

Э **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА** **6 2008**



МЕДАЛЬ
"ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ"



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издаётся с января 1930 года

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., НАЙМУШИН В.Г.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., БЕСПАЛОВ В.Я., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., ЕВСЕЕВ Ю.А.,
ИНЬКОВ Ю.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П., ЛАЗАРЕВ Г.Б., ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А., ПАНИБРАТЕЦ А.Н., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора), ТУБИС Я.Б.

Содержание журнала можно бесплатно получить в
INTERNET через службу ИНФОМАГ, организован-
ную в Московском физико-техническом институте.
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых
отделениях связи по объединённому каталогу
Департамента почтовой связи. Подписной индекс
— 71111.

В редакции можно подписаться на журнал с любого
месяца и приобрести отдельные номера за
прошлые и нынешний годы.

Журнал переводится на английский язык в полном
объёме и выходит в США в издательстве
"ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New
York N.Y. 10001).

При перепечатке ссылка на журнал
«Электротехника» обязательна.
Мнение редакции не всегда совпадает с точкой
зрения авторов статей.
За содержание рекламных материалов редакция
ответственности не несёт.
Рукописи статей не возвращаются.

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 648.

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (095) 361-95-96
E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 08.04.2008. Подписано в печать 15.05.2008 Формат 60x88 1/8
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 152
Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

© «Электротехника», 2008 г.

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

| | |
|--|----|
| Шутце Т., Бирманн Дж., Шпанке Р., Пфафенленер М. Технологии 3,3 кВ IGBT-модулей: в каком направлении развиваться и чего можно достичь? | 3 |
| Виноградов А.Б., Сибирцев А.Н., Колодин И.Ю. Температурная защита преобразователя частоты на основе динамической тепловой модели IGBT-модуля | 8 |
| Бородин Н.И. Синтез оптимальной структуры системы регулирования при параллельной работе статических стабилизированных источников переменного тока на общую нагрузку | 20 |
| Харитонов С.А., Коробков Д.В., Маслов М.А., Бородин Н.И., Левин А.В., Юхнин М.М., Лившиц Э.Я. Система генерирования электрической энергии типа "переменная скорость – постоянная частота" на базе синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов и инверторов напряжения | 27 |
| Брованов С.В., Харитонов С.А. Реализация векторной ШИМ в трёхфазном трёхуровневом выпрямителе | 33 |
| Брованов С.В. Особенности электромагнитных процессов в трёхфазном трёхуровневом выпрямителе | 39 |
| Баховцев И.А. Использование трёхфазного АИН с ШИМ для управления асинхронным исполнительным двигателем | 45 |
| Розанов Ю.К., Мамедов Т.Т. Регуляторы яркости с улучшенными энергетическими характеристиками для питания аэродромного светосигнального оборудования | 52 |
| Белов Г.А., Лукиян Д.С. Устойчивость импульсного преобразователя с двусторонней ШИМ-2 | 59 |

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

| | |
|------------------------------------|----|
| Григорий Бенционович Лазарев | 65 |
|------------------------------------|----|

POWER ELECTRONICS

| | |
|---|----|
| Shutse T., Birmann Dzh., Shpanke R., Pfafenlener M. 3,3 kV IGBT modules: in which direction to develop and what can be achieved? | 3 |
| Vinogradov A.B., Sibirtsev A.N., Kolodin I.Yu. Temperature protection of frequency converter based on dynamic thermal model of IGBT-module | 8 |
| Borodin N.I. Synthesis of optimal regulating system of parallel-connected static stabilized common load AC power supplies | 20 |
| Kharitonov S.A., Korobkov D.V., Maslov M.A., Borodin N.I., Levin A.V., Yukhnin M.M., Livshits E.Ya. An electric generation system on the basis of electric generator with permanent magnets and a voltage source inverter | 27 |
| Brovanov S.V., Kraritonov S.A. A space vector PWM realization for-phase three-level rectifier | 33 |
| Brovanov S.V. The electromagnetic process features of a three-phase three-level rectifier | 39 |
| Bahovtsev I.A. Three-phase PWM VSI application for actuating induction motor control | 45 |
| Rozanov Yu.K., Mamedov T.T. Constant current regulators for airfield lighting equipment with improved energetic characteristics | 52 |
| Belov G.A., Lukiyan D.S. Stability of the pulse converter with bilateral PWM-2 | 59 |

YUBILEES

| | |
|-------------------------------------|----|
| Grigoriy Bencionovich Lazarev | 65 |
|-------------------------------------|----|

Силовая электроника, как одно из наиболее интенсивно развивающихся научно-технических направлений, включает широкий круг проблем, охватывающих электротехнику, электронику, физику, микропроцессорные системы и т.п.

В предлагаемом вниманию специалистов первом в 2008 г. тематическом выпуске традиционно освещены результаты исследований и практических решений различных аспектов силовой электроники.

Развитию технологии мощных высоковольтных IGBT-модулей посвящена открывающая выпуск статья ведущего специалиста фирмы "Инфенион". Одна из публикуемых статей освещает принципы построения температурной защиты преобразователя частоты с использованием динамической тепловой защиты IGBT-модулей.

В нескольких статьях рассмотрены особенности электромагнитных процессов в ШИМ преобразователях – трёхфазных трёхуровневых выпрямителях, автономных инверторах напряжения, импульсных преобразователях.

Интерес может представить статья, в которой исследована новая структура энергосберегающих полупроводниковых регуляторов напряжения с улучшенными энергетическими характеристиками для питания аэродромного светосигнального оборудования.

Содержание статей данного тематического выпуска позволяет надеяться, что они представят интерес для широкого круга читателей журнала «Электротехника» и будут полезны специалистам.

Г.Б.Лазарев, заведующий лабораторией ВНИИЭ,
исполнительный директор Общества
инженеров силовой электроники

Технологии 3,3 кВ IGBT модулей: в каком направлении развиваться и чего можно достичь?

ШУТЦЕ Т., БИРМАНН ДЖ., ШПАНКЕ Р., ПФАФЕНЛЕНЕР М.

Описан IGBT модуль, имеющий высокие тепловое и электрическое использование кристалла, устойчивость к перегрузкам и надёжность, обеспечивающие совместимость с существующей технологией.

Enabling higher thermal and electrical chip utilization combined with higher robustness and module reliability paired with compatibility to existing designs have been the targets of the latest module development presented in the following.

Начиная с 1990 г. для IGBT высокомошных силовых модулей ИМ с размерами подложки 130×140 мм или 190×140 мм был установлен механический стандарт этого класса. Сегодня невозможно себе представить проект мощного инвертора без этого стандартизированного компонента.

В настоящее время фирма "Infeneon Technologies AG" начинает производство следующего поколения ИМ, включающего современные достижения в разработках, материалах, технологиях пайки и крепления. Первые модули тренч IGBT3 с остановкой поля появляются с новейшими кристаллами 3,3 кВ [1].

ИМ В технология корпуса

Основной предпосылкой для нового дизайна была полная совместимость электрической и механической точек доступа с существующими ИМ-модулями, такими как болты и места крепления. Упрощённая внутренняя конструкция модуля была достигнута перестроенным расположением основания подложек и отсутствием внутренней РСВ для соединений между подложками, которые заменены процессом разварки. Усовершенствование качества и снижение стоимости достигнуты увеличением уровня автоматизации производства, сокращением числа компонентов и ручных этапов обработки. Цельный корпус со сдвигающейся крышкой упрощает установку и позволяет создавать новую конструкцию контактов (рис.1).

Совместимость с RoHS требованиями. Материалы, используемые для нового корпуса ИМ В, находятся в соответствии с критериями RoHS (ограничение использования

определённых опасных веществ). Хотя высокомошные силовые модули не охватываются данной директивой, фирма "Infeneon Technologies AG" установила "зелёный" стандарт производства, разрешая использовать в новых проектах только материалы, не содержащие ртути, кадмия и шестивалентного хрома, а также контакты для пайки без свинца (это выходит за пределы требований RoHS).

Расширение пределов температуры. В России предъявляются особые температурные требования к применению IGBT-модулей в тяговых устройствах из-за климатических условий. Понижение допустимой температуры хранения для современных модулей – особое требование, действующее в Сибири. Оно не может быть выполнено в современных модулях, имеющихся сегодня на рынке. Специальный тягучий силиконовый гель позволяет снизить температурный диапазон до -50°C для модулей ИМ В.

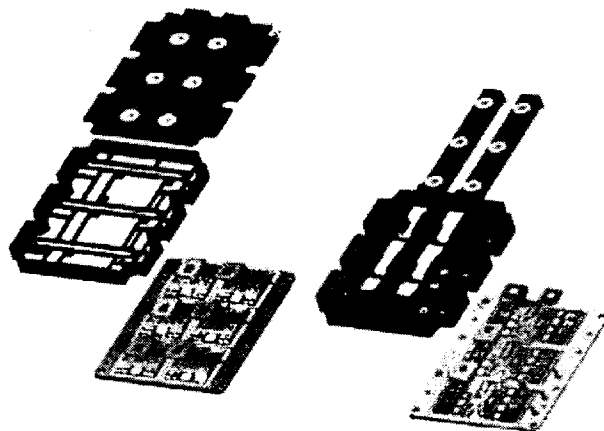


Рис.1. Сравнение конструкции корпусов ИМ А и ИМ В

Проверка этого температурного диапазона была проведена ускоренными испытаниями срока службы – так называемым тестом теплового шока. При этих испытаниях в камеру подают максимальную тепловую нагрузку на модуль температурными изменениями между минимальной (-50°C) и максимальной ($+150^{\circ}\text{C}$) температурами хранения. Тест подтвердил, что даже в случае худших условий не происходит никакого повреждения материалов, а также соединений из-за различных коэффициентов теплового расширения.

Вместе с тем, расширение максимальной рабочей температуры кристалла от $+125^{\circ}\text{C}$ для современных модулей до более высоких температур привело бы к значительному увеличению нагрузки по току и мощности рассеяния.

Новые методы для механического присоединения частей так же, как и технологии пайки в ИМ В, позволяют увеличивать максимальную температуру кристалла до $+150^{\circ}\text{C}$. Помимо квалификации кремниевых чипов для непрерывной работы на этом температурном уровне, были выполнены испытания, при которых температура кристалла достигает максимальных значений за несколько секунд за счёт повторяющихся циклов электрической нагрузки (рис.2). При этом была достигнута такая же устойчивость к энергетическим циклам ИМ В при максимальной температуре 150°C , как и уже существующих модулей ИМ А общего назначения при 125°C . Альтернативно достижимые циклы ИМ В удваиваются при максимальной температуре 125°C .

Новая конструкция контактов. Благодаря непрерывно увеличивающейся плотности

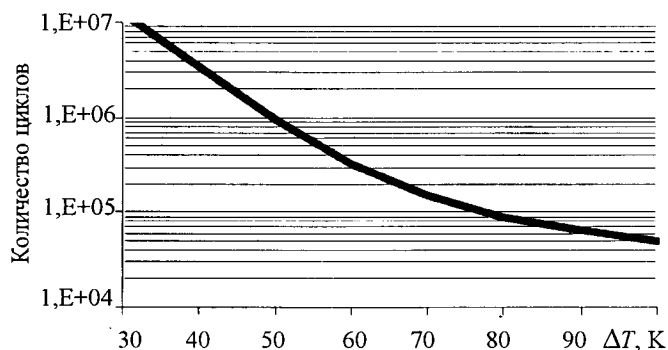


Рис.2. Устойчивость к энергетическим циклам ИМ $T_{j\max} = 125^{\circ}\text{C}$ и ИМ В $T_{j\max} = 150^{\circ}\text{C}$

тока в новых технологиях кристаллов, современные модули проводят номинальные токи до 3600 А при напряжениях 1200–1700 В. Простое вычисление даёт интересный результат: сопротивление выводов модуля 140×190 мм ИМ А составляет 0,12 мОм. Рассматривая эффективное значение фазового тока в диапазоне номинального тока модуля, можно установить, что **мощность потерь в выводах составляет в целом 770 Вт.**

Контакты в модуле ИМ А соединены с подложкой путём пайки и подвержены механическому рассоединяющему воздействию внешних сил в основной плоскости. Контакты коллектора и эмиттера идентичны и при установке повернуты на 180° . Это приводит к необходимости в удлинённых отверстиях.

При использовании больших диаметров меди в модуле ИМ В сопротивление выводов может быть уменьшено на 45%. Для более эффективной отдачи тепла от выводов к радиатору, а также и к шинам были приняты дальнейшие меры. При установке новые контактные клеммы уже согнуты (рис.3). Увеличение поверхности соприкосновения достигнуто круглыми отверстиями вместо удлинённых, которые были необходимы раньше для компенсации надлежащего выравнивания контактов.

Большая поверхность пайки улучшает теплоток к плите основания модуля. Необходимая гибкость клемм для достаточного снятия механического напряжения получена при помощи изгибов, которые не ограничивают отток тепла (рис.4). В [2] были выполнены тепловые расчёты, которые подтвердили эффективность этих мер. Чтобы поддерживать заданную низкую индуктивность в цепях мо-

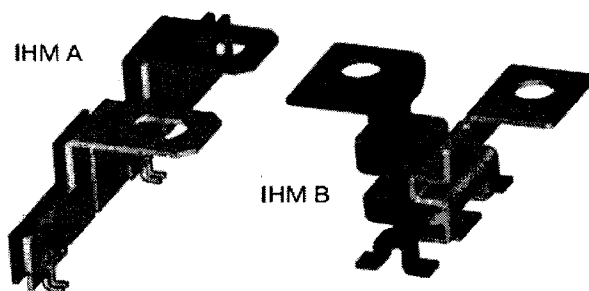


Рис.3. Сравнение конструкции контактов модулей ИМ А и ИМ В

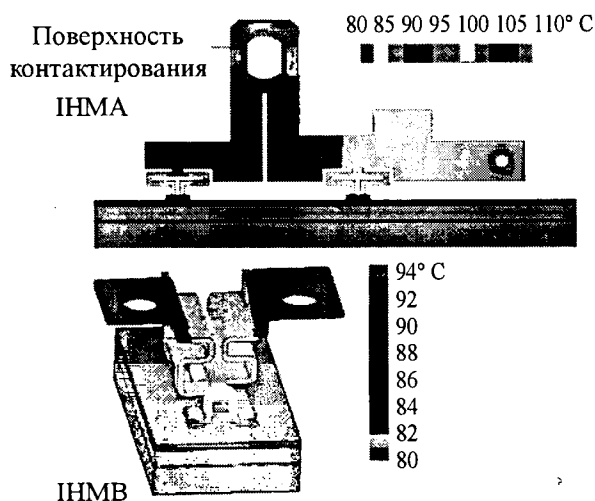


Рис.4. Температурное распределение в контактах модулей ИМ А и ИМ В при $I=300$ А и $T_h=80^\circ\text{C}$

дулей в инверторе, оптимизирован контур протекания тока внутри модуля ИМ, вследствие чего внутренняя индуктивность рассеивания модуля была уменьшена более, чем на 40%.

Новое расположение кристаллов. Из-за нового расположения контактов по центру модуля расположение кристаллов было также изменено (рис.5). Самое очевидное – это увеличение диодов с двух до четырёх кристаллов. В то время как электрически активная область остаётся такой же, как и прежде, было достигнуто явное расширение термически активной области. Число IGBT чипов остаётся тем же самым, но теперь крис-

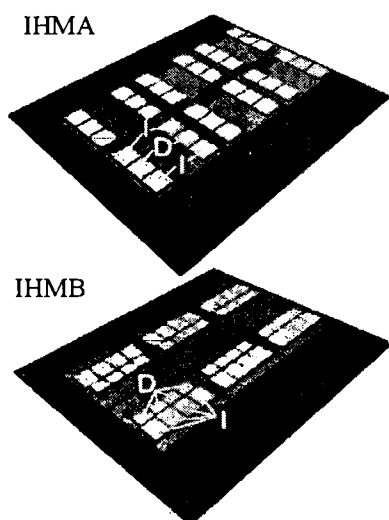


Рис.5. Сравнение модуля ИМ с поколением кристаллов 3,3 кВ и расположение кристаллов IGBT 3,3 кВ в модуле ИМ В

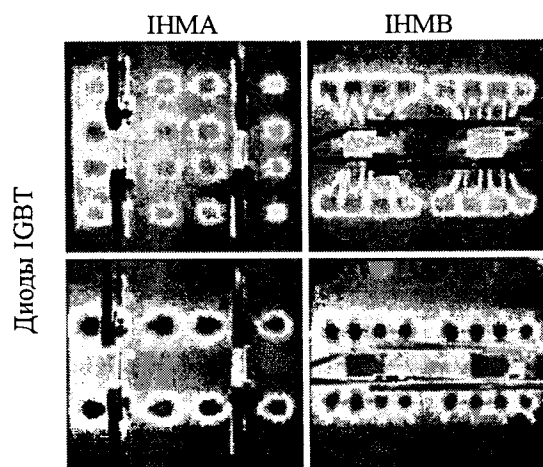


Рис.6. Инфракрасные измерения, сравнивающие IGBT и диодные температуры кристаллов при одинаковой мощности

таллы расположены ближе друг к другу. Близость к болтам крепления опорной плиты основания модуля обеспечивает лучший тепловой контакт с теплоотводом, который компенсирует уменьшенное распространение тепла за счёт гомогенного распределения температуры среди отдельных чипов.

Так как тяговые применения модулей требуют достаточно мощного обратного диода для рекуперации энергии, особое внимание было уделено достижению хорошо сбалансированного использования IGBT и диодной части. Близкие значения потерь при переключении и в открытом состоянии, а также тепловых сопротивлений R_{thjc} и R_{thcs} приводят к идентичному делению тока в широком диапазоне при факторе мощности 1 или -1 (рис.6).

Упрощение процесса установки. Надлежащий отток тепла от кристаллов к окружающей среде требует теплопотока от опорной плиты основания модуля в радиатор. Необходим контакт с хорошим давлением между ними, что особенно важно для кристаллов, расположенных в середине модуля, дальше от мест крепления болтами. Давление осуществляется за счёт изгиба опорной плиты основания модуля. Положительный изгиб достигается предварительной машинной обработкой опорных плит. С другой стороны, этот изгиб оказывает механическое напряжение на модуль в течение процесса установки. Появляется увеличенный риск поломки керамических оснований. При новом расположении

кристаллов, помещённых по длинному краю модуля ИМ В и ближе к отверстиям крепежных болтов, давление, произведённое изгибом на кристаллы, становится менее значительным. Поскольку достаточно хороший контакт может быть достигнут крепежными болтами, возможно использовать более плоские опорные плиты с изгибом, близким к нулю.

Основное преимущество – это упрощение процедуры установки и крепежа. Для сегодняшних модулей нужно следовать строго определённой последовательности крепежа болтами так, чтобы медленно снималось напряжение и модуль мог адаптировать свою выпуклую форму по контуру радиатора в течение процесса установки. Более плоская опорная плита уменьшает необходимое ослабление механического напряжения, а также и риск раскалывания керамических оснований.

Строгая последовательность крепежа болтов для модулей ИМ В не требуется. Болты могут заворачиваться в любом порядке. Эта механическая устойчивость была оптимизирована увеличенной механической силой нового керамического материала основания, что улучшает надёжность и, кроме того, требует меньшего внимания к установке модулей.

Технология кристаллов 3,3 кВ IGBT3

Новое корпусное исполнение запущено в производство с кристаллами технологии IGBT3, которая уже работает в классах напряжений 600, 1200 и 1700 В. Эта технология использует тренч-ячейку, которая была тщательно оптимизирована, чтобы соответствовать требованиям класса 3300 В по отключению в режиме перегрузки по току и по стойкости при КЗ. Конструкция тренч-ячейки обеспечивает увеличение числа накопленных носителей заряда в передней стороне устройства по сравнению с планарной ячейкой. В результате значительно снижены потери мощности в проводящем состоянии. Размер ячейки и её форма были разработаны так, чтобы получить хорошо сбалансированный компромисс между потерями при переключении и в открытом состоянии для тяговых применений. Слишком высокая концентрация носителей заряда продлевает время задержки выключения и замедляет фронт нарастания напряжения при выключении, что привело бы к большим потерям мощности

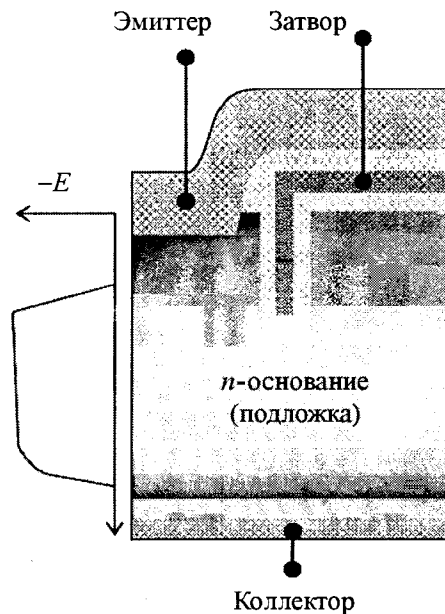


Рис.7. Схематический рисунок ячейки, вертикальная структура и результирующее поле в приборе

при выключении, плохой управляемости и всплескам перенапряжения.

Диод, который идёт вместе с IGBT, основан на концепции Emcon [3]. Чтобы получить хорошее соответствие с IGBT по потерям, вертикальная структура была также адаптирована. Будут реализованы две версии кристалла: "быстрая" версия достигает более высоких частот переключения, например, для двигателей с постоянными магнитами, в то время, как "мягкая" версия оптимизирована для высоких токов даже при очень высоких индуктивностях рассеивания [4]. Кристаллы этих двух версий различны в вертикальной структуре устройств (рис.7).

Космическое излучение. Было обнаружено, что нейтроны на высоких энергетических уровнях, вызванные космической радиацией, могут представлять опасность для силовых устройств в режиме запираания приборов, поскольку они могут производить высоко локализованную заряженную плазму, что, в свою очередь, может вызвать разрушительный разряд в структуре под действием механизма массового умножения заряда (рис.8). Чтобы избежать повреждений, вызванных космическим излучением, необходимо это учитывать при проектировании внутреннего электрического поля и при укреплении эмиттеров и краевых структур. Известно, что

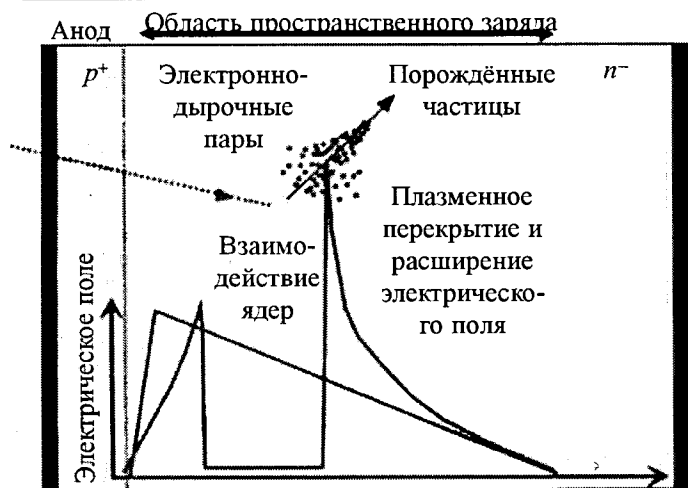


Рис.8. Основной механизм, который приводит к вызванному нейтронами отказу силового диода

из-за умножения заряда, количество отказов увеличивается в геометрической прогрессии с ростом рабочего напряжения, но понижается с повышением температуры. Количественные данные были получены путём моделирования [5].

