, входит выпрямитель сетевого напряжения со сглаживающим фильтром. В ряде случаев конденсатор сглаживающего фильтра может быть использован как НЭ. При этом необходимо использование перед нагрузкой дополнительного регулятора напряжения для стабилизации и гальванической развязки напряжения электропитания УМ. Структурная схема соответствующего тракта электропитания приведена на рис. 6.

Идея такого использования сглаживающего фильтра была предложена в [10]. При реализации предложенного решения целесообразно использовать активный или пассивный корректор коэффициента мощности (ККМ) для обеспечения близкого к синусоидальному тока потребления из сети. Также необходимо учитывать, что величина емкости конденсатора фильтра будет определяться, в первую очередь, длительностью зондирующего радиоимпульса и импульсной потребляемой мощностью УМ и может значительно превышать расчетную величину, достаточную для работы выпрямителя сетевого фильтра. Кроме того, для снижения потерь в токонесущих цепях и уменьшения создаваемых электромагнитных помех фильтр-накопитель необходимо размещать в непосредственной близости от ИЭП УМ, что может вызвать определенные конструктивные сложности.

Итак, существует ряд приложений, в которых применение ИЭП с усреднением импульсной мощности будет предпочтительнее. В первую очередь — в бортовых РЛС со значительной скважностью зондирующих радиоимпульсов (более 5 ... 10) при длительностях зондирующих радиоимпульсов менее 10 мс. При больших длительностях габариты и масса накопителя

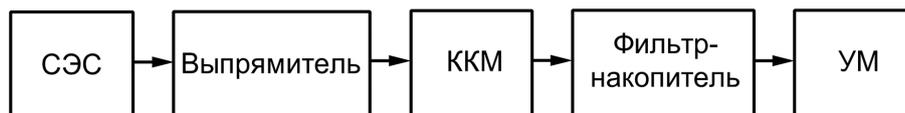


Рис. 6. Структура тракта импульсного электропитания с переменным напряжением на входе

могут стать чрезмерно велики – в этом случае требуется разработка специализированной СЭС.

Заключение

Резюмируя представленный в статье материал, можно сделать следующие выводы.

1. При разработке систем электропитания АФАР для бортовых импульсных РЛС, кроме традиционных требований к КПД и массогабаритным характеристикам, необходимо учитывать требования и к равномерности потребления мощности от системы электропитания носителя.

2. В большинстве случаев в бортовых радиолокационных АФАР для электропитания оконечного усилителя мощности приемо-передающего модуля предпочтительны ИЭП с усреднением импульсной мощности. А при длительностях зондирующих радиоимпульсов, значительно превышающих 100 мкс, целесообразно построение ИЭП с глубоким разрядом емкостного накопителя.

3. В случае бортовых РЛС со сверхвысокой длительностью зондирующего радиоимпульса (сотни мс и более) и малой скважностью, когда масса и габариты накопителя становятся неприемлемо большими, целесообразно рассматривать построение ИЭП без усреднения мощности, но с разработкой индивидуальной системы электропитания передающего тракта РЛС с оценкой показателей эффективности РЛС и индивидуальной системой электропитания в комплексе.

Литература

1. *Верба В. С.* Радиолокационные системы авиационных комплексов радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. – М.: Радиотехника, 2014. – 528 с.
2. Антенны и радары с электронным управлением лучом. Под ред. А. И. Синани и Г. Ф. Кауфмана. – М.: Радиотехника, 2016. – 234 с.
3. *Верба В. С., Неронский Л. Б., Турук В. Э.* Перспективные технологии цифровой обработки радиолокационной информации космических РСА. – М.: Радиотехника, 2019. – 416 с.

4. *Сушкова Н. С.* Построение системы электропитания для современных и перспективных многоэлементных АФАР. – Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2015. № 4. С. 39–43.
5. *Гончаров А.* Особенности построения матричных систем распределенного электропитания для АФАР. – Компоненты и технологии. 2016. № 12. С. 100–104.
6. *Жданкин В. К.* Некоторые проблемы при проектировании систем распределенного электропитания. – Компоненты и технологии. 2018. № 2. С. 86–94.
7. *Негреба О.* Некоторые аспекты организации систем электропитания АФАР. Часть 1. – Силовая электроника. 2018. № 5. С. 64–66.
8. *Кушнерев Н. А., Родин М. В.* Особенности проектирования и тенденции развития систем электропитания АФАР бортовых радиолокаторов. – Информационно-измерительные и управляющие системы. 2019. № 6. С. 68–82.
9. *Королев А. В., Кушнерев Н. А., Родин М. В.* Об электропитании выходных усилительных каскадов приемо-передающих модулей импульсных РЛС с АФАР. – Электропитание. 2016. № 2. С. 33–41.
10. *Негреба О.* Некоторые аспекты организации систем электропитания АФАР. Часть 2. – Силовая электроника. 2018. № 6. С. 24–27.
11. *Кныш В. А.* Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 160 с.

Кушнерев Николай Александрович, к. т. н., начальник лаборатории АО «Концерн «Вега», тел.: +7(499) 753-40-04 доб.9305, e-mail: kushnerev@inbox.ru;

Родин Михаил Валерьевич, к. т. н., старший научный сотрудник – заведующий аспирантурой АО «Концерн «Вега», доцент кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» МГТУ им. Н. Э. Баумана, тел.: +7(499) 753-40-04 доб.1217, e-mail: mvrodin@bmstu.ru

Степанов Антон Вадимович, инженер АО «Концерн «Вега», тел.: (499)753-40-04 доб.9291, e-mail: anton.stepanov1996@mail.ru.

М. В. Шевлюгин, Данг Вьет Фук

ОЦЕНКА ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПРИ ВНЕДРЕНИИ ДВЕНАДЦАТИ-ПУЛЬСОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ АГРЕГАТОВ НА ТЯГОВЫХ ПОДСТАНЦИЯХ

*M. V. Schevlyugin,
Dang Viet Phuk*

Описаны критерии, обеспечивающие технико-экономический эффект от внедрения двенадцати-пульсовых преобразовательных агрегатов по сравнению с 6-пульсовыми. Представлены теоретические и экспериментальные исследования в подтверждение описанных эффектов. Качественно и количественно показаны эффекты от повышения коэффициента мощности и коэффициента полезного действия двенадцати-пульсовых преобразователей, повышения уровня напряжения на шинах тяговых подстанций, снижения уравнильных токов в тяговой сети. Выведены зависимости оценки эффекта по каждому из показателей. Показана оценка общего сравнительного эффекта по энергосбережению от внедрения двенадцати-пульсовых преобразовательных агрегатов.

Ключевые слова: двенадцати-пульсовые преобразователи, тяговые подстанции, энергосбережение, повышение качества энергии.

Energy Indicators Improving Assessment While Twelve-Pulse Converting Units Implementation at the Traction Substations

The article describes criteria, which ensure technical-and-economic efficiency from the twelve-pulse converting units implementation compared to the six-pulse units. Theoretical and experimental are presented as a confirmation of the effects being described. The effects of both power factor and efficiency increasing of the twelve-pulse converters, voltage level increasing at the traction substations buses, and equalizing currents reduction are being presented quantitatively and qualitatively. The dependencies for effectiveness estimation for each of the indicators were derived. Evaluation of the total comparative effect of energy saving from the twelve-pulse converting units implementation is demonstrated.

Key words: twelve-pulse converters, traction substations, energy saving, energy quality improvement.

При развитии современных систем электропитания транспорта приоритет всегда остается за повышением надежности, безопасности и энергоэффективности. На железных дорогах и метрополитенах данные показатели в основном достигаются за счет ввода более экологического электроподвижного состава, использования новых материалов, новых схем и силовой полупроводниковой элементной базы, накопителей энергии [1, 2, 3], преобразователей [4, 5], систем управления, и прочих технологических новшеств.

Повышение надежности и энергоэффективности тяговых подстанций на железных дорогах постоянного тока и метрополитенах диктует массовый переход от традиционных 6-пульсовых на двенадцати-пульсовые схемы выпрямления полупроводниковых преобразовательных агрегатов (ПА). Использование двенадцати-пульсовых выпрямителей позволит снизить влияние высших гармонических составляющих тягового тока на работу устройств обеспечения безопасности движения поездов (СЦБ и АЛС-АРС) [6, 7]; жестче поддерживать необходимый уровень напряжения в тяговой сети (ТС), сокращая потери электроэнергии за счет реализации мощности на тягу поездов с меньшей величиной тока из-за более высокого напряжения, от которого напрямую зависит пропускная способность линий и энергоэффективность; повысить коэффициент мощности; увеличить коэффициент полезного действия (КПД) ПА; снизить потери энергии в тяговой сети от

уравнильных токов и повысить качество электроэнергии [5, 8].