Чтобы достигнуть пренебрежительно малой интенсивности отказов в 100 FIT (1 FIT = 1 отказ на 1 000 000 устройств), вызванных космической радиацией, постоянное напряжение было поднято от 1800 В для самого мощного устройства второго поколения (1200 А) до 2100 В для устройства третьего поколения (1500 А). Чтобы пренебречь эффектами космического излучения в большинстве применений устанавливаются типичные номинальные постоянные напряжения 1500 В с 30% резервом.

Рабочая температура. Ключевая технология для увеличения рабочей температуры – структура остановки поля field stop. По сравнению с обычной NPT структурой остановка поля field stop приводит к значительному уменьшению тока утечки, особенно при высокой температуре. Это предотвращает тепловой "разбег" не только в блокирующем состоянии, но также и после выключения после КЗ и перегрузки по току.

Концепция диода Етсон имеет положительные эффекты по току утечки, так как нет необходимости в местном сокращении времени жизни носителей заряда путём облучения, которое имеет тенденцию увеличивать ток утечки. Другая ключевая особенность – тренч-ячей-

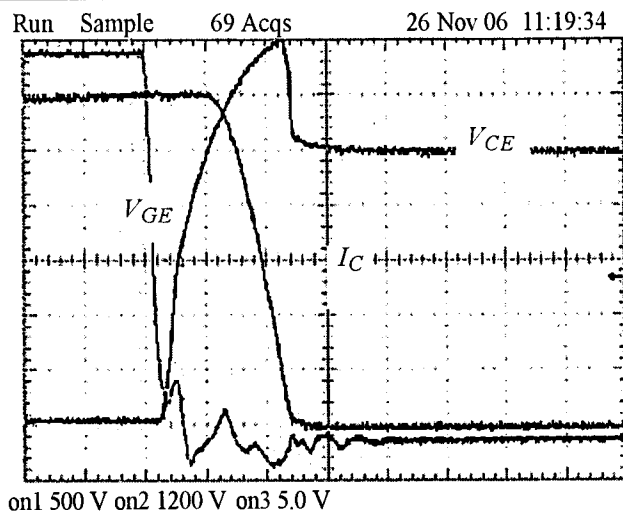


Рис.9. Выключение из режима перегрузки по току при $5 \times I_{ном}$, $T_j = 150^\circ\text{C}$ и $V_{DC} = 2500$ В ($V_{GE} - 5\text{ В/div}$, $V_{CE} - 500\text{ В/div}$, $I_C - 1200\text{ А/div}$)

ка IGBT, которая обеспечивает превосходную устойчивость при выключении из режима перегрузки по току даже при повышенной температуре работы кристалла 150°C (рис.9).

Использование нового кристалла и нового корпуса. Сравнительный тепловой расчёт при условиях $T_{jmax} = 125^\circ\text{C}$ и водяном охлаждении радиатора при $R_{thhs} = 6\text{ К/кВт}$ и $T_a = 60^\circ\text{C}$ показал, что достигается значительное улучшение показателей работы "быстрой" версии во всём частотном диапазоне по сравнению с существующим стандартным устройством.

Преимущество "мягкой" версии достигается в желаемом диапазоне частоты переключения до 1000 Гц. "Мягкая" характеристика переключения даже при высокой паразитной

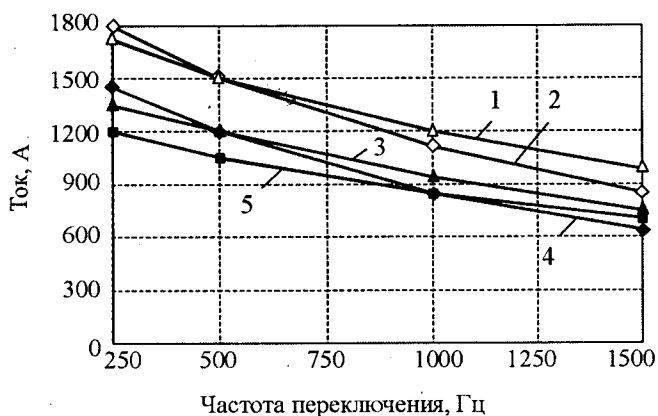


Рис.10. Сравнение версий IGBT3 в корпусе IHM B: 1, 3 – "быстрая" версия FZ1500R33HE3; 2, 4 – "мягкая" версия FZ1500R33HL3; 5 – стандартное устройство NPT FZ1200R33KF2C в корпусе IHM A; 1, 2 – $T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$; 3, 4, 5 – $T_{jmax} = 125^\circ\text{C}$

индуктивности рассеивания позволяет выбирать приборы в верхнем диапазоне мощностей для большинства инверторов. Существенное повышение до 20% нагрузки по току может быть достигнуто инверторами, сконструированными с применением новой технологии IGBT3, по сравнению со стандартными NPT устройствами.

Преимущество новой разработки становятся очевидными при использовании повышенной рабочей температуры до 150°C для модулей ИМ В. Выходной ток может быть поднят более, чем на 50% по сравнению с современными стандартными устройствами.

Выводы

1. Новые проекты развития силовой электроники всегда требуют увеличения мощности, повышенной надёжности и более простой сборки силовых полупроводниковых приборов.

2. Разработан IGBT-модуль, имеющий высокое тепловое и электрическое использование кристалла наряду с высокой устойчивостью к перегрузкам и надёжностью.

3. В разработанной технологии электрические и механические усовершенствования достигнуты при использовании современных материалов, технологии пайки и сборки в новых высокомоощных модулях типа ИМ. Оставаясь механически совместимым, новейшее развитие кристаллов IGBT3 позволяет значительно увеличить уровень использования теплового и электрического потенциалов новых устройств,

что было подтверждено путём электрических и тепловых измерений, а так же расчётами мощности потерь.

4. Представленные решения доказывают допустимость расширения температуры хранения до -50°C и максимальной температуры кристалла до +150°C.

5. Исследования воздействия космической радиации показывают необходимость выполнения специальной конструкции полупроводникового прибора.

Список литературы

1. J. Biermann, T. Schütze, O. Schilling, M. Pfaffenlehner, C. Schäffer. New 3300V Trench IGBT Module for Highest Converter Efficiency // Proc. PCIM, 2005, Nürnberg.

2. A. Cosaert, M. Beulque, M. Wdz a.o. Thermal Properties of Power Terminals in High Power IGBT Modules // Proc. PCIM, 2005, Nürnberg.

3. J. Biermann, O. Schilling, J.G. Bauer, G. Achatz. New 3300V High Power Emcon-HDR Diode with High Dynamic Robustness // Proc. PCIM, 2003, Nürnberg.

4. M. Bakran, M. Helsper, H. Eckel, A. Nagel. Multicommutation of IGBTs in large inverters // Proc. EPE, 2005, Dresden.

5. G. Soelkner, W. Kaendl, H.-J. Schulze, G. Wachutka. Reliability of power electronic devices against cosmic radiation-induced failure // Microelectronics Reliability 44.

Т. Шутце – менеджер технического маркетинга фирмы "Infineon Technologies AG".

Дж. Бирманн – менеджер отдела разработок фирмы "Infineon Technologies AG".

Р. Шпанке – инженер отдела разработок фирмы "Infineon Technologies AG".

М. Пфафенленер – инженер отдела разработок фирмы "Infineon Technologies AG".

Температурная защита преобразователя частоты на основе динамической тепловой модели IGBT-модуля

ВИНОГРАДОВ А.Б., СИБИРЦЕВ А.Н., КОЛОДИН И.Ю.

Представлена методика расчёта температуры кристаллов IGBT-модуля, работающего в составе преобразователя частоты, основанная на информации о мгновенных значениях выходных токов, входного напряжения и вектора управляющих воздействий инвертора. Рассмотрена тепловая модель IGBT-модуля, позволяющая в реальном времени вычислять мгновенные значения температуры кристаллов, и тепловая защита преобразователя частоты, построенная на её основе. Приведены результаты моделирования, натурного эксперимента и промышленного внедрения.

The chip temperature determination method for frequency converters based on information about simultaneous phase currents, DC voltage and inverter control signals is presented. Thermal model of IGBT-module is examined which allow on-line chip temperature calculation and realization of reliable thermal protection of frequency converter. Basic result of simulation, experiment and industrial application are presented.

Выбор силовых полупроводниковых приборов, работающих в устройствах с большими кратностями перегрузок по току, в частности в высокодинамичных электроприводах переменного тока с векторным управлением, определяется, как правило, не номинальными значениями нагрузок, а необходимой перегрузочной характеристикой, т.е. зависимостью тока перегрузки от времени при заданном температурном режиме работы преобразователя. Важнейшим условием, определяющим надёжность работы полупроводникового преобразователя, является наличие защиты его силовых ключей от токовых перегрузок. Наиболее эффективная защита ключей реализуется на основе контроля температуры их кристаллов. Так как непосредственное измерение температуры кристалла выполнить весьма проблематично, то реализацию температурной защиты преобразователя осуществляют обычно на основе контроля температуры в других точках: на охлаждающем элементе в непосредственной близости от силового модуля либо с помощью встроенного в модуль датчика, измеряющего температуру корпуса кристаллов. Очевидно, что вследствие инерционности датчиков температуры и наличия переходных тепловых сопротивлений "охладитель-корпус" и "корпус-кристалл" контроль температуры в указанных точках может эффективно защищать модуль только при относительно длительных перегрузках с небольшими кратностями перегрузочного тока. В результате приходится ограничивать допустимое значение перегрузки по току на заведомо заниженном уровне, чтобы кратковременные большие токовые перегрузки, не отслеживаемые датчиком температуры, не приводили к тепловому разрушению кристалла. Реализация время-токовой защиты по широко известному критерию $\int I^2 dt$ в случае с кратковременными перегрузками IGBT также не способна защитить кристалл от теплового разрушения. Существенно расширить диапазон допустимых токовых перегрузок (в некоторых режимах работы привода более чем на 50%) позволяет построение температурной защиты преобразователя частоты на основе динамической модели тепловых процессов IGBT-модуля.

Методология и алгоритмы расчёта потерь в элементах модуля и температуры кристаллов достаточно хорошо изложены в публикациях ведущих фирм-производителей IGBT, таких как "EUPEC", "SEMIKRON", "Mitsubishi", и в других работах, в частности в [1–3]. В настоящее время все упомянутые фирмы-производители распространяют на своих интернет-сайтах программы автоматического теплового расчёта IGBT-модулей: IPOSIM, SEMISEL, MelcoSim, соответственно [4]. Эти программы и положенные в их основу алгоритмы расчётов специально разрабатывались для автоматизации теплового анализа режимов работы силовых ключей и процесса выбора модуля на этапе проектирования изделия по наиболее напряжённому квазиустановившемуся тепловому режиму его работы. Программы оснащены хорошими средствами визуализации входных данных и результатов расчёта. Результаты тепловых расчётов представляются в виде набора функциональных зависимостей потерь, температур, предельных выходных токов IGBT-модуля в зависимости от режима его работы. В качестве входных данных задаются тип модуля и его корпуса, а также интегральные характеристики выбранного установившегося режима работы: действующее значение выходного тока; частота основной гармоники; частота ШИМ; входное напряжение инвертора; коэффициент модуляции; $\cos\phi$ нагрузки; температура корпуса. Если в тепловой расчёт входит выбор системы охлаждения, как у фирмы "SEMIKRON", то дополнительно задаются необходимые для этого параметры: температура окружающей среды; количество ключей и параллельно соединённых модулей на одном радиаторе; способ охлаждения; скорость воздуха или жидкости в системе принудительного охлаждения; тепловое сопротивление "тепlostок – окружающая среда".

Однако принятый в этих моделях алгоритм вычислений, основанный на задании интегральных параметров установившегося режима работы, и, тем более, форма представления результатов, получаемых в процессе расчётов, неудобны для построения температурной защиты IGBT-модуля по следующим причинам:

1. Эффективная тепловая защита должна в реальном масштабе времени учитывать изме-

нения всех основных параметров, влияющих на мгновенное значение температуры кристалла, во всех возможных режимах работы привода, как в статических, так и в динамических.

2. В реальном частотно-регулируемом электроприводе частота основной гармоники, выходной ток, коэффициент модуляции, $\cos\varphi$ являются переменными величинами, изменяющимися в широких пределах.

3. Частота модуляции в современных приводах также является переменной. В системах с жёстким законом формирования ШИМ [5] она доступна пользователю для изменения в широких пределах (от единиц до десятков кГц). В системах с релейным способом формирования ШИМ, в частности в системах прямого управления моментом и в системах с релейным контуром тока [6], понятие фиксированной частоты модуляции вообще отсутствует.

4. Тепловая защита должна учитывать особенности конкретного алгоритма формирования ШИМ и ограничения, связанные с "неидеальностями" динамических свойств силовых ключей [5] и системы управления.

Тепловая модель IGBT-модуля

Базовые принципы и допущения, принятые при построении тепловой модели:

1. Тепловой расчёт выполняется на основе информации о мгновенных значениях переменных: токов, протекающих через элементы модуля (транзисторы и обратные диоды); входного напряжения инвертора; мгновенного состояния всех элементов модуля. Такой подход обеспечивает инвариантность алгоритма теплового расчёта к интегральным, усреднённым на периоде основной гармоники, значениям переменных, а также к способу формирования и виду ШИМ. Усреднение переменных допускается только на малых интервалах, меньших значения самой малой тепловой постоянной времени кристаллов.

Анализ параметров тепловых моделей IGBT-модулей 3-го поколения серий FP, FS фирмы "EUPEC" показал, что тепловые постоянные времени кристаллов в основном лежат в интервале 0,002–0,100 с. Среднеквадратичная оценка постоянной времени кристаллов при аппроксимации тепловой модели одним экспоненциальным участком близка к 0,03 с для всех типоразмеров модулей. С учётом этого интервал усреднения потерь может выбираться из усло-

вия: $T_{hc} \leq 2$ мс. Полагаем, что на интервалах времени, меньших T_{hc} , надёжную защиту модуля обеспечивает двухуровневая максимально-токовая защита: первый уровень – программный, второй – аппаратный, реализованный на основе контроля насыщения силовых ключей.

2. Наиболее эффективная защита от теплового разрушения кристаллов во всех возможных режимах работы инвертора, в том числе и при несимметричной загрузке силовых ключей, реализуется на основе поэлементного расчёта температуры всех транзисторов и обратных диодов IGBT-модуля. Уменьшить количество элементов модуля, участвующих в тепловом расчёте, можно вводя дополнительные ограничения на допустимые режимы работы преобразователя, например:

- ограничение значения тока в генераторных режимах работы нагрузки преобразователя ($\cos\varphi < 0$) на определённом расчётном уровне позволяет контролировать температуру только транзисторов модуля, так как температура обратных диодов оказывается заведомо ниже предельно допустимых значений;
- допущение о симметрии выходных токов преобразователя позволяет строить его тепловую защиту на основе контроля температур элементов одного плеча трёхфазного моста.

3. Временные изменения температуры, вызванные взаимосвязью отдельных элементов модуля пренебрежимо малы по сравнению с эффектами самонагрева кристаллов [1]. Увеличение температуры из-за тепловой связи элементов друг с другом может считаться относительно медленно изменяющейся величиной, измеряемой встроенным датчиком температуры корпуса IGBT-модуля.

4. Потери включения диода пренебрежимо малы по сравнению с потерями выключения.

Основные этапы расчёта тепловых процессов IGBT-модуля, выполняемые на каждом интервале усреднения потерь:

1) расчёт времени проводящего состояния элементов модуля T_{cond_i} , где $i = 1, 2, \dots, p$, p – число элементов модуля, участвующих в его тепловом расчёте;

2) расчёт числа включений (N_{on}) и выключений (N_{off}) элементов модуля;

3) расчёт тока через элемент (I_v);

4) расчёт мощности потерь в элементах инвертора;

5) расчёт температуры кристаллов.

Рассмотрим этапы расчёта тепловых процессов модуля более подробно. Топология цепей модуля и нагрузки с принятыми обозначениями, нумерацией элементов и датчиками представлены на рис. 1.

Расчёт времени проводящего состояния и числа переключений выполняется на основе определения состояния элемента (проводит или не проводит ток) в каждый текущий момент времени. Текущее состояние каждого элемента модуля однозначно характеризуется мгновенными значениями выходных напряжений и направлениями выходных токов ПЧ. Однако измерять все эти шесть переменных нецелесообразно. В типовой набор переменных, измеряемых в электроприводе с преобразователем частоты, входят два выходных фазных тока и входное напряжение инвертора. В качестве информации о выходном напряжении удобно использовать логические сигналы управления фазами инвертора, образующие вектор управляющих воздействий $U_y(S_{ua}, S_{ub}, S_{uc})$ с учётом измеряемого значения U_d . Логической единице соответствует подключение фазы нагрузки к положительному, а логическому нулю – к отрицательному полюсу источника питания инвертора. Направления выходных токов инвертора определим трёхкомпонентным вектором логических сигналов $S_I(S_{Ia}, S_{Ib}, S_{Ic})$. Логической единице соответствует направление тока от инвертора к нагрузке, логическому нулю – от нагрузки к инвертору.

Чтобы указанный набор измеряемых и формируемых в процессе управления переменных был достаточным для оценки мгновенного состояния элементов инвертора, не-

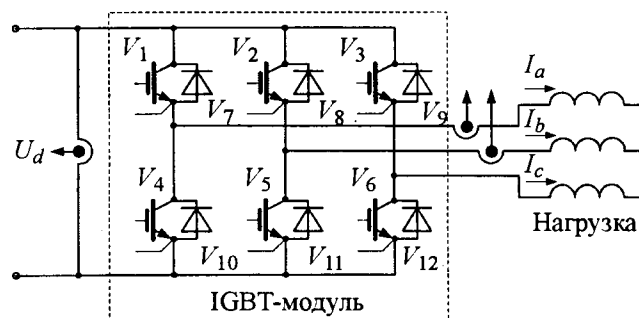


Рис.1. Топология цепей модуля и нагрузки

обходимо принять следующие допущения:

– в выходных токах отсутствует нулевая последовательность фаз, т.е. выполняется условие $I_c = -(I_a + I_b)$;

– транзисторы, относящиеся к одной фазе моста, коммутируются в противофазе, т.е. состояние шести транзисторов инвертора однозначно характеризуется тремя логическими сигналами состояния фаз (S_{ua}, S_{ub}, S_{uc}).

Введём понятие вектора проводящих элементов $C_{nd}(C_{nda}, C_{ndb}, C_{ndc})$, составленного из порядковых номеров элементов инвертора, проводящих выходные фазные токи, при заданном состоянии управляющих воздействий и выходных токов.

В табл.1 приведены компоненты вектора проводящих элементов при всех возможных сочетаниях управляющих воздействий и токов.

Время проводящего состояния каждого элемента T_{cond_i} на интервале усреднения потеря T_{hc} рассчитывается как сумма всех времён проводящих состояний элемента на данном интервале. Анализ нового состояния элементов выполняется при каждом изменении вектора управляющих воздействий U_y и век-

Таблица 1

Порядковые номера элементов инвертора, находящихся в проводящем состоянии, в зависимости от управляющих воздействий и направления выходных токов

| $S_{ua} \ S_{ub} \ S_{uc}$ | $S_{Ia} \ S_{Ib} \ S_{Ic}$ | | | | | | | |
|----------------------------|----------------------------|---------|--------|---------|--------|---------|-------|----------|
| | 1,0,0 | 1,1,0 | 0,1,0 | 0,1,1 | 0,0,1 | 1,0,1 | 0,0,0 | 1,1,1 |
| 1,0,0 | 1,5,6 | 1,11,6 | 7,11,6 | 7,11,12 | 7,5,12 | 1,5,12 | 7,5,6 | 1,11,12 |
| 1,1,0 | 1,8,6 | 1,2,6 | 7,2,6 | 7,2,12 | 7,8,12 | 1,8,12 | 7,8,6 | 1,2,12 |
| 0,1,0 | 10,8,6 | 10,2,6 | 4,2,6 | 4,2,12 | 4,8,12 | 10,8,12 | 4,8,6 | 10,2,12 |
| 0,1,1 | 10,8,9 | 10,2,9 | 4,2,9 | 4,2,3 | 4,8,3 | 10,8,3 | 4,8,9 | 10,2,3 |
| 0,0,1 | 10,5,9 | 10,11,9 | 4,11,9 | 4,11,3 | 4,5,3 | 10,5,3 | 4,5,9 | 10,11,3 |
| 1,0,1 | 1,5,9 | 1,11,9 | 7,11,9 | 7,11,3 | 7,5,3 | 1,5,3 | 7,5,9 | 1,11,3 |
| 0,0,0 | 10,5,6 | 10,11,6 | 4,11,6 | 4,11,12 | 4,5,12 | 10,5,12 | 4,5,6 | 10,11,12 |
| 1,1,1 | 1,8,9 | 1,2,9 | 7,2,9 | 7,2,3 | 7,8,3 | 1,8,3 | 7,8,9 | 1,2,3 |

Таблица 2

Таблица соответствия токов проводящих элементов и выходных токов инвертора

| Номер проводящего элемента | 1, 10 | 2, 11 | 3, 12 | 4, 7 | 5, 8 | 6, 9 |
|----------------------------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|
| Ток проводящего элемента | I_a | I_b | I_c | $-I_a$ | $-I_b$ | $-I_c$ |

тора направления выходных токов S_j . В системах с жёстким законом формирования ШИМ по "треугольному" алгоритму [5] оценку вектора направления токов допускается выполнять один раз за период модуляции посередине интервала включения нулевого вектора.

Расчёт числа включений и выключений элементов модуля выполняется на основе анализа изменений в каждом новом векторе проводящих элементов относительно его предыдущего состояния и поэлементного суммирования всех включений и выключений на интервале усреднения потерь. В системах с жёстким законом формирования ШИМ учёт новых переключений допускается выполнять один раз на периоде модуляции. В системах с релейным способом формирования ШИМ учёт новых переключений выполняется при каждом изменении вектора управляющих воздействий.

Расчёт токов, протекающих через элементы инвертора на интервале усреднения потерь, выполняется на основе информации о мгновенных значениях выходных токов по следующему алгоритму:

– вычисляется мгновенное значение тока элемента; соответствие между мгновенными токами, протекающими через проводящий элемент, и выходными токами инвертора устанавливается табл.2;

– ток элемента на интервале усреднения потерь вычисляется по формуле:

$$I_v = \sum_{i=1}^k I_i \tau_i / \sum_{i=1}^k \tau_i, \text{ где } I_i - \text{ток элемента на } i\text{-м}$$

участке проводимости; τ_i – продолжительность участка проводимости; k – общее число участков проводимости элемента на интервале усреднения потерь.

В системах с жёстким законом формирования ШИМ по "треугольному" алгоритму [5] допускается применение упрощённого способа расчёта среднего тока элемента по формуле:

$$I_v = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I_i, \text{ где } I_i - \text{эквивалентный (усреднённый)}$$

на периоде модуляции) ток элемента, вычисленный по замеру мгновенного выходного тока инвертора в середине интервала включения нулевого вектора напряжения; n – число периодов модуляции на интервале усреднения потерь.

Расчёт мощности потерь в элементах инвертора. Потери проводимости (статические потери)

$$P_s = U_v(I_v) I_v \frac{T_{cond}}{T_{hc}}, \quad (1)$$

где $U_v(I_v)$ – зависимость падения напряжения на элементе от его тока.

Для IGBT – это зависимость напряжения "коллектор-эмиттер" от тока коллектора $V_{CE}(I_C)$ при нормированных значениях напряжения "затвор-эмиттер" и температуры кристалла. Для обратного диода – это зависимость его прямого напряжения от тока $V_F(I_F)$ при нормированном значении температуры кристалла. В расчётах используются предоставленные фирмой-производителем модулей зависимости $V_{CE}(I_C)$ и $V_F(I_F)$ для наиболее критичного случая – предельной рабочей температуры кристалла $T_J = 125^\circ\text{C}$. Эти зависимости с достаточной степенью точности описываются с помощью линейной аппроксимации:

$$U_v = U_{v0} + R_v I_v,$$

где U_{v0} , R_v – параметры линейной аппроксимации.

Потери переключения (динамические потери) элемента вычисляются по формуле:

$$P_d = \frac{1}{T_{hc}} (W_{on}(I_v) N_{on} + W_{off}(I_v) N_{off}) \frac{U_d}{U_{dnom}}, \quad (2)$$

где N_{on} , N_{off} – число включений и отключений элемента на интервале усреднения потерь; $W_{on}(I_v)$, $W_{off}(I_v)$ – зависимости энергий включения и выключения элемента от его тока.

В расчётах используются зависимости, предоставленные фирмой-производителем для нормированных значений входного напряжения инвертора $V_{CC} = 600$ В, температуры кристалла $T_J = 125^\circ\text{C}$, напряжения "зат-

вор-эмиттер" $V_{GE} = \pm 15$ В и реальных значений сопротивлений, входящих в цепь затвора при включении и отключении транзистора. Для обратного диода энергия перехода в открытое состояние пренебрежимо мала в сравнении с энергией обратного восстановления и в расчётах не учитывается.

В пределах ограниченной области изменения фактического значения входного напряжения U_d относительно его нормированного значения U_{dnom} ($V_{CC} \approx \pm 20\%$) допускается линейная аппроксимация зависимости потерь переключения от входного напряжения инвертора [2].

Аналитическое задание функциональных зависимостей энергий включения и выключения с необходимой степенью точности осуществляется с помощью кусочно-линейной аппроксимации. Как правило, достаточно двух линейных участков.

В последнее время при уточнённых расчётах тепловых режимов IGBT-модулей стали учитывать потери на активном сопротивлении выводов. Это связано с тем, что зависимости $U_v(I_v)$ элементов модуля обычно определяются относительно его выходных выводов и часть потерь проводимости, выделяющихся непосредственно на выводах модуля, нужно рассматривать как внешние, не участвующие в нагреве кристалла. Расчёт потерь на выводах модуля выполняется по формуле:

$$P_t = R_t I_v^2 \frac{T_{cond}}{T_{hc}},$$

где R_t – активное сопротивление выводов модуля, рассчитанное для рабочего значения их температуры.

Рабочая температура выводов принимается равной температуре корпуса. В справочной информации приводится сопротивление выводов модуля при нормированном значении температуры.

Полные потери элемента IGBT-модуля, идущие на нагрев кристалла, определяются на интервале усреднения потерь как сумма потерь проводимости и потерь переключения за вычетом потерь на выводах:

$$P_v = P_s + P_d - P_t. \quad (3)$$

Очевидно, что при значительном снижении порога срабатывания тепловой защиты (ниже 125°C) в расчёте температуры кристал-

лов будут появляться дополнительные погрешности, связанные с температурными зависимостями характеристик потерь в полупроводниках. Однако это не повлияет на надёжность работы защиты, так как фактические температуры кристаллов, при которых срабатывает тепловая защита, будут заведомо ниже предельно допустимой рабочей температуры.

Расчёт температуры кристаллов. Тепловая структура стандартного IGBT-модуля является восьмислойной, состоящей из следующих слоев [1]: 1 – вывод кристалла (Al); 2 – кристалл (Si); 3 – припой; 4 – металлизация (Cu); 5 – керамическая подложка (Al_2O_3); 6 – металлизация (Cu); 7 – припой; 8 – основание модуля (Cu). Каждый слой обладает своей геометрией, теплоёмкостью и теплопроводностью, которые сильно варьируются от одного слоя к другому. Процесс нагрева однородного слоя описывается экспоненциальной зависимостью температуры перегрева от мощности потерь. В связи с этим переходное тепловое сопротивление многослойной структуры IGBT-модуля принято описывать в виде суммы экспоненциальных зависимостей её отдельных участков:

$$Z_v(t) = \sum_{i=1}^n R_{vi} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{vi}}\right) \right), \quad (4)$$

где $i = 1, 2, \dots, n$; n – количество участков разбиения рассматриваемой области IGBT-модуля; R_{vi} , τ_{vi} – тепловое сопротивление и эквивалентная постоянная времени нагрева i -го участка.

В общем случае все эти участки являются воображаемыми, их количество и параметры не соответствуют числу и параметрам реальных слоев в структуре модуля. Выбор количества участков определяется желаемой точностью воспроизведения переходного теплового сопротивления IGBT.

Встроенный датчик температуры IGBT-модулей 3-го поколения фирмы "EUPEC" устанавливается на керамической подложке, выполняющей роль корпуса для транзисторов и диодов модуля. Считаем, что датчик, установленный, как правило, в центре основания модуля, измеряет среднюю температуру корпуса θ_{case} . Постоянная времени датчика порядка 2 с. Она много больше постоян-

ной времени кристалла и много меньше эквивалентной постоянной времени всей системы охлаждения, включающей, помимо модуля, радиатор и отвод тепла от радиатора в окружающую среду. Таким образом, датчик способен адекватно отслеживать тепловое состояние модуля только при относительно длительных и средних по длительности токовых перегрузках. Данные его измерений могут быть использованы в качестве точки отсчёта при расчёте температуры кристалла на основе информации о переходном тепловом сопротивлении области "корпус-кристалл" IGBT-модуля.

Температура кристалла в конце интервала усреднения потерь рассчитывается по выражению:

$$\theta_v = \theta_{case} + \sum_{i=1}^n \Delta\theta_i, \quad (5)$$

где $\Delta\theta_i = \Delta\theta_{mi} - (\Delta\theta_{mi} - \Delta\theta_i(0)) \exp\left(-\frac{T_{hc}}{\tau_{vi}}\right)$;

$\Delta\theta_{mi} = R_{vi} P_v$ – установившееся значение перегрева i -го участка; $\Delta\theta_i$, $\Delta\theta_i(0)$ – мгновенные значения температуры перегрева i -го участка в конце и в начале интервала усреднения потерь.

Тепловую модель кристалла IGBT-модуля можно представить в виде эквивалентной электрической схемы замещения (рис.2). Потери в кристалле представляются в виде источника тока, превышения температур на отдельных участках – в виде падений напряжения на параллельно включенном активном сопротивлении и ёмкости участка, температура корпуса вводится в модель в виде источника ЭДС. Постоянная времени нагрева i -го участка определяется выражением:

$$\tau_{vi} = R_{vi} C_{vi}.$$

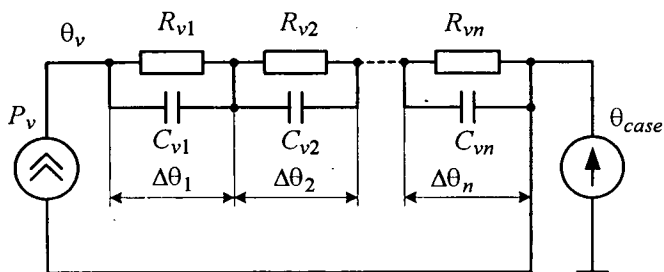


Рис.2. Эквивалентная электрическая схема замещения тепловой модели кристалла

Для выявления рационального количества участков разбиения области "корпус-кристалл" при построении динамической модели тепловых процессов IGBT-модуля выполним анализ точности аппроксимации переходного теплового сопротивления согласно (4) при различном числе участков ($n = 1, 2, \dots, 5$). Определение коэффициентов функции, аппроксимирующей переходное тепловое сопротивление, осуществим на основе минимизации среднеквадратического отклонения по критерию:

$$J = \sum_{j=1}^k \left(1 - \frac{\sum_{i=1}^n R_{vi} \left(1 - \exp\left(-\frac{t_j}{\tau_{vi}}\right) \right)}{Z_{vr}(t_j)} \right)^2$$

при наложении следующих ограничений: $R_{vi} > 0$; $\tau_{vi} > 0$, где $Z_{vr}(t_j)$, $j = 1, \dots, k$ – таблично заданная в k дискретных точках зависимость переходного теплового сопротивления "корпус-кристалл", предоставляемая фирмой-производителем IGBT-модулей. Условие разрешимости задачи: $k \geq 2n$.

Данная задача была решена средствами программной среды Mathcad. В частности, для модуля FP25R12KE фирмы "EUPEC" результаты приведены в табл.3,4.

Из приведённых результатов видно, что увеличение количества участков от одного к двум и от двух к трём позволяет уменьшить предельное относительное отклонение приблизительно в 7 и 13 раз, соответственно. Дальнейшее увеличение количества участков приводит к существенно меньшему повышению точности аппроксимации переходного теплового сопротивления. Увеличение количества участков больше 4 практически нецелесообразно по критерию "точность аппроксимации". Следует помнить, что точность аппроксимации должна соответствовать точности технической информации о тепловых характеристиках модуля, предоставляемой фирмой-производителем. Как правило, задание переходного теплового сопротивления с точностью 3–5% является вполне достаточной. Кроме точности вычислений, при выборе тепловой модели, работающей в реальном масштабе времени, следует учитывать критерий временных затрат на вычисления. При учёте всех указанных факторов для расчёта

Таблица 3

Эталонная зависимость переходного теплового сопротивления "корпус-кристалл" IGBT, взятая из технической информации фирмы-производителя

| | | | | | | | | | | | |
|-----------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $t_j, \text{с}$ | 0,001 | 0,002 | 0,005 | 0,010 | 0,020 | 0,050 | 0,100 | 0,200 | 0,500 | 1,00 | 2,00 |
| $Z_{vr}, \text{К/Вт}$ | 0,046 | 0,081 | 0,150 | 0,220 | 0,316 | 0,480 | 0,600 | 0,696 | 0,777 | 0,800 | 0,800 |

Таблица 4

Параметры тепловых моделей и предельные значения ошибок аппроксимации переходного теплового сопротивления при различном количестве участков разбиения области "корпус-кристалл" IGBT

| Количество участков | Параметры тепловых моделей $R_{vj} [\text{К/Вт}], \tau_{vj} [\text{с}]$ | | | | | Предельное относительное отклонение* |
|---------------------|--|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------------------|
| | R_{v1} τ_{v1} | R_{v2} τ_{v2} | R_{v3} τ_{v3} | R_{v4} τ_{v4} | R_{v5} τ_{v5} | |
| 1 | 0,8 0,028 | — — | — — | — — | — — | 0,4 |
| 2 | 0,157 0,00378 | 0,619 0,073 | — — | — — | — — | 0,056 |
| 3 | 0,095 0,00247 | 0,369 0,029 | 0,335 0,173 | — — | — — | 0,0044 |
| 4 | 0,089 0,00238 | 0,207 0,021 | 0,235 0,054 | 0,268 0,198 | — — | 0,0021 |
| 5 | 0,084 0,00229 | 0,144 0,016 | 0,16 0,039 | 0,175 0,065 | 0,238 0,219 | 0,00195 |

* Относительное отклонение модельного значения переходного теплового сопротивления от его эталонного значения $\delta_z(t_j) = \frac{Z_{vr}(t_j) - Z_v(t_j)}{Z_{vr}(t_j)}$

мгновенного значения температуры элементов IGBT-модуля можно рекомендовать динамические модели, построенные по уравнениям (1)–(5), с двумя и тремя участками разбиения области "корпус-кристалл".

Эффект увеличения перегрузочной способности преобразователя с встроенной защитой по динамической тепловой модели IGBT-модуля

Условие срабатывания защиты от токовых перегрузок, построенной по динамической тепловой модели IGBT-модуля, определим как превышение температуры любого из кристаллов модуля порога предельно допустимой рабочей температуры кристалла:

$$\max(\theta_{vi})_{i=1 \div p} > \theta_{v\max}.$$

Значение $\theta_{v\max}$ устанавливается, исходя из требований фирмы-производителя IGBT-модулей, с учётом предельных значений ошибок вычисления температуры кристалла. Типовое значение для преобразователей частоты серии ЭПВ [7]: 125°C.

Традиционный способ тепловой защиты преобразователя основан на контроле температуры датчика, измеряющего температуру радиатора, или встроенного датчика, измеряющего температуру подложки силового модуля. Так как тепловые постоянные времени кристаллов на несколько порядков меньше постоянных времени датчиков температуры радиатора и подложки модуля, то контроль этих температур сам по себе не способен надёжно защитить модуль от больших кратковременных токовых перегрузок. Важнейшим фактором построения тепловой защиты в этом случае становится ограничение предельного значения тока перегрузки. Если этот ток рассчитать исходя из тепловых процессов модуля, то он оказывается сложной функцией многих переменных, среди которых: время перегрузки, частота основной гармоники (f), частота ШИМ ($f_{\text{мод}}$), входное напряжение инвертора, коэффициент модуляции ($K_{\text{мод}}$), $\cos\phi$ нагрузки, температура корпуса элементов модуля. Так как задать дан-

Таблица 5

Предельный выходной ток IGBT-модуля

| Номер режима | Параметры режима работы | | | | | | I_{\max} , А |
|--------------|-------------------------|-----------------------|------------------|-----------------|------------------------|-----------|----------------|
| | f , Гц | $f_{\text{мод}}$, Гц | $K_{\text{мод}}$ | $\cos(\varphi)$ | T_{case} , °C | U_d , В | |
| 1 | 5 | 5000 | 0,2 | 0,9 | 80 | 520 | 46 |
| 2 | 5 | 10000 | 0,2 | 0,9 | 80 | 520 | 33 |
| 3 | 5 | 5000 | 0,2 | 0,9 | 90 | 520 | 38 |
| 4 | 5 | 5000 | 0,2 | 0,0 | 80 | 520 | 53 |
| 5 | 5 | 5000 | 0,4 | 0,9 | 80 | 520 | 44 |
| 6 | 50 | 5000 | 1,0 | 0,9 | 80 | 520 | 60 |
| 7 | 5 | 5000 | 0,2 | 0,9 | 80 | 600 | 44 |
| 8 | 50 | 5000 | 1,0 | 0,9 | 70 | 520 | 69 |
| 9 | 5 | 10000 | 0,4 | 0,9 | 90 | 600 | 23 |

ную функцию в реальном времени работы преобразователя весьма проблематично, то обычно поступают следующим образом: предельно допустимое значение выходного тока I_{\max} принимают постоянным, исходя из выбранного типового режима работы преобразователя. Выбор типового режима для расчёта I_{\max} является прерогативой разработчика. В качестве примера в табл.5 приведены предельные значения выходного тока для различных режимов работы модуля FP50R12KE3 фирмы "EUPEC", рассчитанные по IPOSIM6-0a.

Заметим, что паспортное значение предельно допустимого постоянного тока модуля, заявленное фирмой-производителем при $T_{\text{case}} = 80^\circ\text{C}$, составляет 50 А, а повторяющийся пиковый ток с длительностью импульса 1 мс и $T_{\text{case}} = 80^\circ\text{C}$ – 100 А.

Режим 1 рассмотрим как базовый. Режимы 2–8 показывают, как изменяется I_{\max} при вариации одного из параметров режима работы относительно параметров базового режима. Режим 9 представляет собой наихудшую комбинацию параметров режима работы преобразователя в рассматриваемых диапазонах их вероятных изменений.

Таким образом, при традиционном способе построения тепловой защиты пиковый выходной ток преобразователя вне зависимости от продолжительности его протекания не должен превышать I_{\max} , определённого из тепловых условий продолжительного режима работы. Для надёжной тепловой защиты преобразователя с указанными в табл.5 диапазонами изменения параметров режима работы следует принимать $I_{\max} = 23$ А. Очевид-

но, что при других сочетаниях параметров режима модуль оказывается существенно недоиспользованным.

Построение тепловой защиты на основе динамической тепловой модели IGBT-модуля позволяет значительно повысить порог ограничения выходного тока. Он может быть установлен на уровне повторяющегося пикового тока с длительностью импульса $t_{\text{имп}} \geq T_{\text{hc}}$. Если принять интервал усреднения тепловых потерь (период расчёта тепловых процессов) $T_{\text{hc}} = 1$ мс, то для модуля FP50R12KE3 $I_{\max} = 100$ А при $T_{\text{case}} = 80^\circ\text{C}$, т.е. в 4,3 раза выше, чем ограничение тока при традиционном способе построения тепловой защиты. Допустимая продолжительность работы преобразователя с заданным уровнем тока автоматически определяется в динамической тепловой модели в зависимости от текущих мгновенных значений параметров режима работы. Таким образом, прямым следствием введения тепловой защиты по динамической тепловой модели IGBT-модуля является значительное повышение перегрузочной способности преобразователя в режимах кратковременных (0,001–10 с) перегрузок.

Экспериментальные результаты и реализация

С целью анализа квазиустановившихся и динамических тепловых процессов, протекающих в элементах IGBT-модуля при его работе в составе частотно-регулируемого электропривода, было проведено математическое моделирование асинхронного электропривода с преобразователем частоты, оснащённым

представленной в статье тепловой моделью. Моделирование выполнено в среде Delphi. На рис.3–6 изображены временные диаграммы тепловых процессов, полученные в различных режимах работы преобразователя частоты с IGBT-модулем FP50R12KE3 фирмы "EUPEC", нагрузкой в виде асинхронного двигателя 4A180M4У3 при следующих условиях: закон модуляции напряжения – синусоидальный; $U_d = 520$ В; $f_{\text{мод}} = 4000$ Гц; способ управления приводом – адаптивно-векторный [5]. Все процессы показаны без учёта эффекта срабатывания тепловой защиты.

На рис.3 приведены временные диаграммы фазных токов, усредненных на интервале модуляции, потерь P_{v1} , P_{v2} , P_{v3} и температур кристаллов θ_{v1} , θ_{v2} , θ_{v3} транзисторов V_1 , V_2 , V_3 верхнего плеча инвертора. Диаграммы получены в установившемся режиме работы преобразователя частоты при следующих условиях: действующее значение тока фазы $I_{\text{ПЧ}} = 44,7$ А; $f = 10$ Гц; $K_{\text{мод}} = 0,23$; $\cos \varphi = 0,91$; $T_{\text{case}} = 68^\circ\text{C}$.

На рис.4 даны временные диаграммы скорости двигателя, тока фазы A , потерь и температуры кристалла транзистора V_1 в переходном режиме разгона двигателя с $\omega = 20$ рад/с до $\omega = 120$ рад/с с моментом нагрузки $M_c = 0,5 M_{\text{ном}}$ и $T_{\text{case}} = 42^\circ\text{C}$.

На рис.5 приведены временные диаграммы скорости двигателя, действующего значения выходного тока преобразователя, температур кристаллов всех шести транзисторов V_1 – V_6 IGBT-модуля в режиме разгона двигателя с $\omega = 20$ рад/с до $\omega = 100$ рад/с при $T_{\text{case}} = 64^\circ\text{C}$.

На рис.6 показаны временные диаграммы скорости двигателя, активной составляющей выходного тока преобразователя $I_{\text{акт}}$, максимальных значений температур транзисторов ($\theta_{\text{max}t}$) и обратных диодов ($\theta_{\text{max}d}$), полученные в режиме реверса скорости двигателя с $\omega = 100$ рад/с при $T_{\text{case}} = 40^\circ\text{C}$. Максимальные значения температур транзисторов и обратных диодов определяются выражениями:

$$\theta_{\text{max}t} = \max_{i=1}^6(\theta_{vi}); \quad \theta_{\text{max}d} = \max_{i=7}^{12}(\theta_{vi}), \quad \text{где } i -$$

порядковый номер элемента модуля согласно рис.1.

Из диаграмм видно, что в установившихся режимах работы при симметричной нагрузке фаз процессы изменения температуры

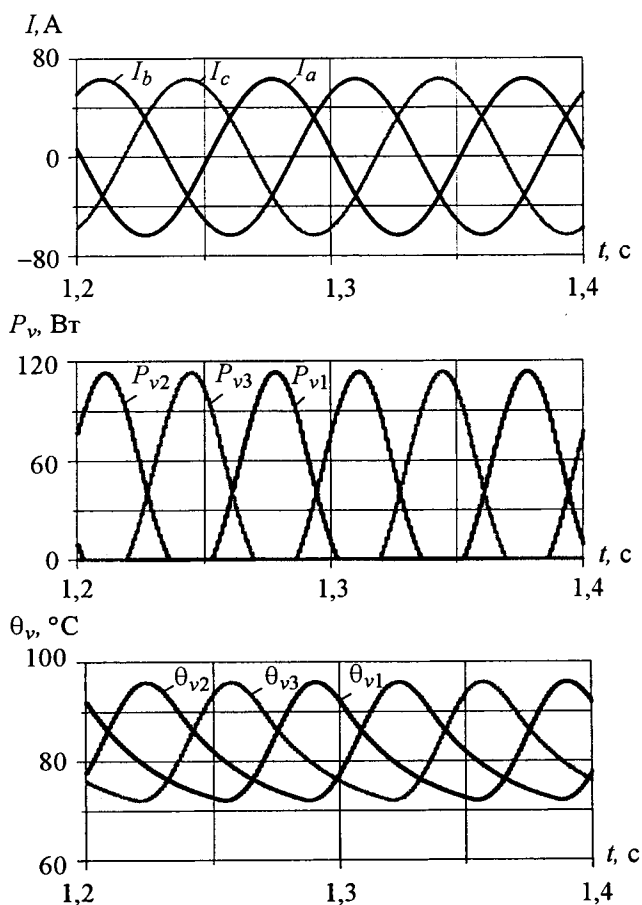


Рис.3. Временные диаграммы фазных токов потерь и температур кристаллов IGBT в установившемся режиме при синусоидальном законе модуляции

всех транзисторов IGBT-модуля идентичны по форме и сдвинуты друг относительно друга на углы, кратные $\pi/3$. В переходных режимах форма процессов и предельные значения температур кристаллов могут существенно различаться. Следовательно, для построения надёжной тепловой защиты в динамических режимах требуется информация о температурах всех элементов модуля. Точная оценка температур одних элементов модуля на основе информации о температурах других его элементов не представляется возможной, так как соотношения между ними существенно нелинейны даже при наличии симметрии фазных токов. Из рис. 4,5 видно, что кратковременная работа с токами, близкими к удвоенному значению предельно допустимого постоянного тока модуля, вполне допустима по температурным условиям. Однако в реальном приводе она может осуще-

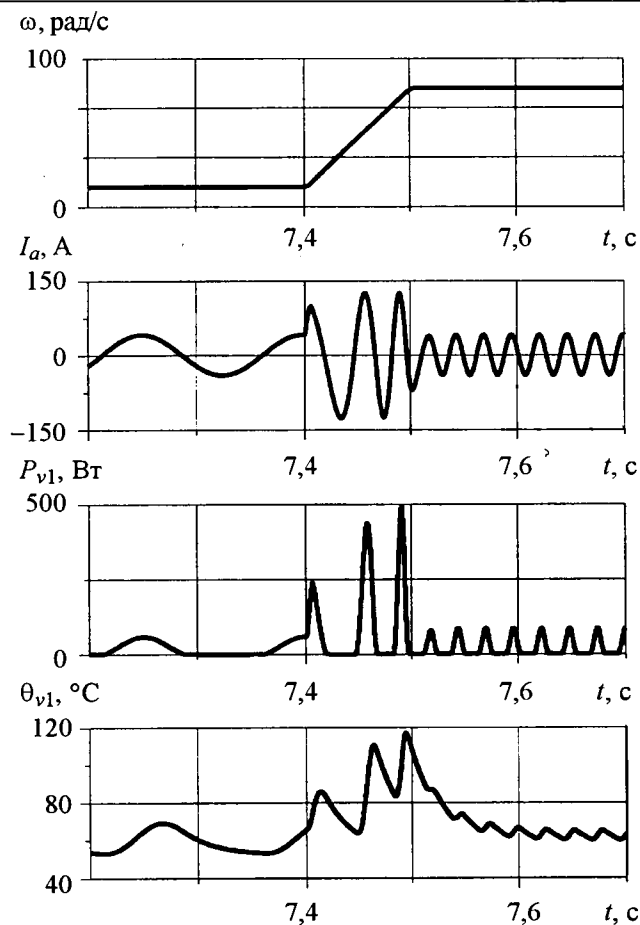


Рис.4. Динамические процессы в режиме разгона двигателя с $\omega = 20$ рад/с до $\omega = 120$ рад/с с моментом нагрузки $M_c = 0,5M_{ном}$, $T_{case} = 42$ °C

ствляться только при наличии эффективной тепловой защиты, построенной по динамической тепловой модели IGBT-модуля. Момент срабатывания тепловой защиты (t_{cp}) определяется первым пересечением кривой температуры наиболее нагретого элемента модуля (θ_{v1} на рис.5) с заданным порогом срабатывания защиты θ_r . Из рис.6 видно, что в режиме рекуперации энергии в сеть ($I_{акт} < 0$) максимальные значения температур обратных диодов превышают максимальные значения температур транзисторов, а в режиме потребления энергии из сети ($I_{акт} > 0$) – наоборот. Таким образом, если преобразователь должен обеспечивать большие кратности токовых перегрузок в режимах рекуперации энергии, то встроенная тепловая модель модуля должна включать в себя расчёт температур кристаллов обратных диодов.