Оценку экономии энергии можно провести, как на основе теоретических выкладок, так и с помощью экспериментальных замеров показателей работы тяговых подстанций (ТП) с 6-пульсовыми ПА в течение нескольких суток с последующим пересчетом на оборудование с двенадцати-пульсовыми выпрямителями.

Особое внимание было уделено практическим исследованиям на основе экспериментальных замеров осциллограмм токов и напряжений тяговых подстанций, что дает более полное понимание электроэнергетических процессов в системе тягового электроснабжения [3, 4, 9, 10]. Для определения эффективности двенадцати-пульсовых преобразовательных агрегатов были рассмотрены данные нагрузки экспериментальных замеров на ТП-827 Серпуховско-Тимирязевской линии Московского метрополитена. Осциллограмма нагрузки ТП-827 приведена на рис. 1.

При исследовании влияния на внешнюю сеть преобразовательных агрегатов важно оценивать такой показатель качества электрической энергии, как коэффициент мощности ТП (K_M), который характеризует несинусоидальность тока из первичной сети, повышение потребления реактивной мощности и потерь электрической энергии в питающей сети, искажение формы питающего напряжения, а также влияет на энергоэффективность.

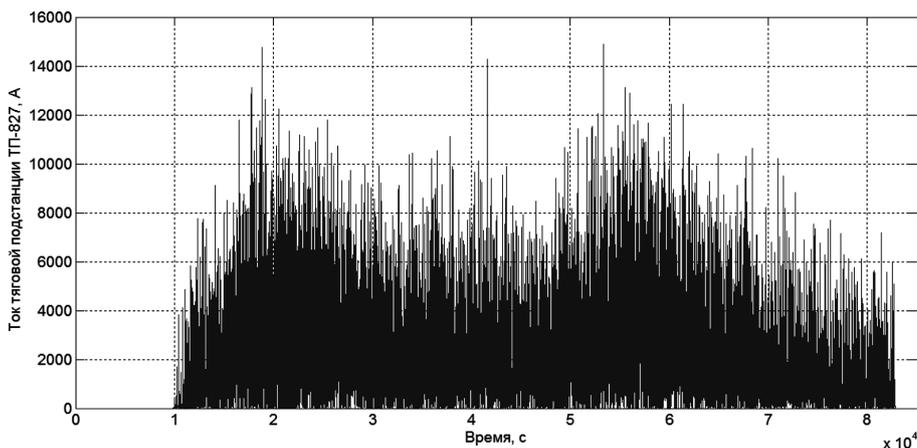


Рис. 1. Осциллограмма тока тяговой подстанции ТП-827 Серпуховско-Тимирязевской линии

Экономия электроэнергии за счет повышения коэффициента мощности

Коэффициент мощности (K_M) ТП зависит, в основном, от схемы выпрямления преобразовательных агрегатов, характеристики тока нагрузки и величины выпрямленного тока, точнее коэффициента нагрузки ТП (K_H), который определяется, как отношение выпрямленного тока тягового агрегата (I_d) к его номинальному значению ($I_{d\text{ ном}}$) для конкретного типа оборудования ($K_M = f(K_H) = f(I_d / I_{d\text{ ном}})$). Принимая во внимание, что нагрузка ТП имеет резкопеременный (импульсный) характер в течение времени (рис. 1), то КМ также непостоянен во времени. При аппроксимации результатов экспериментальных исследований [11] получены зависимости K_M тяговых агрегатов с 6-пульсовыми схемами выпрямления (K_{M6} и K_{M12}) в функции коэффициента нагрузки K_H , которые выглядят следующим образом:

$$K_{M6} = 0,9606e^{(-0,03935)K_H} + (-0,04644)e^{(-7,87)K_H};$$

$$K_{M12} = 0,9693e^{(-0,03361)K_H} + (-0,04218)e^{(-4,971)K_H}.$$

Выражения зависимостей K_{M6} и K_{M12} в функции коэффициента нагрузки K_H в графическом виде представлены на рис. 2.