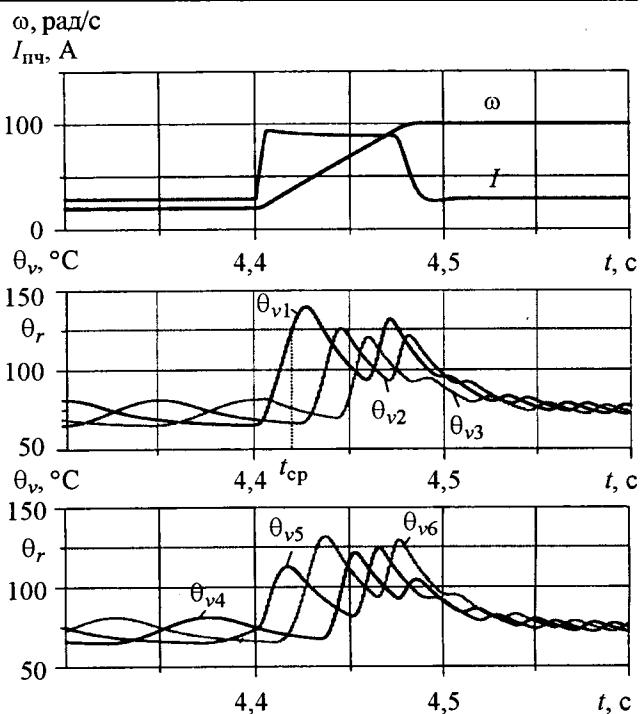


Рис.5. Динамические процессы в режиме разгона двигателя с $\omega = 20$ рад/с до $\omega = 100$ рад/с с моментом нагрузки $M_c = 0,5M_{ном}$, $T_{case} = 64$ °C

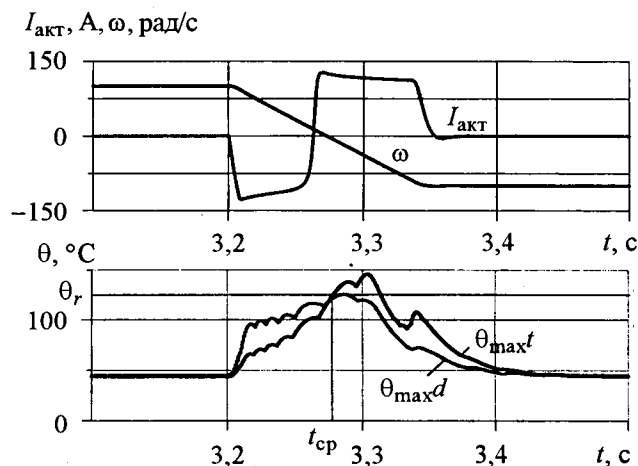


Рис.6. Динамические процессы в режиме реверса скорости ненагруженного двигателя с $\omega = 100$ рад/с, $T_{case} = 40$ °C

Представленная тепловая модель модуля и построенная на её основе тепловая защита реализованы в преобразователях частоты, серийно выпускаемых ООО "ЭЛПРИ" Чебоксарского электроаппаратного завода под маркой ЭПВ [7]. Проверка функционирования встроенной тепловой модели и тепловой защиты модуля проводилась для каждого типоразмера преобразователя по мощности.

В качестве критерия проверки было принято соответствие результатов расчёта мгновенного значения температуры кристаллов IGBT в модели, встроенной в преобразователь, и в модели IPOSIM6, рекомендуемой фирмой "EUPEC" для расчёта температурных режимов модулей своего производства. Соответствие проверялось в заданных типовых режимах работы при вариации параметров этих режимов: выходного тока преобразователя, частоты основной гармоники, частоты модуляции. Проверка показала, что во всех типовых режимах отклонение предельных значений температур не превышает $\pm 4^\circ\text{C}$. Максимальное отклонение наряду с максимальной погрешностью датчика температуры корпуса учтено при выборе порога срабатывания тепловой защиты.

Вывод

1. Предложена методика расчёта температуры кристаллов IGBT-модуля, работающего в составе преобразователя частоты, основанная на информации о мгновенных значениях выходных токов, входного напряжения и вектора управляющих воздействий инвертора, а также на технической информации о параметрах модуля, предоставляемой фирмой-производителем.

2. В рамках предложенной методики разработана тепловая модель IGBT-модуля, позволяющая производить вычисления мгновенных значений температуры всех его кристаллов, в том числе в реальном времени функционирования преобразователя. Назначение модели: анализ теплового состояния IGBT-модуля в квазиустановившихся и переходных режимах работы электроприводов с преобразователями частоты; построение надёжной тепловой защиты преобразователя при его работе в режиме кратковременных перегрузок с большими кратностями токов.

3. Применение тепловой защиты преобразователя, построенной на основе динамической тепловой модели IGBT-модуля, обеспечивает повышение перегрузочной способности преобразователя за счёт увеличения предельно допустимого выходного тока вплоть до уровня повторяющегося пикового тока моду-

ля с длительностью импульса, равной интервалу усреднения потерь тепловой модели.

4. Достоверность результатов, полученных с помощью предложенной модели, подтверждена сравнением с результатами расчётов, выполненных на модели IPOSIM6, рекомендуемой фирмой "EUPEC" для расчёта температурных режимов модулей своего производства.

5. Промышленное внедрение результатов работы осуществлено в преобразователях частоты серии ЭПВ, выпускаемых ООО "ЭЛПРИ" Чебоксарского электроаппаратного завода.

Список литературы

1. Sven Konrad Тепловые параметры силовых модулей в широтно-импульсных преобразователях // Силовые IGBT модули. Материалы по применению. М.: ДОДЭКА, 1997. С. 28–37.
2. Dimensioning program IPOSIM for loss and thermal calculation of eupec IGBT modules // Technical documentation // http://www.eupec.com/gb/2_PRODUCTS/2_9_SimulationTools/IPOSIM6.pdf
3. Колпаков А. Особенности теплового расчёта импульсных силовых каскадов // Компоненты и технологии. 2002. №1. С. 46–50.
4. Колпаков А. MELCOSIM? IPOSIM? SEMISEL? О выборе и замене модулей IGBT // Силовая электроника. 2005. №1. С. 28–33.
5. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом // Электротехника. 2003. №7. С. 7–17.
6. Виноградов А.Б. Цифровая релейно-векторная система управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими характеристиками // Электричество. 2003. №6. С. 43–51.
7. Виноградов А.Б., Сибирцев А.Н., Чистосердов В.Л. Новые серии преобразователей частоты и объектно-ориентированный электропривод на их основе // Электротехника. 2005. №5. С. 47–54.

Виноградов Анатолий Брониславович – старший научный сотрудник Ивановского ГЭУ, научный руководитель НТЦЭ "Вектор", канд. техн. наук, доц. Окончил электромеханический факультет ИГЭУ в 1988 г. Защитил диссертацию по теме "Разработка структур, алгоритмов и средств векторного управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими и энергетическими показателями" в 1993 г.

Сибирцев Андрей Николаевич – заведующий лабораторией Ивановского ГЭУ. Окончил электромеханический факультет ИГЭУ в 1989 г.

Колодин Илья Юрьевич – инженер Ивановского ГЭУ. Окончил электромеханический факультет ИГЭУ в 1994 г.

Синтез оптимальной структуры системы регулирования при параллельной работе статических стабилизированных источников переменного тока на общую нагрузку

БОРОДИН Н.И.

Определена структура построения системы регулирования параллельно работающих на общую нагрузку статических стабилизированных источников переменного тока одинаковой номинальной мощности, обеспечивающая более высокую стабильность параметров напряжения на нагрузке и максимальную равномерность распределения составляющих тока нагрузки между источниками.

При построении систем электропитания и автономных систем генерирования электрической энергии в настоящее время широко используется модульный принцип их построения [1–3]. Модульный принцип позволяет при ограниченной номенклатуре изделий наращивать необходимый уровень выходной мощности и показателей надёжности системы путём параллельного подключения на общую нагрузку одинаковых или различных по номинальной мощности источников. Если к стабильности параметров выходного напряжения источников (действующее значение напряжения, симметрия фаз напряжений) предъявляются высокие требования и в каждом из них для этого используется интегральный регулятор, то устойчивый установившийся режим параллельной работы таких источников невозможен без введения дополнительных сигналов в систему регулирования по разности параметров их токов. Наиболее часто применяемый до настоящего времени подход для обеспечения устойчивой параллельной работы источников и распределения тока нагрузки между ними – использование разности параметров тока каждого источника и параметров тока нагрузки, делённого на число параллельно работающих источников [3], – не является оптимальным с точки зрения максимальной равномерности распределения нагрузки между источниками. Поэтому возникает необходимость в разработке методики синтеза и определении оптимальной структуры построения системы регулирования параллельно работающих источников, пригод-

The structure of the regulating system of parallel-connected static stabilized common load ac power supplies with equal nominal powers is designed. This structure provides higher load voltage parameters stability and maximum equability of distribution of load current components among power supplies.

ной как для скалярных, так и для векторных способов управления. При этом синтезированная структура должна удовлетворять критерию: гарантировать необходимый уровень стабилизации основных параметров напряжения на общей нагрузке и, при одинаковой номинальной мощности источников, обеспечивать максимально возможную равномерность распределения составляющих токов между ними в статическом режиме.

В [1,2] представлена структурная схема системы регулирования N параллельно работающих стабилизированных источников при реализации скалярного способа управления, а на рис. 1 изображена структурная схема системы регулирования N параллельно работающих стабилизированных источников при реализации векторного способа управления. В ней каждый стабилизированный источник (I_i) содержит интегральные контуры регулирования d - и q -составляющих управляющих сигналов (U_{yi}^d, U_{yi}^q), сформированных как линейная комбинация соответствующих эталонных сигналов ($U_{\Sigma Ti}^d, U_{\Sigma Ti}^q$) и преобразованных (ПК-преобразователь координат) из трёхфазной abc -системы координат во вращающуюся dq -систему координат сигналов общего напряжения и разности выходных токов источников ($\Delta I_i^d, \Delta I_i^q$). Модулирующие сигналы $U_{mi}^a, U_{mi}^b, U_{mi}^c$ для силовых схем статических преобразователей источников (ПЧ) формируются обратным преобразованием координат ($ПК^{-1}$) из вращающейся dq -системы координат в трёхфазную abc -систему координат.

Как при скалярных, так и при векторных способах управления необходимо определить структуру блока F , реализующую совокупность регулирующих воздействий, распределяющих нагрузку (N) между источниками и отвечающую вышесказанному критерию.

Если все интеграторы управляющих сигналов источников работают в линейном режиме и для распределения тока нагрузки между ними

используется сумма разностей токов данного источника-модуля и параллельно работающих остальных источников, то система нелинейных уравнений [1], описывающая статический режим параллельной работы N источников, преобразуется в систему линейных уравнений относительно составляющих токов источников:

$$\mathbf{F}^{a(d)} \mathbf{I}^{a(d)} = \mathbf{U}^{a(d)}, \quad \mathbf{F}^{p(q)} \mathbf{I}^{p(q)} = \mathbf{U}^{p(q)}, \quad (1)$$

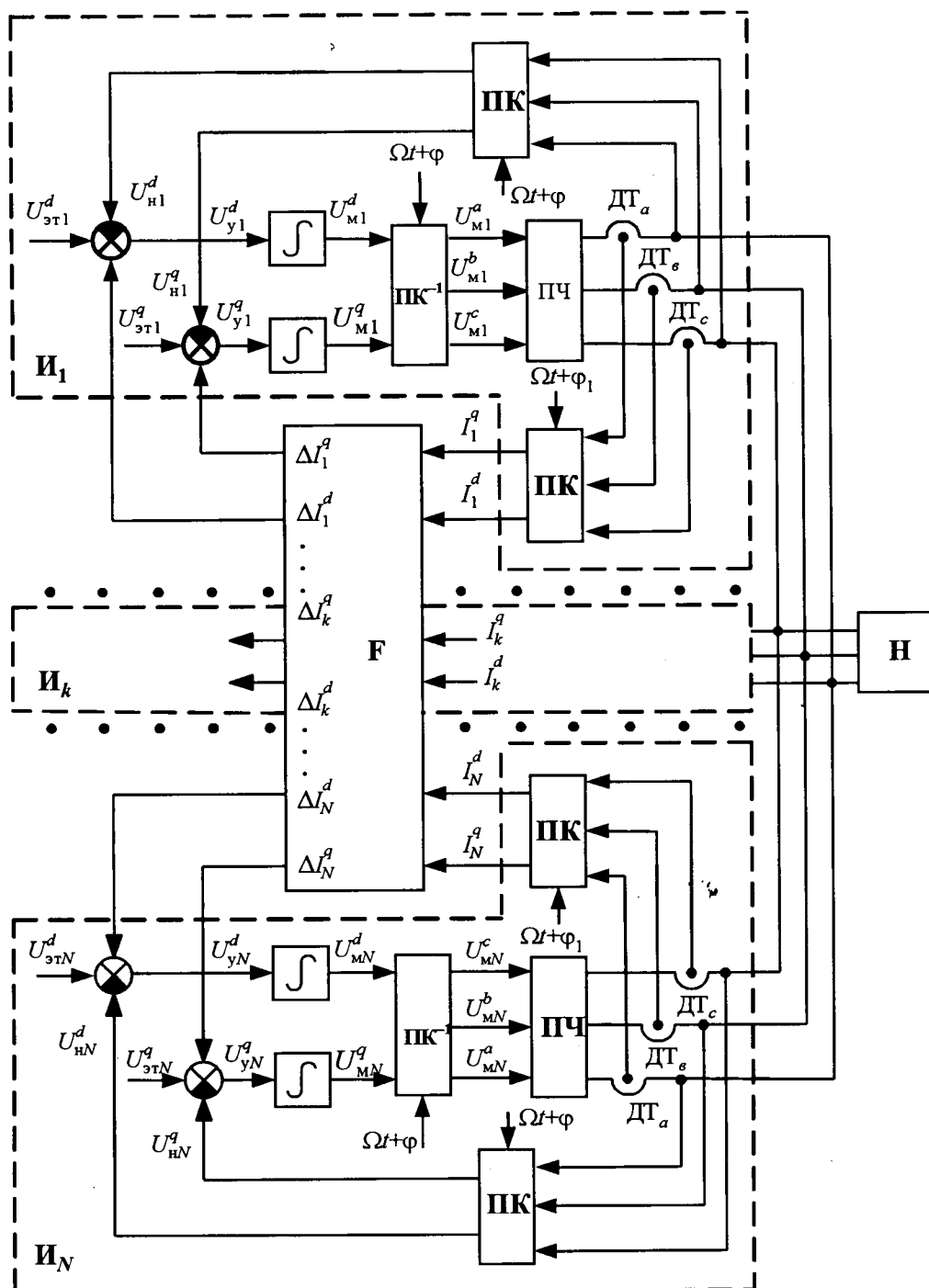


Рис. 1

где $\mathbf{I}^{a(d)} = [I_1^{a(d)}, I_2^{a(d)}, \dots, I_N^{a(d)}]^T$ – вектор-столбец активных составляющих токов источников при скалярном способе регулирования или d -составляющих токов источников при векторном способе регулирования; $\mathbf{I}^{p(q)} = [I_1^{p(q)}, I_2^{p(q)}, \dots, I_N^{p(q)}]^T$ – вектор-столбец реактивных составляющих токов источников при скалярном способе регулирования или q -составляющих токов источников при векторном способе регулирования; $\mathbf{F}^{a(d)} = \|a_{ij}^{A(d)}\|$; $\mathbf{F}^{p(q)} = \|a_{ij}^{\Phi(q)}\|$ – квадратные матрицы размера $N \times N$, элементами которых являются коэффициенты пропорциональности составляющих токов источников, наличие и значения которых определяют структуру распределяющих нагрузку связей и влияют на точность распределения нагрузки между источниками; $\bar{U}^{a(d)} = [\bar{U}_1^{A(d)}, \bar{U}_2^{A(d)}, \dots, \bar{U}_N^{A(d)}]^T$; $\bar{U}^{p(q)} = [\bar{U}_1^{\Phi(q)}, \bar{U}_2^{\Phi(q)}, \dots, \bar{U}_N^{\Phi(q)}]^T$ – векторы-столбцы правых частей линейных уравнений, 1-я составляющая которых выражается в виде

$$\bar{U}_i^{A(d)} = \frac{1}{\bar{R}_i^{A(d)}} \times \left[\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l}}^N \left(\bar{U}_{\text{эп}}^{A(d)} - \bar{U}_{\text{эп}}^{A(d)} \right) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \bar{R}_j^{A(d)} \right] / \sum_{i=1}^N \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \bar{R}_j^{A(d)};$$

$$\bar{U}_i^{\Phi(q)} = \frac{1}{\bar{R}_i^{\Phi(q)}} \times \left[\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l}}^N \left(\bar{U}_{\text{эп}}^{\Phi(q)} - \bar{U}_{\text{эп}}^{\Phi(q)} \right) \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \bar{R}_j^{\Phi(q)} \right] / \sum_{i=1}^N \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \bar{R}_j^{\Phi(q)};$$

$$\bar{U}_{\text{эп}}^{A(d)} = \frac{U_{\text{эп}}^{A(d)}}{b_i^{A(d)} \cdot U_{\text{н.ном}}}, \quad \bar{U}_{\text{эп}}^{\Phi(q)} = \frac{U_{\text{эп}}^{\Phi(q)}}{b_i^{\Phi(q)} \cdot U_{\text{н.ном}}} -$$

приведённые относительные эталонные сигналы соответствующих параметров выходного

напряжения; $\bar{I}_i^{a(d)} = \frac{I_i^{a(d)}}{I_{\text{н.ном}}}$, $\bar{I}_i^{p(q)} = \frac{I_i^{p(q)}}{I_{\text{н.ном}}}$ – относительные составляющие токов источников;

$$\bar{R}_i^{A(d)} = \frac{R_i^{A(d)}}{b_i^{A(d)} Z_{\text{н.ном}}}, \quad \bar{R}_i^{\Phi(q)} = \frac{R_i^{\Phi(q)}}{b_i^{\Phi(q)} Z_{\text{н.ном}}} - \text{при-}$$

ведённые коэффициенты, характеризующие долю сигналов, распределяющих токи источников, в результирующем управляющем сигнале по отношению к сигналам, стабилизирующих параметры напряжения на нагрузке; $b_i^{A(d)}$, $b_i^{\Phi(q)}$ – коэффициенты пропорциональности, согласующие уровни соответствующих стабилизируемых сигналов по параметрам напряжения и эталонных сигналов i -го источника; $R_i^{A(d)}$, $R_i^{\Phi(q)}$ – коэффициенты пропорциональности дополнительных сигналов по параметрам токов для i -го источника; $U_{\text{н.ном}}$, $I_{\text{н.ном}}$, $Z_{\text{н.ном}}$ – номинальные действующие значения напряжения и тока нагрузки и модуль номинального значения сопротивления нагрузки; верхние индексы A и Φ определяют параметры амплитудного и фазового контуров регулирования соответственно при скалярном способе управления, а индексы d и q определяют параметры контуров регулирования по d - и q -составляющим при векторном способе управления; $i = 1, 2, \dots, N$ – порядковый номер источника; N – число источников, работающих параллельно.

Достижение гарантированного, не хуже чем при независимой работе источников на индивидуальную нагрузку, уровня стабилизации основных параметров напряжения на общей нагрузке (действующего значения и фазы) в статическом режиме при использовании разностей составляющих токов источников приводит [1] к особому виду матриц $\mathbf{F}^{a(d)}$ и $\mathbf{F}^{p(q)}$, именуемых циркулянтами [4]. Каждая последующая строка таких матриц получается циклическим сдвигом элементов предыдущей строки. Поэтому матрицы $\mathbf{F}^{a(d)}$ и $\mathbf{F}^{p(q)}$ можно представить в виде:

$$\mathbf{F}^{a(d)} = \begin{bmatrix} a_0^{A(d)} & a_1^{A(d)} & \dots & a_{N1}^{A(d)} \\ a_{N1}^{A(d)} & a_0^{A(d)} & \dots & a_{N2}^{A(d)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_1^{A(d)} & a_2^{A(d)} & \dots & a_0^{A(d)} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{F}^{p(q)} = \begin{bmatrix} a_0^{\Phi(q)} & a_1^{\Phi(q)} & \dots & a_{N1}^{\Phi(q)} \\ a_{N1}^{\Phi(q)} & a_0^{\Phi(q)} & \dots & a_{N2}^{\Phi(q)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_1^{\Phi(q)} & a_2^{\Phi(q)} & \dots & a_0^{\Phi(q)} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Диагональные элементы матриц имеют положительный знак, максимальное значение и характеризуют участие в распределении нагрузки собственных токов модулей. Недиagonальные элементы матриц имеют отрицательный знак и характеризуют участие в распределении нагрузки токов других модулей.

Решение системы уравнений (1) с учётом выбранного вида матриц (2) относительно составляющих токов невозможно из-за тождественного равенства нулю их главных определителей. Поэтому в системе уравнений (1) выполним замену переменных и перейдём от значений токов источников к разности составляющих токов источников относительно любого, например 1-го, источника. Для этого в левой части каждого уравнения системы уравнений (1) вычтем и прибавим составляющие 1-го тока

$$-a_0^{A(d)} I_l^{a(d)} + a_0^{A(d)} I_l^{a(d)} \quad \text{или}$$

$-a_0^{\Phi(q)} I_l^{p(q)} + a_0^{\Phi(q)} I_l^{p(q)}$. Первое слагаемое объединим с составляющей тока собственного источника (диагональный элемент матрицы). Второе слагаемое разобьём на $N-1$ составляющих с коэффициентами, совпадающими по модулю с недиагональными элементами строки, и объединим их с составляющими токов других модулей. В результате составляющие 1-го тока из системы уравнений исключаются (в матрице коэффициентов образуется 1-й нулевой столбец), а преобразованное 1-е уравнение становится линейно зависимым от других уравнений системы и его тоже следует из преобразованной системы уравнений исключить.

Таким образом, замена составляющих токов источников на разность составляющих токов источников относительно любого 1-го источника может быть формализована вычёркиванием 1-го столбца и 1-й строки в исходных матрицах (2) без изменения значений оставшихся коэффициентов. Вычёркиваем 1-е строки в вектор-столбцах составляющих токов ($\mathbf{I}^{a(d)}$, $\mathbf{I}^{p(q)}$) и эталонных напряжений ($\mathbf{U}^{a(d)}$, $\mathbf{U}^{p(q)}$). Заменяем оставшиеся векторы составляющих токов источников векторами разности составляющих токов относительно 1-го источника. Преобразованная таким образом исходная система уравнений (1) примет следующий вид:

$$\bar{\mathbf{F}}^{a(d)} \Delta \mathbf{I}^{a(d)} = \bar{\mathbf{U}}^{a(d)}, \quad \bar{\mathbf{F}}^{p(q)} \Delta \mathbf{I}^{p(q)} = \bar{\mathbf{U}}^{p(q)}, \quad (3)$$

где $\bar{\mathbf{F}}^{a(d)}$, $\bar{\mathbf{F}}^{p(q)}$ – квадратные матрицы размерности $N-1$, получаемые из матриц (2) вычёркиванием 1-го столбца и 1-й строки;

$\bar{\mathbf{U}}^{a(d)}$, $\bar{\mathbf{U}}^{p(q)}$ – векторы-столбцы размерности $N-1$, получаемые из соответствующих аналогичных векторов-столбцов правых частей исходной системы уравнений (1) вычёркиванием 1-й строки;

$$\Delta \mathbf{I}^{a(d)} = \left[\Delta \bar{I}_{1,l}^{a(d)}, \Delta \bar{I}_{2,l}^{a(d)}, \dots, \Delta \bar{I}_{i,l}^{a(d)}, \dots, \Delta \bar{I}_{N,l}^{a(d)} \right]^T;$$

$$\Delta \mathbf{I}^{p(q)} = \left[\Delta \bar{I}_{1,l}^{p(q)}, \Delta \bar{I}_{2,l}^{p(q)}, \dots, \Delta \bar{I}_{i,l}^{p(q)}, \dots, \Delta \bar{I}_{N,l}^{p(q)} \right]^T;$$

$\Delta \bar{I}_{i,l}^{a(d)} = \bar{I}_i^{a(d)} - \bar{I}_1^{a(d)}$, $\Delta \bar{I}_{i,l}^{p(q)} = \bar{I}_i^{p(q)} - \bar{I}_1^{p(q)}$ – приведённые относительные разности соответствующих составляющих токов i - и 1-го источников.

Главный определитель систем уравнений (3) уже тождественно не равен нулю, и неизвестные этих систем уравнений разности составляющих токов могут быть найдены. Зная разности составляющих токов между каждым i -м и одним 1-м источниками, можно всегда определить разность составляющих между любыми k -м и m -м источниками:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{I}_{k,m}^{a(d)} &= \Delta \bar{I}_{k,l}^{a(d)} - \Delta \bar{I}_{m,l}^{a(d)}, \\ \Delta \bar{I}_{k,m}^{p(q)} &= \Delta \bar{I}_{k,l}^{p(q)} - \Delta \bar{I}_{m,l}^{p(q)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Дальнейшая оптимизация структуры и параметров САР сводится к выбору относительных значений коэффициентов матриц $\mathbf{F}^{a(d)}$ и $\mathbf{F}^{p(q)}$ (или $\bar{\mathbf{F}}^{a(d)}$ и $\bar{\mathbf{F}}^{p(q)}$), соответствующих критерию максимально возможной равномерности распределения составляющих токов (мощности) между источниками. Таким критерием может служить минимум суммы квадратов разностей составляющих токов всех параллельно работающих источников:

$$\begin{aligned} S_i^{A(d)} &= \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=2}^N (\Delta I_{ij}^{a(d)})^2 \rightarrow \min; \\ S_i^{\Phi(q)} &= \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=2}^N (\Delta I_{ij}^{p(q)})^2 \rightarrow \min. \end{aligned} \quad (5)$$

Рассмотрим предложенную методику синтеза оптимальной структуры системы регулирования при параллельной работе трёх преобразователей.

Для нахождения максимальной равномерности распределения тока нагрузки между источниками по критерию (5), представим матрицы (2) для трёх преобразователей в виде:

$$\mathbf{F}^{A(d)} = \begin{bmatrix} (a_0^{A(d)} - \Delta a_1^{A(d)}) & -(a_0^{A(d)} - \Delta a_2^{A(d)}) & -(a_0^{A(d)} - \Delta a_3^{A(d)}) \\ -(a_0^{A(d)} - \Delta a_3^{A(d)}) & (a_0^{A(d)} - \Delta a_1^{A(d)}) & -(a_0^{A(d)} - \Delta a_2^{A(d)}) \\ -(a_0^{A(d)} - \Delta a_2^{A(d)}) & -(a_0^{A(d)} - \Delta a_3^{A(d)}) & (a_0^{A(d)} - \Delta a_1^{A(d)}) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{F}^{\Phi(q)} = \begin{bmatrix} (a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_1^{\Phi(q)}) & -(a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_2^{\Phi(q)}) & -(a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_3^{\Phi(q)}) \\ -(a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_3^{\Phi(q)}) & (a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_1^{\Phi(q)}) & -(a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_2^{\Phi(q)}) \\ -(a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_2^{\Phi(q)}) & -(a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_3^{\Phi(q)}) & (a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_1^{\Phi(q)}) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Каждый элемент матриц (6) представлен разностью максимального диагонального элемента и некоторого приращения $a_i^{A(d)} = a_0^{A(d)} - \Delta a_i^{A(d)}$ или $a_i^{\Phi(q)} = a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_i^{\Phi(q)}$. При этом из-за свойств матриц (6) – сумма коэффициентов любой строки или любого столбца матриц равна нулю [1] – должны выполняться равенства:

$$a_0^{A(d)} = \Delta a_2^{A(d)} + \Delta a_3^{A(d)} - \Delta a_1^{A(d)}, \quad a_0^{\Phi(q)} = \Delta a_2^{\Phi(q)} + \Delta a_3^{\Phi(q)} - \Delta a_1^{\Phi(q)}. \quad (7)$$

Воспользуемся ранее описанной методикой перехода от значений токов источников к разностям токов, например, относительно составляющих токов третьего источника. Тогда системы уравнений (3) примут следующий вид:

$$\begin{bmatrix} \frac{2\bar{U}_{\text{э1}}^{A(d)} - \bar{U}_{\text{э2}}^{A(d)} - \bar{U}_{\text{э3}}^{A(d)}}{3\bar{R}^{A(d)}} \\ \frac{2\bar{U}_{\text{э2}}^{A(d)} - \bar{U}_{\text{э1}}^{A(d)} - \bar{U}_{\text{э3}}^{A(d)}}{3\bar{R}^{A(d)}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (a_0^{A(d)} - \Delta a_1^{A(d)}) & -(a_0^{A(d)} - \Delta a_2^{A(d)}) \\ -(a_0^{A(d)} - \Delta a_3^{A(d)}) & (a_0^{A(d)} - \Delta a_2^{A(d)}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \bar{I}_{13}^{A(d)} \\ \Delta \bar{I}_{23}^{A(d)} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} \frac{2\bar{U}_{\text{э1}}^{\Phi(q)} - \bar{U}_{\text{э2}}^{\Phi(q)} - \bar{U}_{\text{э3}}^{\Phi(q)}}{3\bar{R}^{\Phi(q)}} \\ \frac{2\bar{U}_{\text{э2}}^{\Phi(q)} - \bar{U}_{\text{э1}}^{\Phi(q)} - \bar{U}_{\text{э3}}^{\Phi(q)}}{3\bar{R}^{\Phi(q)}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_1^{\Phi(q)}) & -(a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_2^{\Phi(q)}) \\ -(a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_3^{\Phi(q)}) & (a_0^{\Phi(q)} - \Delta a_1^{\Phi(q)}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \bar{I}_{13}^{\Phi(q)} \\ \Delta \bar{I}_{23}^{\Phi(q)} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Решим последние уравнения относительно составляющих разностей токов. По значениям разностей составляющих токов между 1- и 3-м, 2- и 3-м источниками по выражению (4) определим разности составляющих токов между 1-м и 2-м источниками. Затем найдём сумму квадратов разностей соответствующих составляющих токов согласно выражению (5). В результате получим:

$$S_3^{A(d)} = \frac{2}{3(\bar{R}^{A(d)})^2} \frac{\sum_{i=1}^3 (\bar{U}_{\text{э}i}^{A(d)})^2 - \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^3 \bar{U}_{\text{э}i}^{A(d)} \bar{U}_{\text{э}j}^{A(d)}}{(\Delta a_2^{A(d)})^2 + (\Delta a_3^{A(d)})^2 + \Delta a_2^{A(d)} \Delta a_3^{A(d)} - 3\Delta a_1^{A(d)} a_0^{A(d)}};$$

$$S_3^{\Phi(q)} = \frac{2}{3(\bar{R}^{\Phi(q)})^2} \frac{\sum_{i=1}^3 (\bar{U}_{\text{э}i}^{\Phi(q)})^2 - \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^3 \bar{U}_{\text{э}i}^{\Phi(q)} \bar{U}_{\text{э}j}^{\Phi(q)}}{(\Delta a_2^{\Phi(q)})^2 + (\Delta a_3^{\Phi(q)})^2 + \Delta a_2^{\Phi(q)} \Delta a_3^{\Phi(q)} - 3\Delta a_1^{\Phi(q)} a_0^{\Phi(q)}}. \quad (9)$$

Аналитические зависимости (9) сумм квадратов разностей составляющих токов источников содержат в числителе комбинацию эталонных сигналов, значения которых не могут варьироваться,

а однозначно задают параметры выходного напряжения при независимой работе и изменяются незначительно, а знаменатель – комбинацию изменений коэффициентов матриц. Эти параметры могут варьироваться и задают структуру и параметры матриц $F^{A(d)}$ и $F^{P(q)}$, определяющих структуру токовых регулирующих воздействий. Для минимума функций (9) их знаменатели должны принимать максимальные значения.

Анализ поведения знаменателей функций (9), представляющих собой функции второго порядка нескольких аргументов, показывает, что максимум знаменателя и, соответственно, минимум функций (9) достигается в крайних диапазонах изменения их аргументов.

Исключим в знаменателях разность слагаемых, уменьшающих их значения, приняв $\Delta a_1^{A(d)} = 0$ и $\Delta a_1^{P(q)} = 0$. Обозначим $\Delta a_2^{A(d)} = p a_0^{A(d)}$, $\Delta a_2^{P(q)} = p a_0^{P(q)}$ (или $\Delta a_3^{A(d)} = p a_0^{A(d)}$, $\Delta a_3^{P(q)} = p a_0^{P(q)}$), считая p – любым рациональным числом. Тогда по соотношениям (7) оставшиеся переменные определяются выражениями:

$$\begin{aligned} \Delta a_3^{A(d)} &= (1-p)a_0^{A(d)}, \quad \Delta a_3^{P(q)} = (1-p)a_0^{P(q)}, \\ [\Delta a_2^{A(d)} &= (1-p)a_0^{A(d)}, \quad \Delta a_2^{P(q)} = (1-p)a_0^{P(q)}]. \end{aligned} \quad (10)$$

Структура матриц (2) и значения их коэффициентов, характеризующие минимальную неравномерность распределения нагрузки между тремя источниками и гарантированную стабильность параметров напряжения на общей нагрузке, с учётом принятых обозначений и выражений (10) представляются в виде:

$$\begin{aligned} F^{A(d)} &= \begin{vmatrix} a_0^{A(d)} & (p-1)a_0^{A(d)} & -p a_0^{A(d)} \\ -p a_0^{A(d)} & a_0^{A(d)} & (p-1)a_0^{A(d)} \\ (p-1)a_0^{A(d)} & -p a_0^{A(d)} & a_0^{A(d)} \end{vmatrix} \quad \text{или} \quad F^{A(d)} = \begin{vmatrix} a_0^{A(d)} & -p a_0^{A(d)} & (p-1)a_0^{A(d)} \\ (p-1)a_0^{A(d)} & a_0^{A(d)} & -a_0^{A(d)} \\ -p a_0^{A(d)} & (p-1)a_0^{A(d)} & a_0^{A(d)} \end{vmatrix}; \\ F^{P(q)} &= \begin{vmatrix} a_0^{P(q)} & (p-1)a_0^{A(d)} & -p a_0^{A(d)} \\ -p a_0^{A(d)} & a_0^{A(d)} & (p-1)a_0^{A(d)} \\ (p-1)a_0^{A(d)} & -p a_0^{A(d)} & a_0^{A(d)} \end{vmatrix} \quad \text{или} \quad F^{P(q)} = \begin{vmatrix} a_0^{A(d)} & -p a_0^{A(d)} & (p-1)a_0^{A(d)} \\ (p-1)a_0^{A(d)} & a_0^{A(d)} & -p a_0^{A(d)} \\ -p a_0^{A(d)} & (p-1)a_0^{A(d)} & a_0^{A(d)} \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (11)$$

Если принять $\Delta a_1^{A(d)} = p a_0^{A(d)}$ и $\Delta a_1^{P(q)} = p a_0^{P(q)}$, $\Delta a_2^{A(d)} = 0$, $\Delta a_2^{P(q)} = 0$ (или $\Delta a_3^{A(d)} = 0$, $\Delta a_3^{P(q)} = 0$), то по соотношениям (7) оставшиеся переменные определяются выражениями:

$$\begin{aligned} \Delta a_3^{A(d)} &= (1+p)a_0^{A(d)}, \quad \Delta a_3^{P(q)} = (1+p)a_0^{P(q)}, \\ [\Delta a_2^{A(d)} &= (1+p)a_0^{A(d)}, \quad \Delta a_2^{P(q)} = (1+p)a_0^{P(q)}]. \end{aligned} \quad (12)$$

В этом случае матрицы (2) примут вид:

$$\begin{aligned} F^{A(d)} &= \begin{vmatrix} (1-p)a_0^{A(d)} & -a_0^{A(d)} & p a_0^{A(d)} \\ p a_0^{A(d)} & (1-p)a_0^{A(d)} & -a_0^{A(d)} \\ -a_0^{A(d)} & p a_0^{A(d)} & (1-p)a_0^{A(d)} \end{vmatrix} \quad \text{или} \quad F^{A(d)} = \begin{vmatrix} (1-p)a_0^{A(d)} & p a_0^{A(d)} & -a_0^{A(d)} \\ -a_0^{A(d)} & (1-p)a_0^{A(d)} & p a_0^{A(d)} \\ p a_0^{A(d)} & -a_0^{A(d)} & (1-p)a_0^{A(d)} \end{vmatrix}; \\ F^{P(q)} &= \begin{vmatrix} (1-p)a_0^{P(q)} & -a_0^{P(q)} & p a_0^{P(q)} \\ p a_0^{P(q)} & (1-p)a_0^{P(q)} & -a_0^{P(q)} \\ -a_0^{P(q)} & p a_0^{P(q)} & (1-p)a_0^{P(q)} \end{vmatrix} \quad \text{или} \quad F^{P(q)} = \begin{vmatrix} (1-p)a_0^{P(q)} & p a_0^{P(q)} & -a_0^{P(q)} \\ -a_0^{P(q)} & (1-p)a_0^{P(q)} & p a_0^{P(q)} \\ p a_0^{P(q)} & -a_0^{P(q)} & (1-p)a_0^{P(q)} \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (13)$$

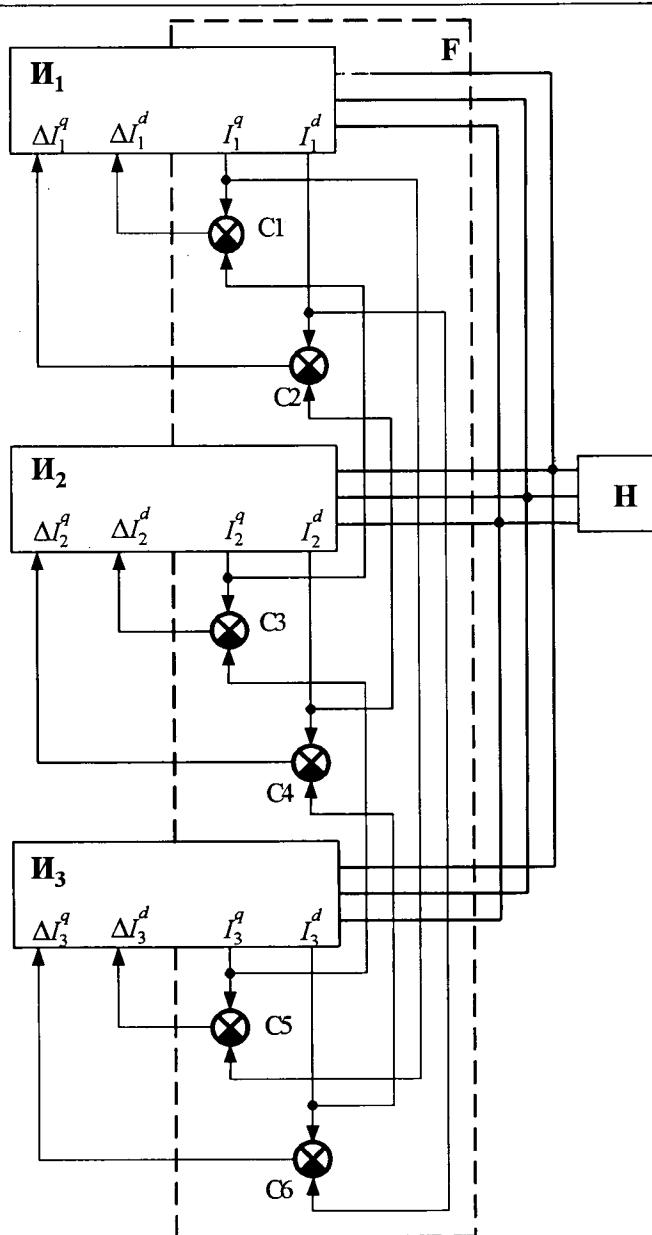


Рис.2

Для матриц вида (11) и (13), задающих структуру распределяющих нагрузку токовых регулирующих воздействий, знаменатели функций (9) определяются одними и теми же выражениями:

$$\begin{aligned} Z^{A(d)} &= \bar{R}^{A(d)} a_0^{A(d)} (p^2 - p + 1); \\ Z^{\Phi(q)} &= \bar{R}^{\Phi(q)} a_0^{\Phi(q)} (p^2 - p + 1). \end{aligned} \quad (14)$$

Равенства (14) показывают, что при построении системы регулирования тремя параллельно работающими источниками с использованием матриц (11) или (13), значительно повышается равномерность распределения составля-

ющих тока нагрузки между источниками ($S_3^{A(d)}$ и $S_3^{\Phi(q)}$ уменьшаются в 3 и более раз) при гарантированной или повышенной (за счёт усреднения значений соответствующих эталонных сигналов) стабильности параметров напряжения на общей нагрузке.

На рис.2 изображена одна из возможных структур блока F систем регулирования тремя источниками при параллельной работе (получена из вторых выражений матрицы вида (11) при $p = 1$), реализующая стабильность параметров общего напряжения и более высокую равномерность распределения тока нагрузки между ними.

По сравнению с наиболее часто используемой для распределения тока нагрузки разность токов каждого источника и токов нагрузки, делённых на число параллельно работающих источников [3], при параллельной работе трёх источников предложенная оптимальная структура характеризуется в 3 раза меньшими значениями $S_3^{A(d)}$ и $S_3^{\Phi(q)}$.

Список литературы

1. Бородин Н.И., Харитонов С.А. Параллельная работа стабилизированных модулей в системах генерирования электрической энергии переменного тока стабильной частоты // Вестник УГТУ-УПИ. 2003. № 5(25). Ч.1. С. 234–238.
2. Харитонов С.А., Берестов В.М., Бородин Н.И., Коробков Д.В. О построении системы регулирования при параллельной работе полупроводниковых преобразователей с синусоидальным стабилизированным выходным напряжением // Электротехника. 2001. № 12. С.17–21.
3. Митяшин Н.П., Томашевский Ю.Б. Гибкие преобразовательные комплексы. Саратов: Сарат. ГТУ, 2002.
4. Мальцев А.И. Основы линейной алгебры: Учеб. Пособие. М.: Наука, Главная ред. физ.-мат. литературы, 1970.



Николай Иванович Бородин – доцент кафедры промышленной электроники Новосибирского государственного технического университета, канд. техн. наук. Окончил в 1974 г. факультет электронной техники Новосибирского электротехнического института. В 1986 г. защитил диссертацию по теме "Исследование режима параллельной работы непосредственных преобразователей частоты с естественной коммутацией в источниках питания электрооборудования автономных объектов".

Система генерирования электрической энергии типа "переменная скорость – постоянная частота" на базе синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов и инверторов напряжения

ХАРИТОНОВ С.А., КОРОБКОВ Д.В., МАСЛОВ М.А., БОРОДИН Н.И., ЛЕВИН А.В.,
ЮХНИН М.М., ЛИВШИЦ Э.Я.

Рассматривается структурная схема системы генерирования, а также различные её характеристики. Полученные характеристики подтверждены результатами испытаний.

Presents a block diagram of the system, the results of investigation and various characteristics. The results are verified by the test.

Технические характеристики и тактические данные летательного аппарата (ЛА) в значительной степени зависят от его энергетической вооружённости. Последние годы определяющей тенденцией становится всё большая электрификация ЛА. Параметры, характеристики, структура системы электроснабжения определяются уровнем развития электротехники и электроники.

В последние десятилетия наблюдаются революционные изменения в области силовых полупроводниковых приборов, устройств и систем силовой электроники. Кардинальные улучшения технических характеристик IGBT и MOSFET модулей, резко возросшие производительность и ресурс микропроцессоров сделали возможным внедрение на транспортных средствах систем электроснабжения нового поколения с использованием последних достижений интеллектуальной силовой электроники [1].