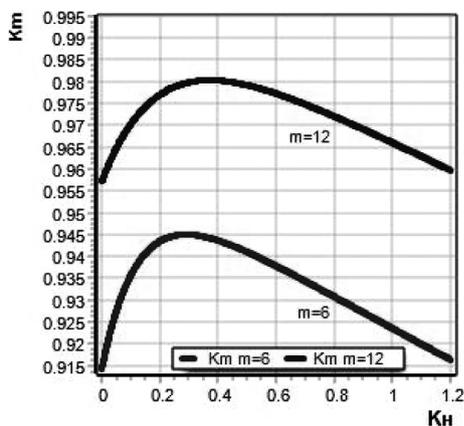


Рис. 2. Зависимости коэффициента мощности K_{M6} и K_{M12} в функции коэффициента нагрузки K_H

Экспериментальные замеры показателей работы ТП позволили оценить значение K_M в зависимости от загрузки ПА в режиме реального времени. На рис. 3 представлен фрагмент осциллограммы тока ТП-827, построенного по мгновенным значениям, (рис. 1) в функции времени за период 16 минут (рис. 3а) с наложением зависимостей коэффициентов мощности K_M шести- и двенадцати-пульсовых выпрямителей (рис. 3а) и аналогичных зависимостей КПД (рис. 3б) в одних временных осях.

Следует отметить, что оценка КМ по мгновенным показателям работы ПА при штатной эксплуатации ПА без дополнительной специальной аппаратуры крайне затруднительно. В этом случае можно воспользоваться средними значениями загрузки ТП по выборке получасовых периодов расхода электроэнергии с помощью данных автоматизированной системы коммерческого учета электроэнергии (АСКУЭ), как правило, штатно используемых на тяговом оборудовании ТП.

Снижение потерь энергии можно оценить по следующей формуле [4, 8, 11]:

$$\Delta A_{K_M} = K_{\Sigma} \cdot A_{\text{выпр.}i} \cdot [\text{tg}(\arccos(K_{M6.\text{cp}})) - \text{tg}(\arccos(K_{M12.\text{cp}}))],$$

где $A_{\text{выпр.}i}$ – переработка активной энергии;

$K_{\Sigma} = 0,25 \text{ кВт} \cdot \text{ч/кВА}$ – коэффициент экономической эквивалентности, число равно уменьшению потерь активной мощности в сетях при уменьшении реактивной нагрузки на 1 кВА.

Средние значения коэффициентов мощности шести- и двенадцати-пульсовых выпрямителей можно представить в следующем виде:

$$K_{M6.\text{cp}} = \frac{1}{n} \left\{ \sum_{i=1}^n [0,9606e^{(-0,03935)K_{H,i}} + (-0,04644)e^{(-7,87)K_{H,i}}] \right\};$$

$$K_{M12.\text{cp}} = \frac{1}{n} \left\{ \sum_{i=1}^n [0,9693e^{(-0,03361)K_{H,i}} + (-0,04218)e^{(-4,971)K_{H,i}}] \right\}.$$