В 2005 г. по инициативе и под руководством специалистов ОАО "АКБ "ЯКОРЬ" (Москва) были возобновлены работы по созданию системы генерирования типа ПСПЧ (переменная скорость постоянная частота) мощностью 30

кВ·А для ЛА. При разработке активно использовались результаты и научно-технический потенциал, накопленные в 70–90 годы прошлого столетия в совместных работах АКБ "ЯКОРЬ" и отраслевой научно-исследовательской лаборатории электрооборудования ЛА (ОНИЛЭЛА) при кафедре "Промышленная электроника" НЭТИ (ныне НГТУ) г. Новосибирск.

В настоящее время работы по системам генерирования (СГЭЭ) проводились в кооперации с предприятиями г. Новосибирска (НГТУ – ОНИЛЭЛА, ФГУП ПО "Север", ОАО "Силовая электроника Сибири") в рамках региональной межотраслевой программы "Силовая электроника Сибири".

В статье обсуждаются результаты разработки и испытаний дополнительной системы генерирования электрической энергии типа переменная скорость постоянная частота (ПСПЧ) мощностью 30 кВ·А для летательных аппаратов.

Структурная схема СГЭЭ представлена на рис. 1. Система содержит: магнитоэлектри-

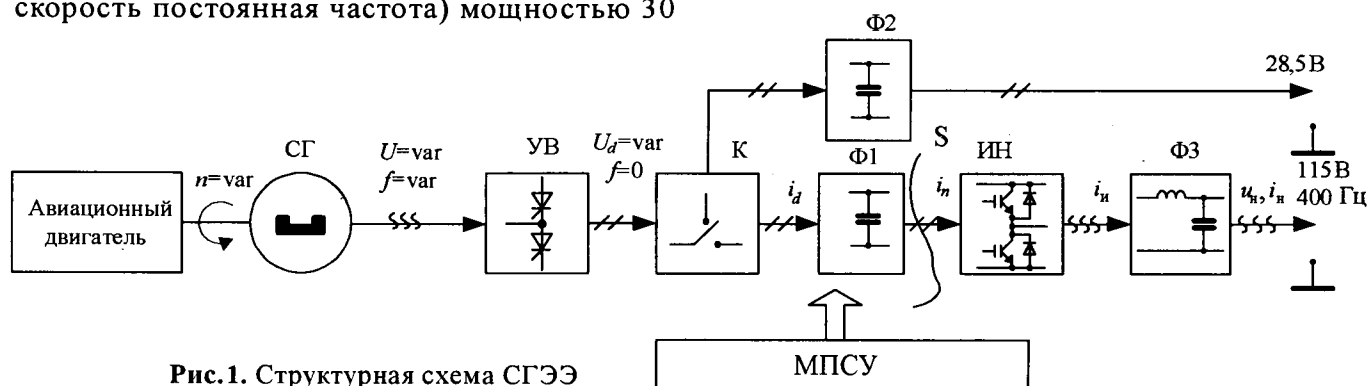


Рис.1. Структурная схема СГЭЭ

ческий синхронный генератор (СГ), управляемый выпрямитель (УВ), преобразователь частоты на базе инверторов напряжения (ИН), фильтры $\Phi 1$, $\Phi 2$ и $\Phi 3$, микропроцессорную систему управления МПСУ.

СГЭЭ обеспечивает генерацию энергии трёхфазного переменного тока с частотой 400 Гц и напряжением 115 В в штатном режиме, а при отказе авиадвигателя за счёт использования режима авторотации – генерацию энергии постоянного тока с напряжением 28,5 В.

С целью повышения качества выходного напряжения, решения проблемы электромагнитной совместимости и увеличения надёжности функционирования инвертор напряжения реализован в виде 4 параллельно работающих каналов. При управлении инверторами напряжения предусмотрен сдвиг опорных сигналов ШИМ на угол $2\pi/m$, где m – число параллельных каналов [2].

Пример параллельного соединения трёхфазных инверторов напряжения для общего случая m каналов приведён на рис.2.

Данная схема может быть представлена эквивалентной схемой с одним трёхфазным инвертором напряжения $ИН_{эк}$ (рис.3) [2], в которой

$$u_{и.экj} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m u_{иij}; \quad i_{и.экj} = \sum_{i=1}^m i_{иij}; \quad j=1, 2, 3;$$

$$L_{эк} = \frac{L}{m}; \quad i_{пз.к} = \sum_{i=1}^m i_{пи}, \quad (1)$$

где $u_{иij}$, $i_{иij}$ – выходное напряжение и ток i -го инвертора j -й выходной фазы; $i_{пи}$ – входной ток i -го инвертора.

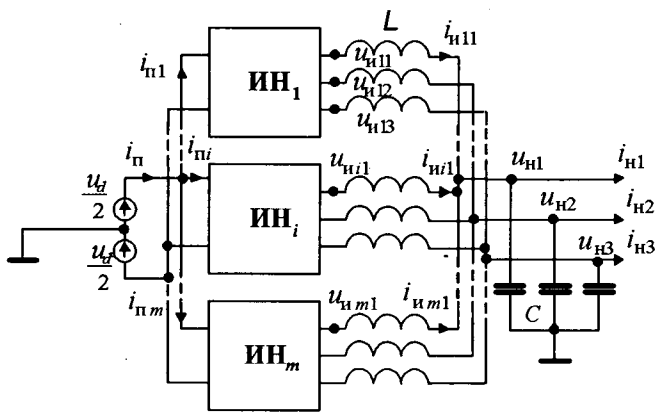


Рис.2. Параллельное соединение инверторов напряжения

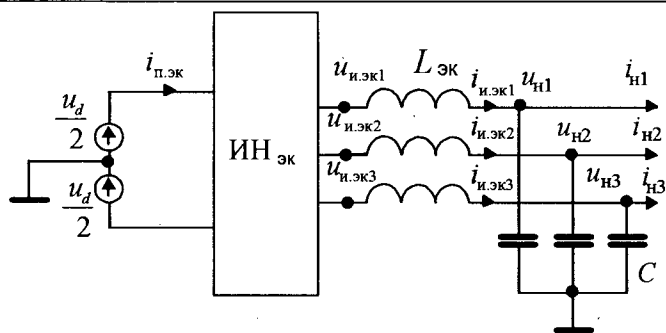


Рис.3. Эквивалентная схема параллельно соединённых инверторов напряжения

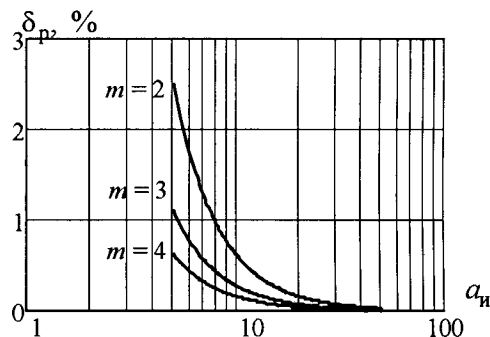


Рис.4. Зависимость относительной неравномерности распределения активной мощности нагрузки между каналами от кратности частот

Подобное включение инверторов напряжения не приводит к увеличению токов инверторов за счёт уравнивающих токов, так как высокочастотные пульсации напряжения на конденсаторах фильтра C (рис.2) практически отсутствуют. Так, согласно требованиям ГОСТ 19705-89 значение пульсации с частотами более 10 кГц в выходном напряжении СГЭЭ не должны превышать единиц милливольт.

Относительная неравномерность (δ_p) в распределении активной мощности ($P_i, P_{(i+1)}$) между каналами с номерами i и $i+1$ можно оценить с помощью следующего соотношения [2]:

$$\delta_p = \frac{P_i - P_{(i+1)}}{P_i + P_{(i+1)}} \cdot 100\% \approx \frac{1}{4} \left(\frac{\pi}{ma_n} \right)^2 \cdot 100\%. \quad (2)$$

Зависимость δ_p от кратности частот a_n для различных m приведена на рис.4, откуда следует, что при $a_n > 8$ и $m = 2$ неточность в распределении активной мощности не превышает 1%. Здесь $a_n = \omega_n / \Omega$, ω_n – частота ШИМ, Ω – частота основной гармоники выходного напряжения инвертора

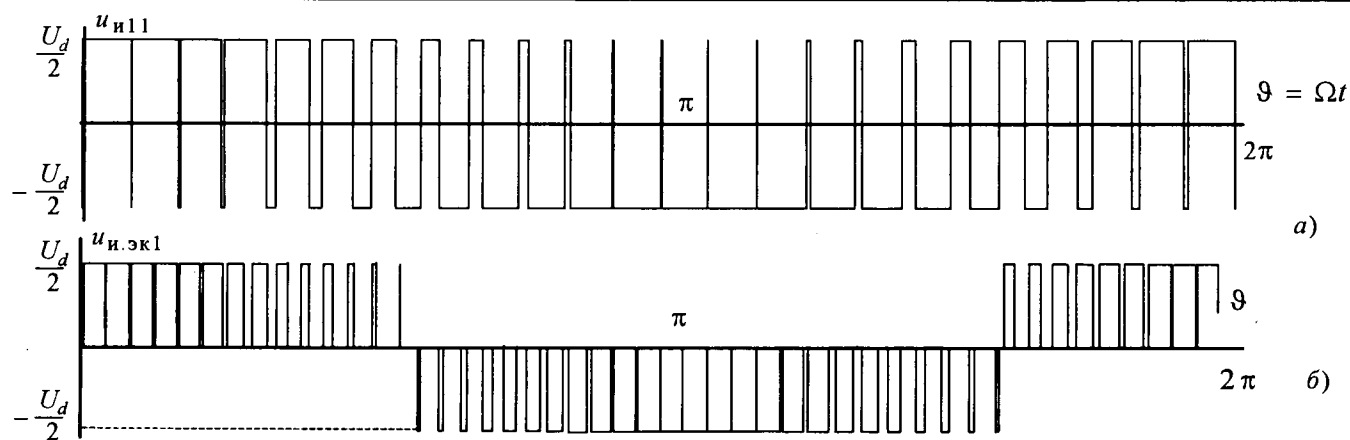


Рис.5. Зависимость от $\theta = \Omega t$ выходного напряжения первого инвертора u_{n11} (а) и эквивалентного выходного напряжения $u_{n.эк1}$ (б)

На рис.5 в качестве примера представлена зависимость от относительного времени $\theta = \Omega t$ выходного напряжения первого инвертора u_{n11} и эквивалентного выходного напряжения $u_{n.эк1}$ двух параллельно включённых инверторов ($m=2$) при $a_n = 25$, глубине модуляции $M = 1$.

Из рис.5 следует, что параллельное включение каналов приводит к появлению дополнительного уровня в выходном напряжении инвертора и повышению эквивалентной частоты пульсаций. Характер изменения эквивалентного напряжения при m параллельных каналах становится аналогичным выходному напряжению $m+1$ -уровневого инвертора напряжения [3]. Данный вывод наглядно подтверждается рис.6, где представлен годограф обобщённого вектора трёх выходных напряжений эквивалентного инвертора при $m=2$. Характер поведения обобщённого вектора аналогичен трёхуровневому инвертору напряжения с учётом наличия нулевого провода [4].

Вывод о повышении частоты пульсаций подтверждается амплитудно-частотными спектрами напряжений u_{n11} и $u_{n.эк1}$ (рис.7). Как следует из рис.7, в спектре выходного напряжения инвертора при параллельном включении каналов происходит увеличение частоты первой группы комбинационных гармоник, уменьшение общего количества комбинационных групп, при этом частотный спектр комбинационных гармоник определяется соотношением вида $\nu = n m \omega_n \pm p \Omega$, где $n = 1, 2, 3, \dots$. Расчёты показывают, что уменьшение коэффициента гармоник ($k_{гн(m)}$) тока $i_{n.эк1}$ эквивалентного инвертора при включении m параллельных каналов можно оценить соотношением [2]

$$k_{гн(m)} \approx \frac{k_{гн(1)}}{m^2}, \quad (4)$$

где $k_{гн(1)}$ – коэффициент гармоник тока одного инвертора i_{n11} .

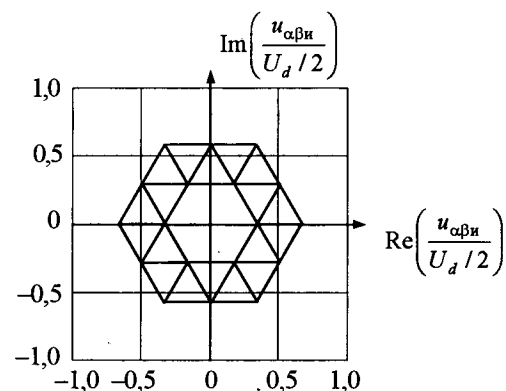


Рис.6. Годограф обобщённого вектора трёх выходных напряжений эквивалентного инвертора при $m=2$

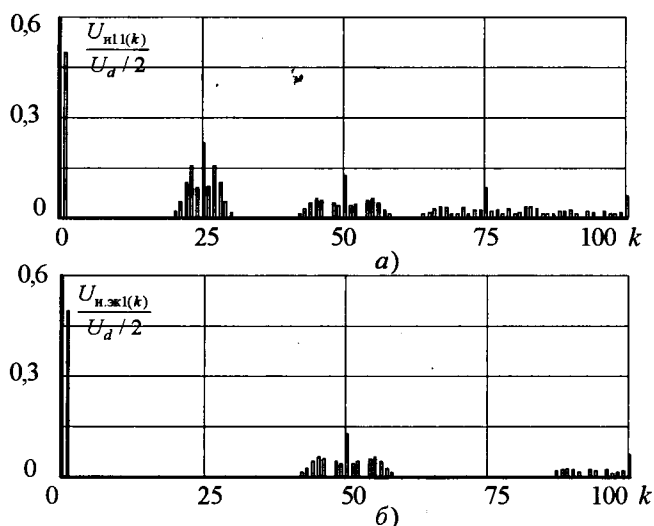


Рис.7. Амплитудно-частотные спектры напряжения u_{n11} (а) и $u_{n.эк1}$ (б)

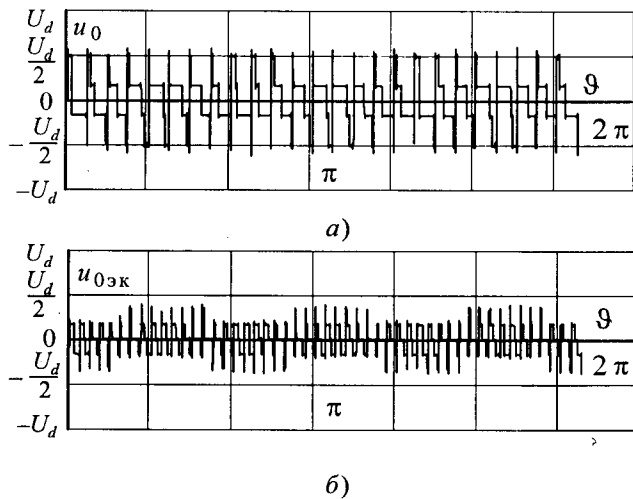


Рис.8. Графики зависимости от θ напряжений нулевой последовательности u_0 (а) и $u_{0эк}$ (б)

Параллельное включение каналов благоприятно сказывается на изменении напряжения нулевой последовательности на выходе инверторов.

На рис.8 приведён график изменения от θ напряжений нулевой последовательности u_0 и $u_{0эк}$, при этом

$$u_0 = \frac{(u_{н11} + u_{н12} + u_{н13})}{3};$$

$$u_{0эк} = \frac{(u_{н.эк1} + u_{н.эк2} + u_{н.эк3})}{3}. \quad (5)$$

Как следует из рис.8, в напряжении нулевой последовательности $u_{0эк}$ в m раз увеличивается частота пульсаций и уменьшается их значение, это приводит к снижению токовой загрузки транзисторов инверторов напряжения.

На рис.9 представлены зависимости от θ входного тока инверторов напряжения $i_{п1}$ и $i_{п.эк}$.

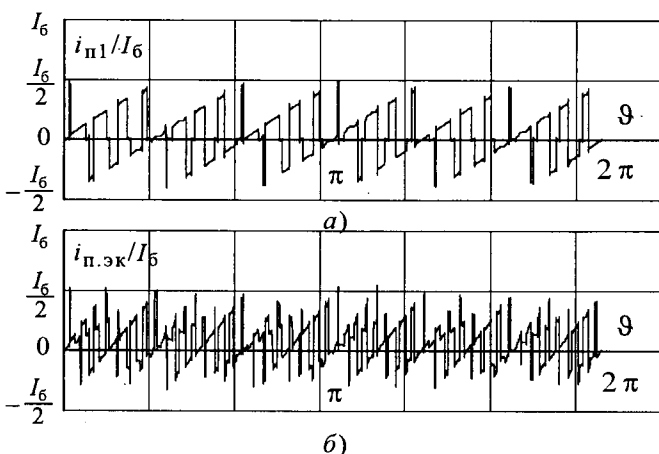


Рис.9. Зависимости от θ входного тока инверторов напряжения $i_{п1}$ (а) и $i_{п.эк}$ (б)

а на рис.10 их амплитудно-частотные спектры.

Здесь $I_6 = \frac{U_{нmax}}{\Omega L}$, $U_{нmax}$ – амплитудное значение

напряжения на нагрузке. Анализ показывает, что параллельное соединение каналов приводит к уменьшению количества групп комбинационных гармоник в амплитудно-частотном спектре $i_{п.эк}$, снижается амплитуда высокочастотных гармоник, при этом их частотный спектр определяется соотношением вида:

$$\nu = nm\omega_n \pm 3p\Omega, \quad p = 0, 1, 2, 3, \dots, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (6)$$

Коэффициент мощности ($\chi_{вх.и(m)}$) и неактивная мощность ($Q_{вх.и}$) в сечении S на входе инверторов напряжения (рис.1) с учётом m параллельных каналов можно оценить с помощью соотношений вида [2]:

$$\chi_{вх.и(m)} = \frac{P_d}{\sqrt{(P_d)^2 + (Q_{вх.и})^2}} = \frac{U_d I_d}{U_d I_{п.эф}} = \frac{I_d}{I_{п.эф}} \approx$$

$$\approx \left[\sqrt{1 + \left(\frac{k_{гип(1)}}{m} \right)^2} \right]^{-1} = \left[\sqrt{1 + \frac{(1 - (\chi_{вх.и(1)})^2)}{(\chi_{вх.и(1)})^2} \frac{1}{(m)^2}} \right]^{-1}; \quad (7)$$

$$Q_{вх.и} = P_d \sqrt{\frac{1}{(\chi_{вх.и(m)})^2} - 1}, \quad (8)$$

где I_d , $I_{п.эф}$ – среднее и действующее значения тока на входе инверторов напряжения; $k_{гип(1)}$, $\chi_{вх.и(1)}$ – коэффициент гармоник и коэффициент мощности во входной цепи одного инвертора; $P_d = U_d I_d$ – активная мощность в звене постоянного тока.

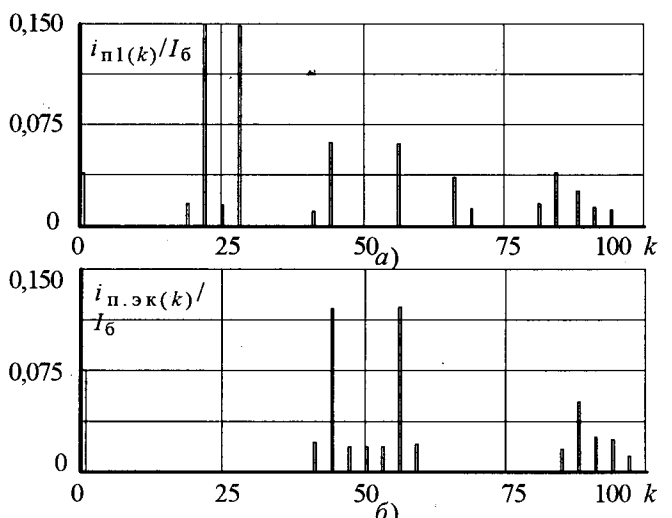


Рис.10. Амплитудно-частотные спектры входных токов $i_{п1}$ (а) и $i_{п.эк}$ (б)

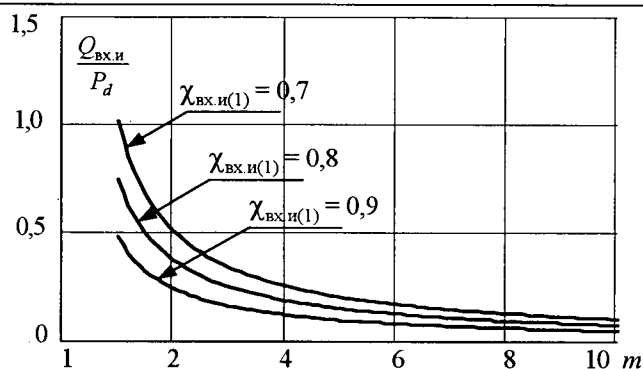


Рис. 11. Зависимости неактивной мощности $Q_{вх.и}$ от количества параллельных каналов

Зависимость неактивной мощности $Q_{вх.и}$ от количества параллельных каналов представлена на рис. 11. Уровень неактивной мощности $Q_{вх.и}$ в значительной степени определяет ёмкость конденсатора фильтра Ф1 в звене постоянного тока (рис. 1). Как следует из рис. 11, с ростом количества параллельных каналов значение неактивной мощности достаточно быстро уменьшается.

При анализе схемы с параллельно включенными каналами использовались геометрические аналогии, выявленные в [5].

Микропроцессорная система управления (МПСУ) СГЭЭ выполняет следующие функции:

- встроенный автоматический контроль состояния блоков СГЭЭ (диагностику) как при не работающем генераторе, так и в режимах генерирования;
- управление в штатных и аварийных процессах инверторами напряжения и выпрямителями;
- автоматическое переключение инверторов напряжения на работу от генератора другого канала;
- автоматический переход в режим авторотации;

- защиту СГЭЭ и нагрузки от режимов КЗ, перенапряжений и понижений напряжений менее допустимых, защиту по изменению качественных характеристик выходных напряжений СГЭЭ;
- обмен информацией с системой управления энергоснабжением;
- сохранение информации о времени работы и нештатных режимах работы СГЭЭ.

Управление выпрямителем УВ строится с использованием классического вертикального принципа. В штатном режиме генерирования, до номинальных оборотов авиадвигателя, УВ работает с нулевыми углами управления (режим неуправляемого выпрямителя), при больших оборотах авиадвигателя управление УВ переводится в режим стабилизации напряжения U_d в звене постоянного тока (рис. 1). В режиме авторотации УВ работает как стабилизатор напряжения постоянного тока на уровне 28,5 В.

Для управления инверторами напряжения в МПСУ реализуется модифицированный векторный алгоритм управления с компенсацией возмущающих воздействий. Модификация векторного алгоритма связана с необходимостью введения в качестве регулируемой координаты нулевой последовательности в выходном напряжении и токах инверторов напряжения. Структурная схема алгоритма управления инверторами напряжения приведена на рис. 12. Здесь ФСЗи – формирователь сигналов задания на напряжение; РН, РТ – регуляторы напряжения и тока; KU_d – компенсатор влияния напряжения звена постоянного тока; $\overline{ПК}$ – преобразователь координат (прямое и обратное преобразование из a, b, c в $d, q, 0$ координаты); ОгрУ – ограничитель модулирующих сигналов; ШИМ – широтно-импульсный модулятор.

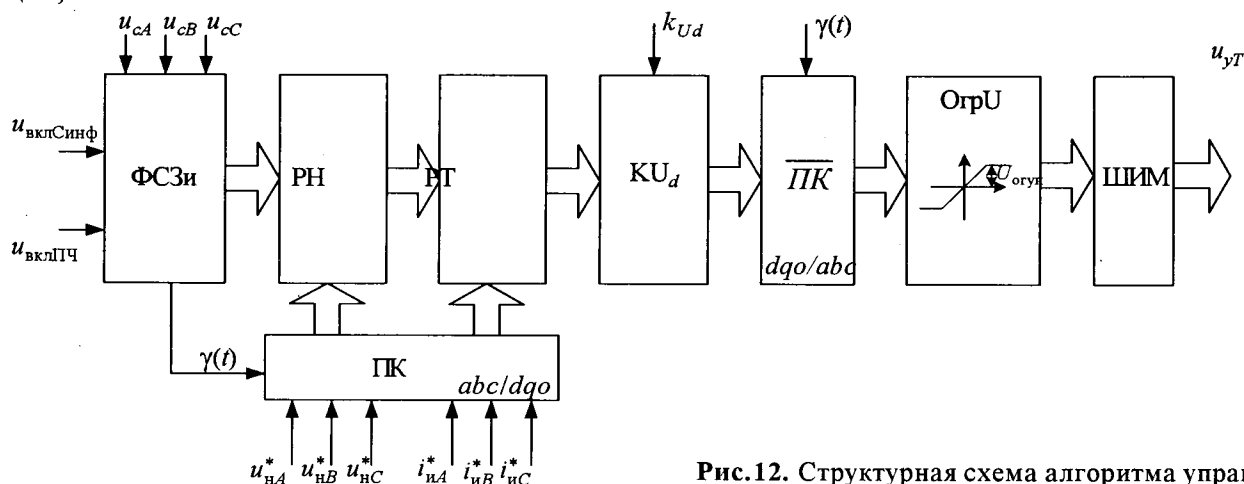


Рис. 12. Структурная схема алгоритма управления

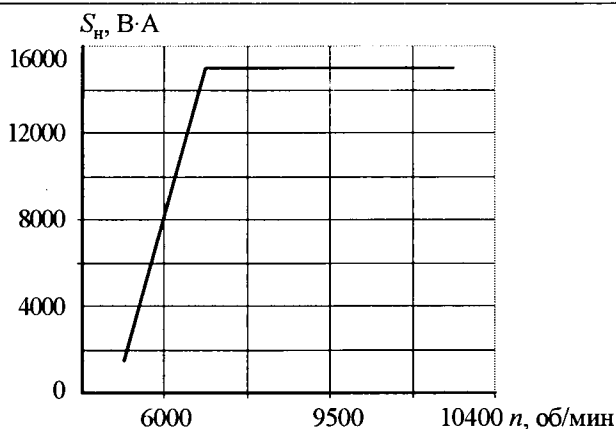


Рис. 13. Зависимость генерируемой полной мощности от частоты вращения вала синхронного генератора

Структура построения контуров регулирования тока и напряжения соответствует принципу подчиненного регулирования. Внутренний контур обеспечивает регулирование выходного тока инвертора, внешний контур – стабилизирует напряжение на нагрузке.

Реализованный алгоритм управления предусматривает возможность синфазной работы СГЭЭ с аэродромным источником питания или с другим каналом системы электроснабжения.

СГЭЭ работает в режиме генерирования в диапазоне частот вращения вала синхронного генератора: 6000–10400 об/мин. Зависимость генерируемой полной мощности S_n от частоты вращения вала СГ представлена на рис. 13.

Система генерирования обеспечивает качественные характеристики в соответствии с требованиями ГОСТ 19705-89 при следующих полных (S_n) мощностях нагрузки:

- $S_n \leq 15$ кВ·А при $\cos\varphi_n = 0,8 \div 1$ длительно в течение всего ресурса (номинальная мощность);
- $S_n \leq 22,5$ кВ·А при $\cos\varphi_n = 0,8$ в течение 5 мин;
- $S_n \leq 30$ кВ·А при $\cos\varphi_n = 0,8$ длительно до 5 с.

СГЭЭ отдаёт ток КЗ, кратный не менее 3 номинальным значениям в течении не менее 7 с.

Параметры синусоидальности напряжения переменного тока соответствуют требованиям ГОСТ 19705-89 при трёхфазной двухполупериодной трансформаторно-выпрямительной нагрузке, не превышающей 50% номинальной мощности СГЭЭ. Коэффициент гармоник выходного напряжения СГЭЭ ($k_{гнн}$) во всех режимах работы системы не превышает 4%. На

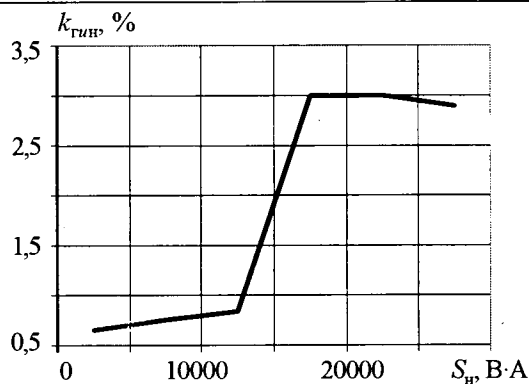


Рис. 14. Зависимость коэффициента нелинейных искажений выходного напряжения от мощности в нагрузке ($n = 8400 \div 10300$ об/мин, $\cos\varphi_n \approx 1$)

рис. 14 приведена зависимость $k_{гнн}$ от полной мощности нагрузки для $n = 8400 \div 10300$ об/мин, $\cos\varphi_n \approx 1$.

Система обеспечивает прямой запуск авиационного асинхронного двигателя мощностью до 30% мощности СГЭЭ.

Конструктивный образец системы прошёл предварительные испытания и показал полное соответствие требованиям технического задания.

Список литературы

1. Лаптев Н.Н., Левин А.В., Харитонов С.А. Силловые полупроводниковые преобразователи в инновационных комплексах // Труды всероссийской НТК "Научно-технические проблемы электропитания". М., 2006. С. 11–14.
2. Харитонов С.А. Интегральные параметры и характеристики инверторов напряжения в составе систем генерирования переменного тока типа "переменная скорость – постоянная частота" для ветроэнергетических установок // Научный вестник НГТУ. 1999. №2(7). С. 92–120.
3. Берестов В.М., Харитонов С.А. Алгоритм управления многоуровневым инвертором напряжения // Электротехника. 2006. № 10. С. 41–45.
4. Берестов В.М., Харитонов С.А. Трёхуровневый инвертор напряжения // Технічна електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. Ч. 7. Киев, 2002. С. 27–37.
5. Харитонов С.А. Энергетические характеристики нелинейных электрических цепей с вентилями. Геометрические аналогии. Новосибирск: НГТУ, 1998.



Харитонов Сергей Александрович – заведующий кафедрой "Промышленная электроника" Новосибирского ГТУ, доктор техн. наук, проф.. Окончил факультет электронной техники Новосибирского электротехнического института в 1972 г. В 1998 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Системы генерирования электрической энергии для ветроэнергетики и автономных подвижных объектов (анализ и синтез)".

Реализация векторной ШИМ в трёхфазном трёхуровневом выпрямителе

БРОВАНОВ С. В., ХАРИТОНОВ С. А.

Рассмотрен принцип реализации векторной ШИМ в трёхфазном трёхуровневом выпрямителе. Получены аналитические соотношения весовых коэффициентов для образующих векторов, а также уравнения границ треугольников, образующих диаграмму комбинаций состояний схемы. Результаты реализации ШИМ подтверждены моделированием в среде Matlab Simulink.

Для обеспечения улучшенной электромагнитной совместимости в преобразовательных системах типа АС-DC или АС-DC-АС часто в качестве выпрямительного звена используют активный выпрямитель. Однако данный тип выпрямителя имеет ограничение по мощности и значению преобразуемого напряжения.

Поэтому в тех случаях, когда необходимо реализовать систему для мощностей от нескольких сотен киловатт до единиц мегаватт и/или выходным напряжением несколько киловольт, наиболее приемлемым вариантом могут служить трёхуровневые выпрямители, изображённые на рис. 1, а, б, где K_a , K_b , K_c – дополнительные двунаправленные ключи.

Наличие управляемых ключей в схемах трёхуровневых выпрямителей позволяет формировать разные алгоритмы управления с использованием ШИМ для достижения энергетической эффективности выпрямителей. Некоторые результаты анализа алгоритмов управлений и электромагнитных процессов трёхуровневых выпрямителей представлены в [1–3].

Рассматривая данные выпрямители с позиций обеспечения энергетической эффективности можно сделать вывод о большой перспективности их внедрения в системы регулируемого электропривода, системы преобразования электрической энергии и т. д. При этом современный арсенал микроконтроллеров позволяет применить в них векторную ШИМ (ВШИМ).

Вопросом исследования данной работы является реализации векторной ШИМ в трёхуровневом выпрямителе и, прежде всего, с точки зрения методологического и практического аспекта.

This paper presents a space vector PWM realization for three-phase three-level rectifier. The equations for boundary conditions of the triangles, as well as duty cycles are obtained. The validity of the space vector PWM method is verified by simulation with Matlab Simulink.

Анализ комбинаций состояний трёхуровневого выпрямителя

Реализация векторной ШИМ предусматривает использование нескольких комбинаций состояний, обусловленных различными открытыми и закрытыми сочетаниями диодов и транзисторов схемы. Перед тем, как перейти к анализу возможных комбинаций схемы (рис. 1), введём следующие обозначения:

- A – проводит диод катодной группы;
- B – проводит диод анодной группы;
- 0 – проводит дополнительный ключ.

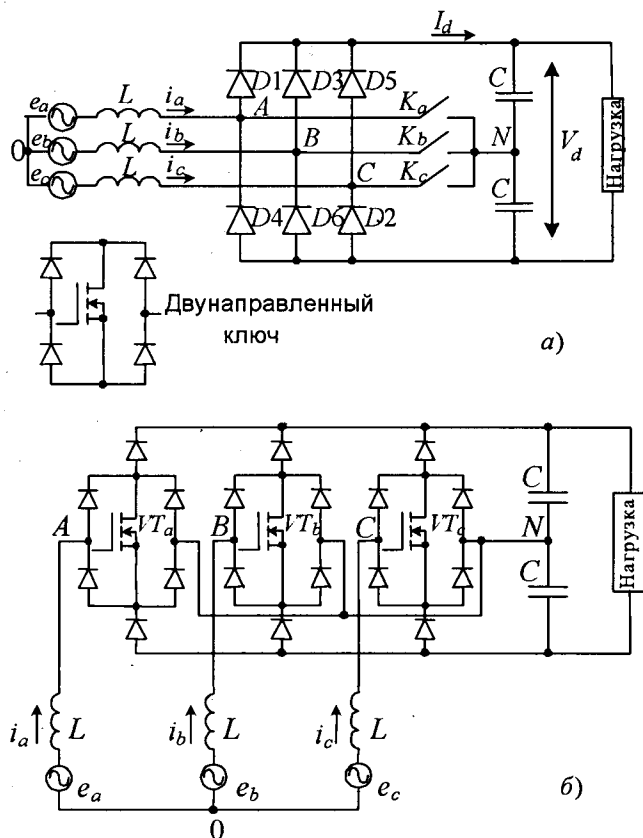


Рис. 1. Трёхуровневый выпрямитель (а); трёхуровневый выпрямитель Vienna (б)

Таким образом, для каждого из входных зажимов выпрямителя (A, B, C) существует три различных состояния A, B или 0 , а всего для всей схемы может быть 27 состояний.

На рис.2 представлен алгоритм работы схемы, который реализует комбинации двенадцати состояний обобщённого вектора ($ABB-A0B-AAB-0AB-BAB-BA0-BAA-B0A-BBA-0BA-ABA-AB0$). На рис.2 представлены временные интервалы работы дополнительных ключей и диодов выпрямителя, где каждый интервал имеет длительность $\pi/6$. Поскольку система трёхфазная, симметричная, каждое из 12 состояний можно отобразить в виде обобщённого (пространственного) вектора:

$$\vec{V}^* = \frac{2}{3} \left(v_{a0} + v_{b0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{c0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right),$$

где v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} – мгновенные значения входных напряжений, формирующихся на зажимах (A, B, C).

На рис.2,б показаны двенадцать состояний обобщённого вектора входных напряжений, образованных 12 комбинациями состояний элементов схемы. В свою очередь, проекция обобщённого вектора на оси $(1, a, a^2)$ образует систему входных напряжений (v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}) в точках A, B, C . Рассматривая обобщённые векторы по длине условимся, что комбинации типа $ABB-AAB-BAB-BAA-BBA-ABA$ представляют "длинный" обобщённый вектор, а комбинации типа $A0B-0AB-BA0-B0A-0BA-AB0$ – "средний" вектор.

Однако трёхуровневая схема выпрямителя не ограничена 12 комбинациями состояний элементов.

Например, при использовании другого алгоритма работы схемы, легко синтезировать входные напряжения с другой ступенчатой аппроксимацией, рис.3,а, отражающей шесть новых комбинации 13–18 ($0BB-AA0-B0B-0AA-BB0-A0A$) и соответствующие им состояния обобщённого вектора, рис.3,б.

Следует заметить, что синтез такой же формы входного напряжения, как на рис.3,а, может быть реализован с применением алгоритма, который отражен на рис.3,б.

Таким образом, нами рассмотрено 24 из 27 комбинации состояний элементов схемы. Комбинации состояний элементов схемы, изобра-

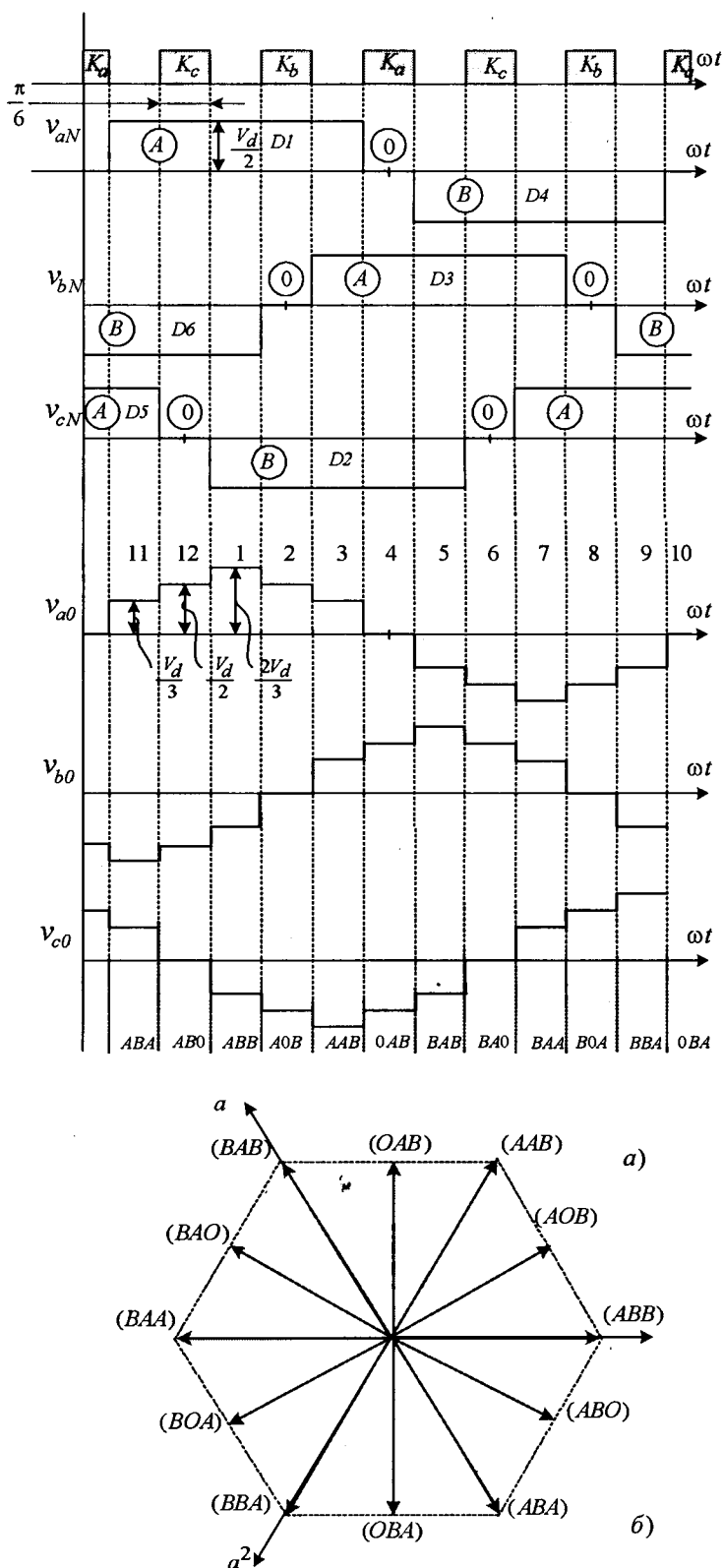
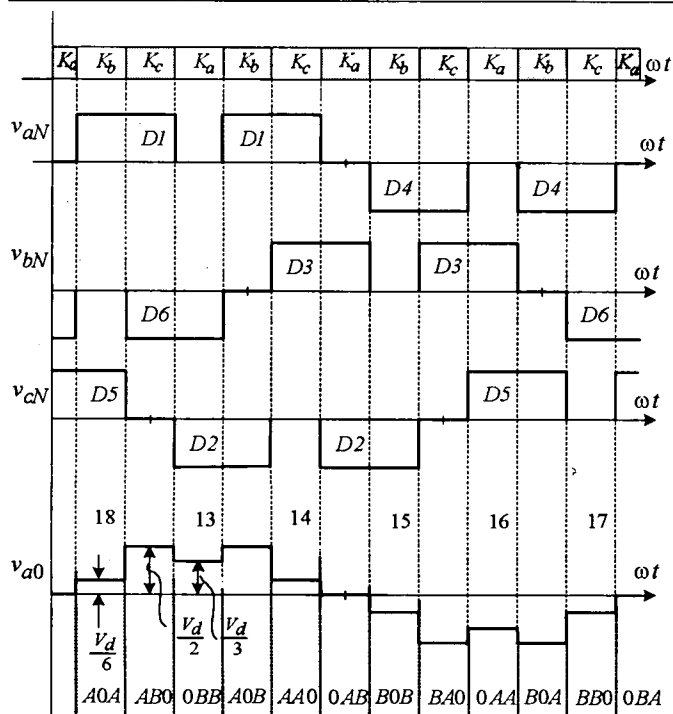
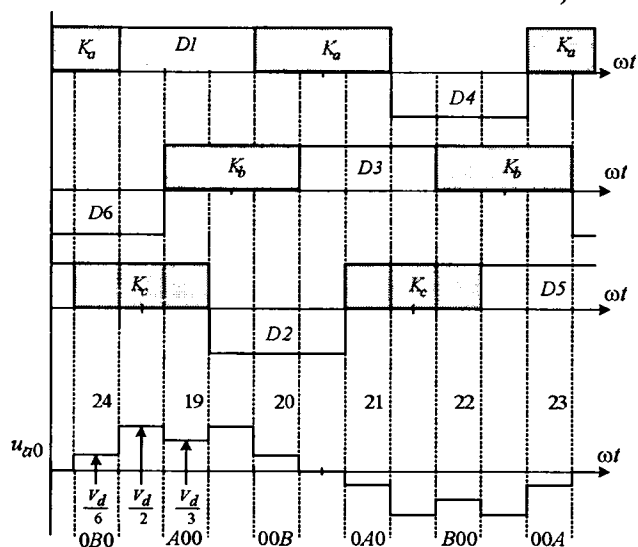


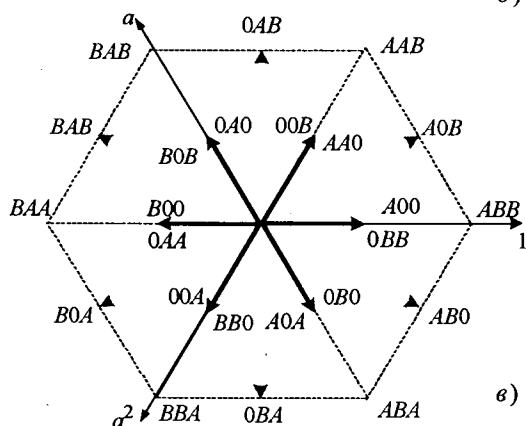
Рис.2. Алгоритм формирования средних и длинных векторов (а); векторная диаграмма средних и длинных векторов (б)



a)



6)



в)

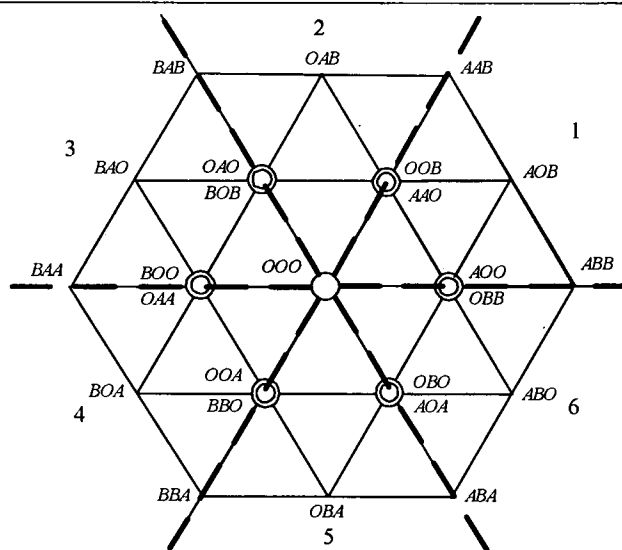


Рис.4. Диаграмма комбинаций состояний

жённых на рис.3,б, реализуют ступенчатую аппроксимацию входных напряжений, где используются 6 новых комбинаций 19–24: (A00–00B–0A0–B00–00A–0B0) с соответствующими им состояниями "короткого" обобщённого вектора.

Помимо состояний, формирующих обобщённый вектор, существуют 25-е состояние схемы, при котором происходит формирование так называемого нулевого вектора, к нему относится состояние вида 000. Так как рассматриваемые схемы имеют неуправляемые диоды, очевидно, что не могут быть реализованы нулевые векторы с такими состояниями, как *AAA*, *BBB*.

Таким образом, из 27 теоретически возможных комбинаций в схеме можно использовать для синтеза задающего вектора только 25. Набор всех комбинаций обобщённого вектора для трёхуровневого выпрямителя показан на рис.4. При этом нужно отметить, что существует ряд комбинаций, при которых одному и тому же обобщённому вектору соответствуют два различных состояния элементов, эти дублирующие состояния обведены на рис.4 двумя кружками.

Исходные положения реализации векторной ШИМ трёхуровневого выпрямителя

Нами рассмотрены различные состояния элементов выпрямителя, обеспечивающие в совокупности 25 их комбинаций, таким образом реализующие 19 пространственных векторов силовой схемы, рис.4. Синтез векторной ШИМ может быть реализован подобно тому, как это показано в [4] для двухуровневого преобразователя.