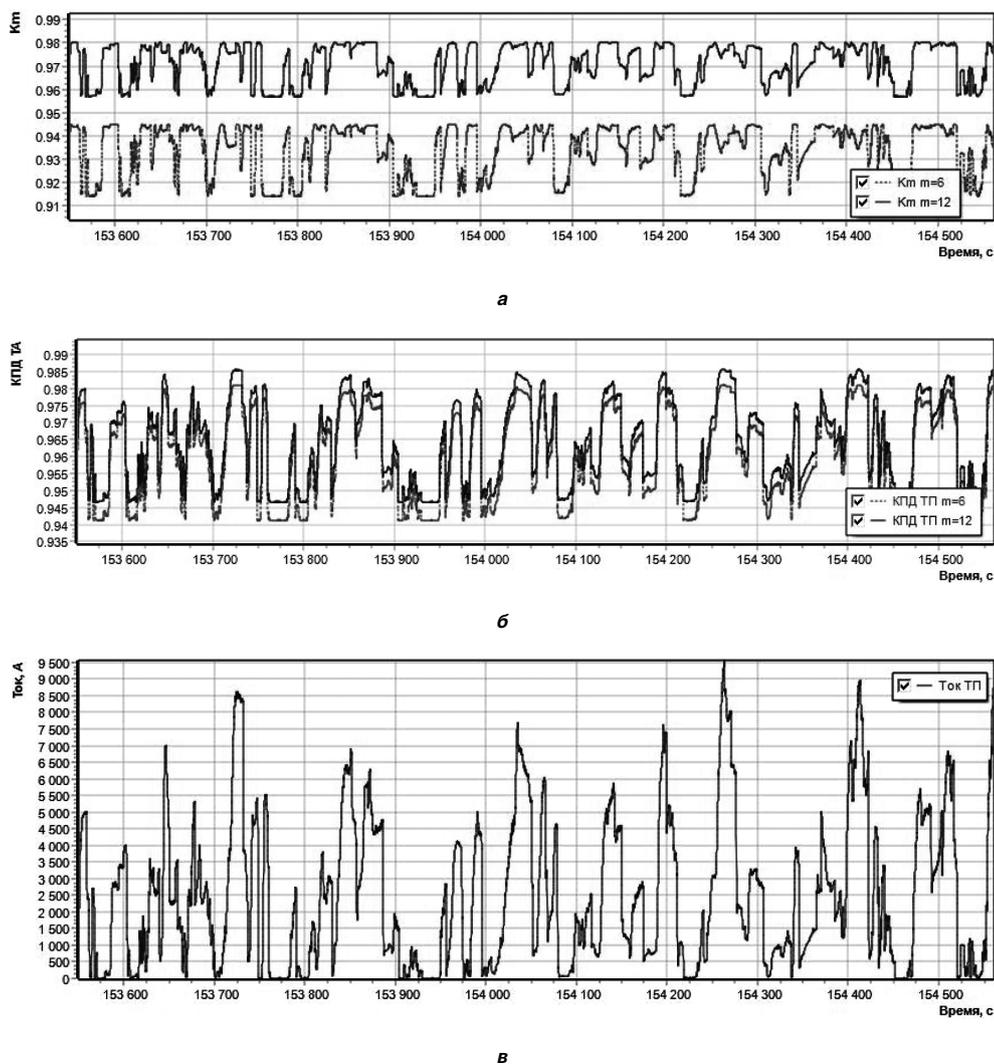


Рис. 3. Фрагмент осциллограммы тока ТП-827 (рис.1) в функции времени за период 16 минут (в) с наложением зависимостей K_M (а) и КПД (б) в одних временных осях

Экономия электроэнергии за счет увеличения КПД от внедрения двенадцати-пульсовых схем выпрямления

При внедрении двенадцати-пульсовых схем выпрямления коэффициент полезного действия (КПД) выпрямителя повышается, так как уменьшаются потери электрической энергии в вентилях и в тяговых агрегаты в общем [12].

Снижение потерь энергии от внедрения двенадцати-пульсовых схем выпрямления определяется как разность потерь:

$$\Delta A_{\eta} = A_{\text{выпр}} (1 - \eta_6) - A_{\text{выпр}} (1 - \eta_{12}) = A_{\text{выпр}} (\eta_{12} - \eta_6),$$

где η_6 и η_{12} – соответственно КПД шести- и двенадцати-пульсовых выпрямителей.

Значение КПД ПА так же, как и K_M не постоянны во времени и так же при аппроксимации результатов экспериментальных исследований [11] можно получить зависимости КПД тяговых агрегатов с шести- и двенадцати-пульсовыми схемами выпрямления (η_6 и η_{12}) в функции коэффициента нагрузки K_H :

$$\eta_6 = 1,002e^{(-0,01987)K_H} + (-0,0608)e^{(-3,062)K_H};$$

$$\eta_{12} = 1,028e^{(-0,03564)K_H} + (-0,08126)e^{(-2,227)K_H}.$$

Кривые КПД ПА по шести- и двенадцати-пульсовым схемам выпрямления изображены на рис. 4.

Полученные аппроксимированные зависимости позволили вывести общую формулу расчета экономии энергии по мгновенным значениям тока ПА за счет замены шести-пульсовых выпрямителей на двенадцати-пульсовые при переменном коэффициенте нагрузки в течение суток:

$$\Delta A_{\eta} = \sum_{i=1}^n \left\{ A_{\text{выпр},i} \left[\left(1,028e^{(-0,03564)K_{H,i}} + (-0,08126)e^{(-2,227)K_{H,i}} \right) - \left(1,002e^{(-0,01987)K_{H,i}} + (-0,0608)e^{(-3,062)K_{H,i}} \right) \right] \right\},$$

где $A_{\text{выпр},i}$ – переработка активной энергии за i -тый временной период.

Снижение потерь энергии за счет повышения КПД ПА по средним значениям так же можно определить

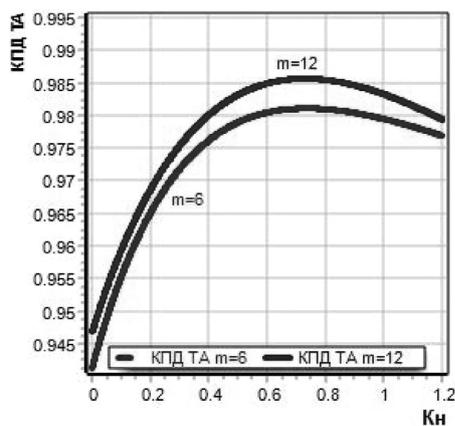


Рис. 4. Зависимости коэффициента полезного действия ПА при шести и двенадцати-пульсовых схемах выпрямления в функции коэффициента нагрузки K_n

по последующей формуле:

$$\Delta A_\eta = A_{\text{выпр.}} (\eta_{12, \text{ср}} - \eta_{6, \text{ср}}),$$

где $\eta_{6, \text{ср}}$ и $\eta_{12, \text{ср}}$ – средние значения КПД шести- и двенадцати-пульсовых выпрямителей:

$$\eta_{12, \text{ср}} = \frac{1}{n} \left\{ \sum_{i=1}^n [1,002e^{(-0,01987)K_{n,i}} + (-0,0608)e^{(-3,0062)K_{n,i}}] \right\};$$

$$\eta_{6, \text{ср}} = \frac{1}{n} \left\{ \sum_{i=1}^n [1,028e^{(-0,03564)K_{n,i}} + (-0,08126)e^{(-2,227)K_{n,i}}] \right\}.$$

Сокращение потерь электроэнергии за счет реализации мощности на тягу поездов с меньшей величиной тока из-за более высокого напряжения

Исследования в [4, 8] показали, что использование выпрямителя по схеме с большим числом пульсации m приводит к уменьшению потери электроэнергии в тяговой сети (ТС). Последнее объясняется реализацией данной мощности на тягу поездов с меньшей величиной тока при более высоком уровне напряжения.

Напряжение на токоприемнике электроподвижного состава (ЭПС) метрополитена определяется по

формуле [4, 8]:

$$U_\alpha = U_{d_m} - \Delta U_{\text{кcn}} K_n,$$

где $\Delta U_{\text{кcn}} = 75 \text{ В}$ – в данном случае потери напряжения в ТС при номинальном токе. В первом приближении их можно определить как разность номинальных напряжений на шинах ТП и токоприемнике ЭПС.

При изменении напряжения на токоприемнике ЭПС изменяются их токи обратно пропорционально напряжениям [4, 8]:

$$\frac{I_{d6}}{I_{d12}} = \frac{U_{d12} - \Delta U_{\text{кcn}} K_{H12}}{U_{d6} - \Delta U_{\text{кcn}} K_{H6}}.$$

Если обозначить

$$\alpha = \frac{U_{d6} - \Delta U_{\text{кcn}} K_{H6}}{U_{d12} - \Delta U_{\text{кcn}} K_{H12}},$$

то $K_{H12} = K_{H6}$.

Величина α определяется в зависимости от коэффициента нагрузки шести- и двенадцати-пульсовых выпрямителей. При использовании суточных экспериментальных замеров тягового тока ТП величина α будет выглядеть, как показано на рис. 5).

Потери мощности в ТС определяются исходя из выражения:

$$\Delta P_n = \Delta U_{\text{кc}} \cdot I_d = \Delta U_{\text{кcn}} \cdot I_{d_n} \cdot K_n^2.$$

При этом разность в потерях мощности при изменении выпрямителей с более жесткой внешней характеристикой будет иметь следующий вид:

$$\Delta P = \Delta P_{n6} - \Delta P_{n12} = \Delta U_{\text{кcn}} \cdot I_{d_n} \cdot K_n^2 (\alpha^2 - 1).$$

Уменьшение потерь энергии за год при этом составит [4, 8]:

$$\Delta A_\eta = 365 \cdot \frac{1}{3600} \left(\int_0^T \Delta P_i dt \right) \cdot 10^{-6} =$$

$$= 365 \cdot \frac{1}{3600} \cdot \left(\sum_{i=1}^n \frac{\Delta P_i + \Delta P_{i+1}}{2} \Delta t_i \right) \cdot 10^{-6},$$

где ΔP_i – мгновенное значение потерь мощности.

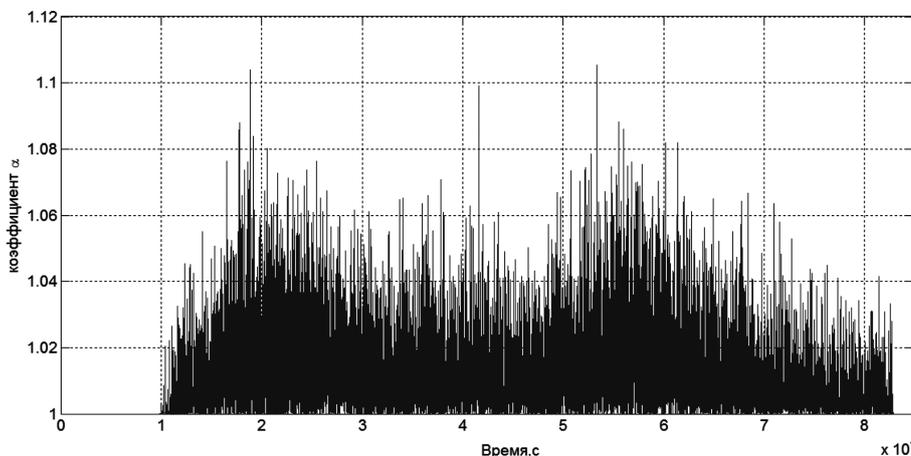


Рис. 5. Кривая величины α в функции времени за сутки (на основании экспериментально замеренного тока ТП-827 (рис.1))

Снижение потерь энергии в тяговой сети от уравнивающих токов

При переходе на двенадцати-пульсовую схему за счет более жесткой внешней характеристики уменьшается среднее квадратическое отклонение напряжения на шинах ТП. Разность средних напряжений на шинах смежных подстанций можно привести к минимуму за счет средств регулирования под нагрузкой и использования многопульсовых схем выпрямления [13]. При этом снижение потерь электроэнергии за счет уравнивающих токов определяется из выражения:

$$\Delta A_y = \frac{M[U_A] - M[U_B] + \sigma_A^2 - \sigma_B^2 - 2r\sigma_A\sigma_B}{R} \cdot 8760 \cdot 10^{-6},$$

где $M[U_A]$, $M[U_B]$ – математические ожидания среднего уровня напряжения на шинах выпрямленного напряжения смежных ТП A и B ; σ_A , σ_B – среднее квадратическое отклонения выпрямленных напряжений соответственно подстанций A и B ; r – коэффициент корреляции напряжений смежных подстанций; R – сопротивление ТС фидерной зоны.

Выводы

Общий технико-экономический эффект от внедрения двенадцати-пульсовых ПА по сравнению с шести-пульсовыми будет складываться из снижения потерь электроэнергии по всем описанным выше показателям и можно оценить в процентном соотношении от энергии, идущей на тягу поездов, по следующей формуле:

$$\Delta A_{6-12} = \Delta A_{K_M} + \Delta A_H + \Delta A_y,$$

где ΔA_{K_M} – снижение потерь электроэнергии за счет повышения коэффициента мощности K_M (0,3–1,4%); ΔA_H – снижение потерь электроэнергии за счет повышения КПД ПА (0,4–0,5%); ΔA_H – снижение потерь электроэнергии за счет повышения напряжения в тяговой сети (5–12%); ΔA_y – снижение потерь электроэнергии за счет снижения уравнивающих токов (0,5–1,3%).

Следует отметить, что расходы, связанные с капитальными вложениями на переоборудование ТП двенадцати-пульсовыми ПА, не значительно выше по сравнению с шести-пульсовыми, а расходы, связанные с ремонтом современного оборудования и с текущим его содержанием, практически одинаковы. Однако, переход на многопульсовые ПА дает значительный технико-экономический эффект – так общий сравнительный энергосберегающий эффект в зависимости от загруженности тяговых подстанций может составлять 6,2–15,2% от энергии, идущей на тягу поездов.

Литература

1. Гаев, Д. В., А. В. Ершов, Л. А. Баранов, В. А. Гречишников, М. В. Шевлюгин. Внедрение энергосберегающих технологий. – Мир транспорта. 2010. № 3. С.3–7.
2. Шевлюгин М. В. Совершенствование системы тягового электроснабжения с помощью накопителей энергии. – “Соискатель”. Приложение к журналу “Мир транспорта”. 2007. Т.04. № 1. С. 35–38.
3. Баранов Л. А., Бродский Ю. А., Гречишников В. А., Подаруев А. И., Пупынин В. Н., Шевлюгин М. В. Оценка эффективности использования стационарных емкостных накопителей энергии в метрополитене на основе экспериментальных замеров показателей работы системы тягового электроснабжения. – Электротехника. 2010. № 1. С. 62–65.
4. Экспериментальные исследования и оценка работы оборудования и устройств в системе электроснабжения Московского метрополитена при питающем напряжении 20 кВ: отчет о НИР; рук. Бадер М. П.; исполн.: М. П. Бадер, П. Ф. Бестемьянов, В. А. Гречишников, Ю. М. Иньков, М. В. Шевлюгин, Е. Г. Щербина, А. И. Яковлев. – М., 2012 – 224 с.
5. Бадер М. П., Бестемьянов П. Ф., Гречишников В. А., Шевлюгин М. В., Данг В. Ф. Повышение качества электрической энергии в системе тягового электроснабжения метрополитена с использованием двенадцати-пульсовых преобразовательных агрегатов. – Практическая силовая электроника. 2016. № 2 (62). С. 38–43.
6. Шевлюгин, М. В., В. Ф. Данг. Гармонические помехи тягового тока в системе электроснабжения метрополитена. – Мир транспорта. 2015. № 6. С. 88–101.
7. Бадер М. П., Гречишников В. А., Шевлюгин М. В., Данг Вьет Фук. Оценка гармонических составляющих тягового тока в системе электроснабжения метрополитена при работе двенадцати-пульсовых выпрямительных агрегатов. – Электроника и электрооборудование транспорта. 2016. № 1. С. 17–21.
8. Данг Вьет Фук. Повышение качества электрической энергии в системе тягового электроснабжения метрополитена за счет внедрения двенадцати-пульсовых выпрямителей. – Диссертация на соискание ученой степени канд. техн. наук, Москва, 2016, 173 с.
9. Бадер М. П., Гречишников В. А., Шевлюгин М. В., Король Ю. Н. Анализ показателей работы силового оборудования системы тягового электроснабжения ОАО “РЖД” на основе мониторинга тяговых подстанций в режиме реального времени. – Электроника и электрооборудование транспорта. 2011. № 5–6. С. 5–8.
10. Баранов Л. А., Гречишников В. А., Шевлюгин М. В., Данг В. Ф. Оценка гармонических составляющих тягового тока в московском метрополитене на основе экспериментальных замеров. – Наука и техника транспорта. 2016. № 2. С. 8–13.
11. Б. С. Барковский и др. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. под ред. М. Г. Шалимова. – М.: Транспорт, 1990. – 127 с.
12. Андреев В. В., Гречишников В. А., Привезенцев Н. Н., Шевлюгин М. В. Расчет относительной реализуемой мощности трансформатора тяговой подстанции по старению изоляции. – Электротехника. 2011. № 8. С. 46–49.
13. Андреев В. В., Шевлюгин М. В., Гречишников В. А. Расчет интегральных показателей работы разветвленных систем тягового электроснабжения. – Электротехника. 2012. № 12. С. 32–36.

Шевлюгин Максим Валерьевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой “Электроэнергетика транспорта”, “Российский университет транспорта” (РУТ (МИИТ)), e-mail: mx_sh@mail.ru.

Данг Вьет Фук, кандидат технических наук, преподаватель кафедры “Электротехника”, Электронно-электрического факультета, Ханойского университета транспорта, Вьетнам, e-mail: dvietchuc1984@utc.edu.vn.

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

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

Для публикации статьи необходимо предоставить

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

Статья должна содержать

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

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

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

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (*C* – конденсатор, *VD* – диод, *L* – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (*C1*, *VD2* и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (*C_д*, *L_{м1}* и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (*C* – емкость, *I* – ток, *L* – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончания обозначения параметров (*I₁*, *L_S*, *U_{упр1}* и т. п.);
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif**, **.eps**, **.ai** (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

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

Требования к рекламным макетам

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

График выхода журнала

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

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