Задающий вектор \vec{V}^* в общем случае формально может быть представлен в виде линейной комбинации трёх ближайших (образующих) обобщённых векторов $(\vec{V}_I, \vec{V}_J, \vec{V}_K)$:

$$\vec{V}^* = \tau_i \vec{V}_I + \tau_j \vec{V}_J + \tau_k \vec{V}_K,$$

где $\tau_{i,j,k}$ – весовой коэффициент (доля) образующих векторов.

Нетрудно видеть, что для синтеза задающего вектора \vec{V}^* , например для сектора 1,

$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$ (рис.5), в зависимости от того, в каком

треугольнике находится задающий вектор, можно использовать комбинацию и модули трёх смежных образующих векторов того треугольника, в котором находится \vec{V}^* .

Модули образующих векторов отображены в табл.1.

Для треугольника 2:

$$\vec{V}^* = \tau_1 \vec{V}_1 + \tau_2 \vec{V}_2 + \tau_3 \vec{V}_3. \quad (1)$$

Соотношение (1) является основным, согласно ему для решения поставленной задачи необходимо найти значения весовых коэффициентов τ_1, τ_2, τ_3 . Существуют различные методы решения, выбор которых, как правило, определяется аппаратной реализацией системы управления.

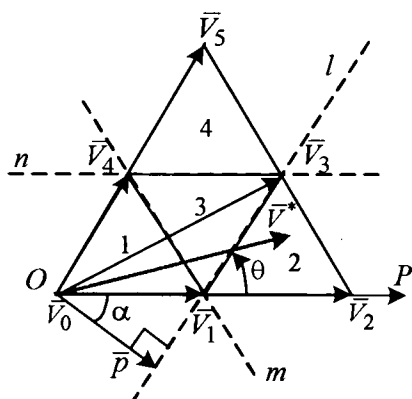


Рис.5. Образующие векторы в секторе $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$

Таблица 1

| Модули образующих векторов | | | | | |
|----------------------------|---------------|---------------|----------------------|---------------|---------------|
| $ V_0 $ | $ V_1 $ | $ V_2 $ | $ V_3 $ | $ V_4 $ | $ V_5 $ |
| 0 | $\frac{1}{3}$ | $\frac{2}{3}$ | $\frac{1}{\sqrt{3}}$ | $\frac{1}{3}$ | $\frac{2}{3}$ |

В нашем случае воспользуемся методом, изложенным в [4], для этого целесообразно перейти в координаты α, β :

$$\vec{V}_\alpha^* = \tau_1 \vec{V}_{1\alpha} + \tau_2 \vec{V}_{2\alpha} + \tau_3 \vec{V}_{3\alpha}; \quad (2)$$

$$\vec{V}_\beta^* = \tau_1 \vec{V}_{1\beta} + \tau_2 \vec{V}_{2\beta} + \tau_3 \vec{V}_{3\beta}, \quad (3)$$

третьим уравнением к системе уравнений (2), (3) может служить уравнение вида

$$1 = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3. \quad (4)$$

Решая совместно (2)–(4), находим:

$$\tau_1 = 2 - \sqrt{3} |\vec{V}^*| (\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta);$$

$$\tau_2 = -1 + \sqrt{3} |\vec{V}^*| (\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta);$$

$$\tau_3 = 2\sqrt{3} |\vec{V}^*| \sin \theta,$$

где $|\vec{V}^*|$ – модуль задающего вектора.

Таким образом, можно определить весовые коэффициенты образующих векторов для всех треугольников. В табл.2 показаны соотношения

весовых коэффициентов для сектора $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$.

Таблица 2

| Номер треугольника | Весовой коэффициент |
|--------------------|---|
| 1 | $\tau_0 = 1 - \sqrt{3} \vec{V}^* (\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta)$ $\tau_1 = \sqrt{3} \vec{V}^* (\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta)$ $\tau_4 = 2\sqrt{3} \vec{V}^* \sin \theta$ |
| 2 | $\tau_1 = 2 - \sqrt{3} \vec{V}^* (\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta)$ $\tau_2 = -1 + \sqrt{3} \vec{V}^* (\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta)$ $\tau_3 = 2\sqrt{3} \vec{V}^* \sin \theta$ |
| 3 | $\tau_1 = 1 - 2\sqrt{3} \vec{V}^* \sin \theta$ $\tau_3 = -1 + \sqrt{3} \vec{V}^* (\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta)$ $\tau_4 = 1 - \sqrt{3} \vec{V}^* (\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta)$ |
| 4 | $\tau_3 = \sqrt{3} \vec{V}^* (\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta)$ $\tau_4 = 2 - \sqrt{3} \vec{V}^* (\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta)$ $\tau_5 = -1 + 2\sqrt{3} \vec{V}^* \sin \theta$ |

Граничные условия задающего вектора

Номера образующих векторов для синтеза задающего вектора, прежде всего, будут определяться расположением задающего вектора на плоскости одного из треугольников, образованных 25 состояниями схемы. Рассматривая, например, сектор, определённый треугольниками 1-2-3-4 (рис.5), можно видеть, что задающий вектор \bar{V}^* может располагаться в любом из существующих треугольников.

Для удобства реализации векторной ШИМ удобно разделить шестигранник, образованный комбинациями состояний схемы, на шесть 60-градусных секторов. Таким образом, задача сводится к следующим этапам синтеза:

1) определению номера сектора, в котором расположен задающий вектор;

2) определению треугольника, в котором на момент синтеза входных напряжений выпрямителя располагается задающий вектор.

Рассмотрим сектор, содержащий в себе треугольники 1-2-3-4 (рис.5).

Условно изображённые треугольники разделены между собой прямыми линиями l , m , n . Видно, что треугольник 2 отделён от треугольника 3 прямой линией l , а треугольник 3 от треугольников 1 и 4 – прямыми линиями m и n соответственно. Таким образом, прямые линии, являющиеся границами между рассматриваемыми треугольниками, могут обеспечить формирование некоторых условий, с помощью которых можно определить, в каком треугольнике будет расположен задающий вектор.

Условием перехода, например, конца задающего вектора из треугольника 2 в треугольник 3, является пересечение границы, образованной прямой линией l . Так как объектом нашего исследования является определение положения задающего вектора, который характеризуется длиной и некоторым углом, то очевидно, граница в виде прямой линии l должна быть описана в полярной системе координат. Если длина задающего вектора будет ограничена линией l , то данное условие можно представить в виде:

$$|V^*| = \frac{|p|}{\cos(\theta - \alpha)},$$

где $|p|$ – модуль вектора \bar{p} ; вектор \bar{p} расположен от точки O до линии l под прямым уг-

лом; α – угол между полярной осью OP и вектором p .

Модуль $|\bar{p}|$ легко определяется из рис.5 и равен $\frac{1}{2\sqrt{3}}$, при этом $\alpha = \frac{\pi}{6}$. Следовательно, граничное значение длины задающего вектора между вторым и третьим треугольниками равно:

$$|V_{гр23}^*| = \frac{1}{2\sqrt{3} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)} = \frac{1}{\sqrt{3}(\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta)}.$$

Используя полученное соотношение, можно сформулировать два условия, определяющие расположение задающего вектора в треугольнике 2:

$$|V^*| \geq |V_{гр23}^*|; \quad 0 < \theta < \frac{\pi}{6}.$$

По аналогии с описанной методикой легко определить условие для расположения задающего вектора в треугольнике 1:

$$|V^*| \leq |V_{гр13}^*|; \quad 0 < \theta < \frac{\pi}{3},$$

где

$$|V_{гр13}^*| = \frac{1}{2\sqrt{3} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)} = \frac{1}{\sqrt{3}(\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta)}.$$

Условие для расположения задающего вектора в треугольнике 3:

$$|V^*| < |V_{гр34}^*|; \quad |V^*| < |V_{гр23}^*|; \quad |V^*| > |V_{гр13}^*|; \quad 0 < \theta < \frac{\pi}{3},$$

где

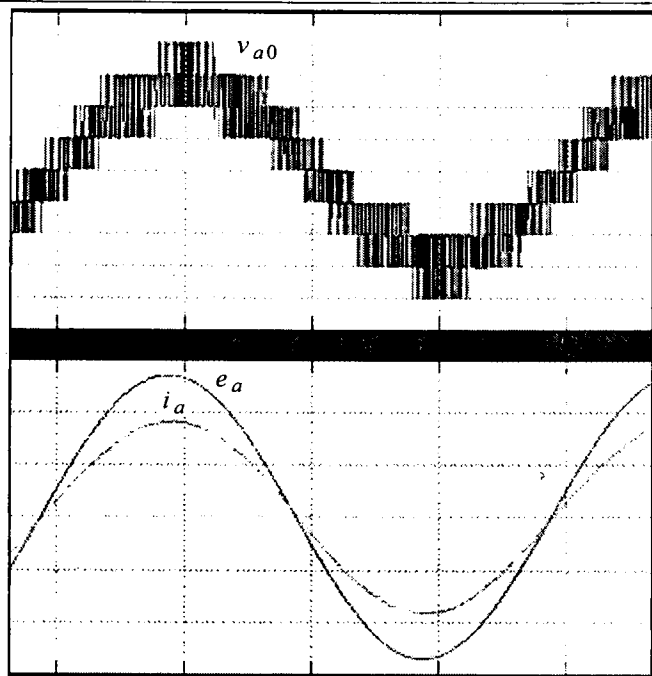
$$|V_{гр34}^*| = \frac{1}{2\sqrt{3} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)} = \frac{1}{2\sqrt{3} \sin \theta}.$$

Условие для расположения задающего вектора в треугольнике 4:

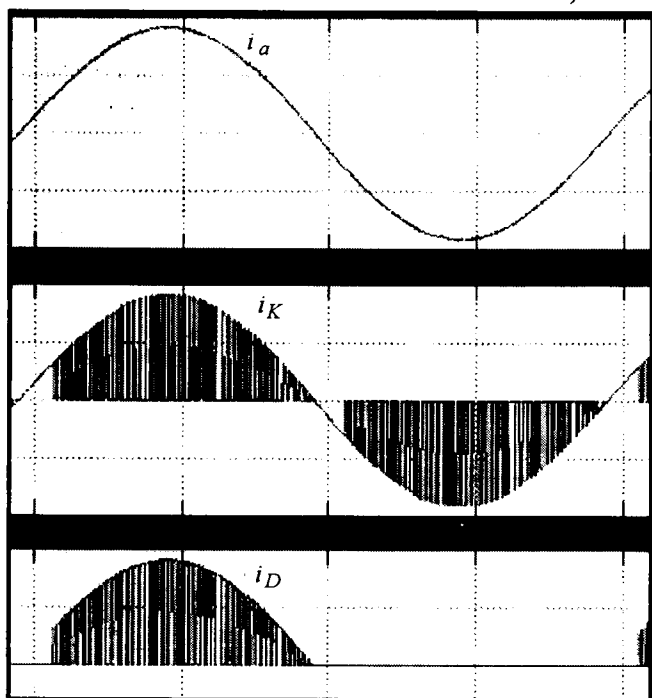
$$|V^*| \geq |V_{гр34}^*|; \quad \frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{3}.$$

Аналогично можно определить границы перехода для всех других треугольников, образованных комбинациями состояний выпрямителя.

На основании полученных соотношений весовых коэффициентов и границ треугольников была составлена модель трёхуровневого вып-



а)



б)

Рис. 6. Диаграммы входного напряжения v_{a0} , входного тока i_a и питающей ЭДС выпрямителя e_a (а); диаграммы входного тока i_a , тока двунаправленного ключа i_K , тока диода i_D (б)

рямителя с использованием векторной ШИМ в среде Matlab Simulink.

На рис.6,а,б показаны диаграммы тока фазы a выпрямителя i_a , тока диода i_D , тока

дополнительного ключа i_K , входного напряжения v_{a0} , ЭДС источника питания e_a , полученные при моделировании.

Согласно представленным диаграммам можно сделать вывод, что реализация векторной ШИМ в трёхуровневом выпрямителе позволяет формировать синусоидальный входной ток, при этом обеспечивая единичный коэффициент мощности.

Выводы

1. Методологически рассмотрен принцип реализации векторной ШИМ в трёхфазном трёхуровневом выпрямителе.
2. Практическая сторона применения векторной ШИМ продемонстрирована на модели в среде Matlab-Simulink.
3. Полученные результаты подтверждают возможность управления двунаправленными ключами трёхфазного трёхуровневого выпрямителя с ВШИМ и обеспечение энергетической эффективности схемы.

Список литературы

1. Брованов С.В. Алгоритм управления многоуровневым выпрямителем // Труды международной четырнадцатой научно-технической конференции "Электроприводы переменного тока". Екатеринбург, 2007. С.27–30.
2. Joanna Aboin Gomes Marafao, Jose Antenor Pomilio, Giorgio Spiazzi. Improved Three-Phase High-Quality Rectifier With Line-Commutated Switches // IEEE Transactions On Power Electronics. 2004. Vol. 19, No. 3. P. 640–648.
3. Sergey Brovanov. Harmonic Analysis and Control Strategy of a Three-Phase Three-level Rectifier // The International conference on Computer as a tool IEEE region 8, Warsaw, Poland, September 9–12, 2007. P. 2749–2753.
4. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000.

Брованов Сергей Викторович – доцент кафедры "Промышленная электроника" Новосибирского ГТУ, канд. техн. наук. Окончил факультет электронной техники НЭТИ в 1987 г. Защитил диссертацию по теме "Анализ электромагнитных процессов в автономной системе генерирования модуляционного типа" в 1998 г.

Харитонов Сергей Александрович – заведующий кафедрой "Промышленная электроника" Новосибирского ГТУ, доктор техн. наук, проф. Окончил факультет электронной техники НЭТИ в 1972 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Системы генерирования электрической энергии для ветроэнергетики и автономных подвижных объектов (анализ и синтез)" в 1998 г.

Особенности электромагнитных процессов в трёхфазном трёхуровневом выпрямителе

БРОВАНОВ С.В.

Рассмотрены электромагнитные процессы в трёхфазном трёхуровневом выпрямителе с векторной ШИМ. Приведены результаты анализа процессов в схеме при переходе входного тока через ноль, показано, что наилучшая синусоидальная форма входного тока достигается при единичном коэффициенте сдвига входного тока, показана возможность осуществления баланса напряжений на выходных конденсаторах выпрямителя. Результаты получены моделированием в среде Matlab Simulink.

Традиционные системы преобразования электрической энергии как для электроприводов, так и для различных автономных объектов, как правило, имеют двухзвенные структуры, где в качестве первого преобразовательного звена может быть применён неуправляемый выпрямитель, а в качестве второго – автономный инвертор напряжения с ШИМ. Регулирование амплитуды и частоты выходного напряжения здесь возлагается на инвертор. Недостатком неуправляемого выпрямителя, несмотря на его простоту и дешевизну, является несинусоидальный потребляемый ток и, как следствие, низкий входной коэффициент мощности. В последнее время появились публикации, посвящённые новым топологиям выпрямителей, в которых отсутствует указанный выше недостаток [1]. Одной из таких схем является трёхуровневый выпрямитель, схема которого приведена на рис. 1. Особенность данной схемы заключается в том, что она содержит обычный трёхфазный мостовой выпрямитель и три дополнительных двунаправленных ключа K_a , K_b , K_c , алгоритм переключения которых и определяет свойства данной схемы. К достоинствам данного выпрямителя можно отнести то, что он имеет способность формировать входной коэффициент мощности, близкий к единице, а также то, что напряжение на дополнительных ключах не превышает $V_d/2$. Здесь V_d – среднее значение выходного напряжения выпрямителя. Это позволяет применить в двунаправленных ключах приборы типа MOSFET и тем самым в значительной степени снизить статические и динамические потери.

Исследованию трёхуровневого выпрямителя в настоящее время уделяется большое внима-

The electromagnetic processes in three-phase three-level rectifier with space vector PWM at input current crossing zero are presented. By applying the space vector PWM the three-phase three-level rectifier can get a sinusoidal input current at unity displacement power factor and the DC link voltage balance. The results are verified by the computer simulation using the Matlab Simulink.

ние [2, 3], однако вопросы анализа электромагнитных процессов освещены недостаточно, тогда как электромагнитные процессы во многом характеризуют свойства схемы и определяют критерии синтеза систем автоматического регулирования (САР).

В статье приводятся результаты анализа электромагнитных процессов в выпрямителе, использующем векторную ШИМ при опережающем и отстающем углах входного тока. Также приведены результаты моделирования процессов в этой схеме. Использование векторной ШИМ для исследуемой схемы продиктовано целесообразностью её применения в микроконтроллерных системах управления. Анализ электромагнитных процессов преобразователя проводится с использованием модели, созданной в среде Matlab Simulink и строится на исследовании комбинаций переключений состояний схемы на характерных интервалах работы выпрямителя при формировании задающего вектора входных напряжений.

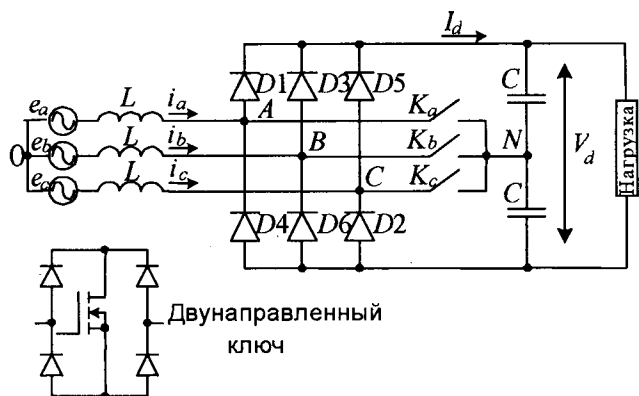


Рис. 1. Трёхфазный трёхуровневый выпрямитель

Электромагнитные процессы при формировании отстающего входного тока

Диаграммы работы трёхуровневого выпрямителя с отстающим входным током представлены на рис.2. Показаны три входных напряжения v_{A0} , v_{B0} , v_{C0} , формирующихся в точках A , B , C относительно нулевого потенциала, входная ЭДС e_a и входной ток фазы A i_a . Анализируя форму входных напряжений схемы можно видеть характерные выбросы на диаграммах. Видно, что имеющиеся броски напряжений обусловлены работой выпрямителя вблизи перехода токов каждой фазы через 0. Для анализа этих ха-

рактерных режимов воспользуемся рассмотрением интервалов 1 и 2 перехода тока, например фазы A , через 0.

Переход тока на интервале 1. Для анализа работы выпрямителя на интервале 1 воспользуемся диаграммой двадцати пяти комбинаций

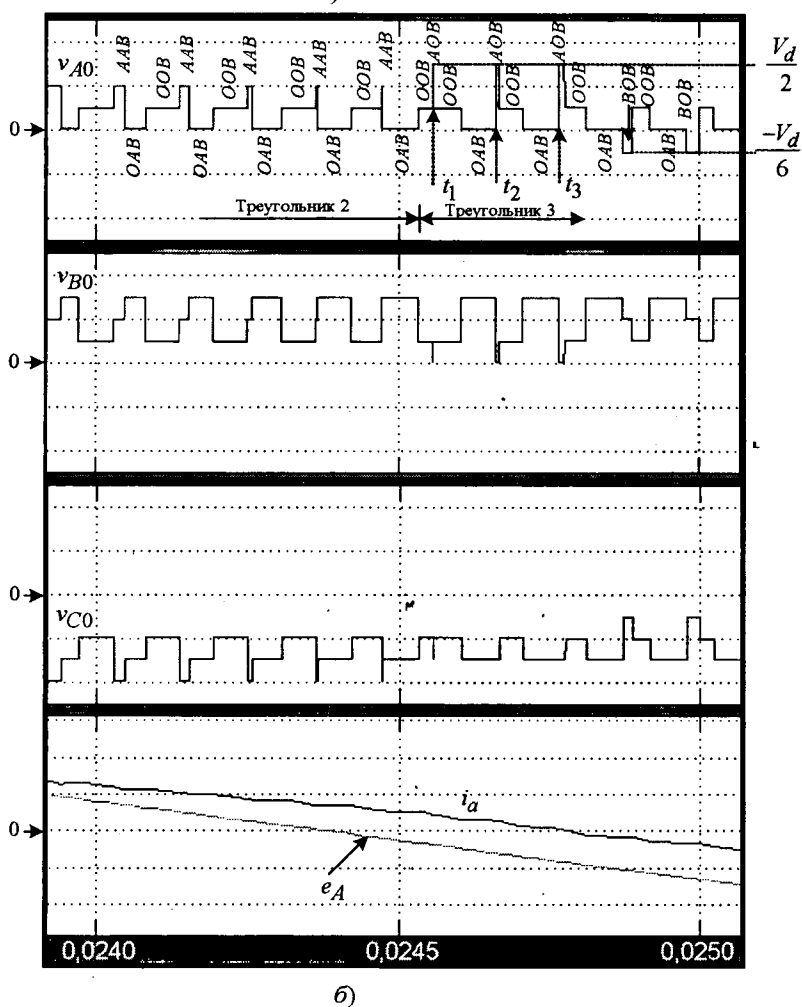
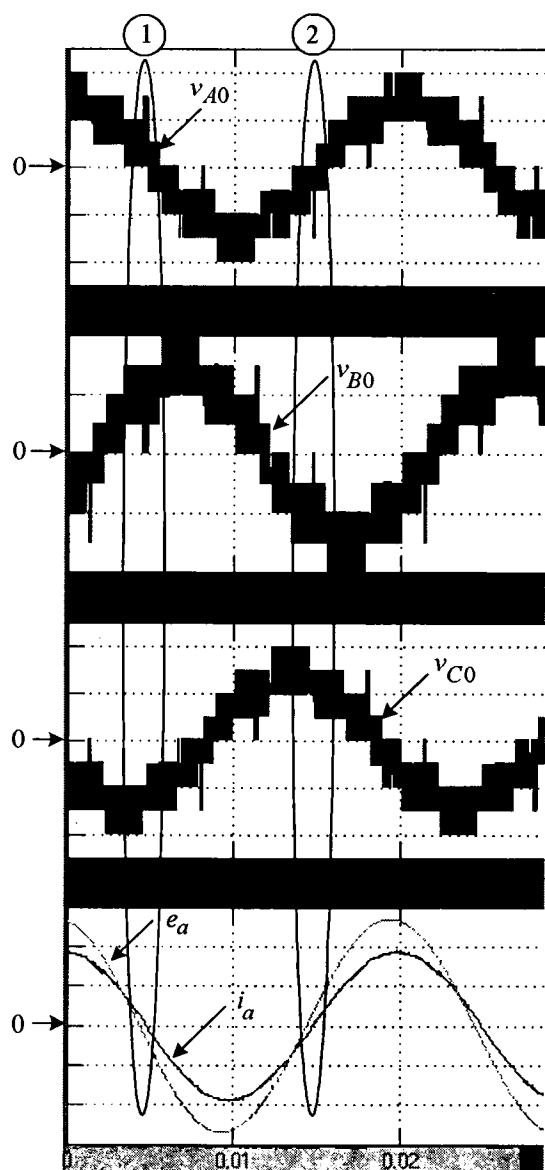
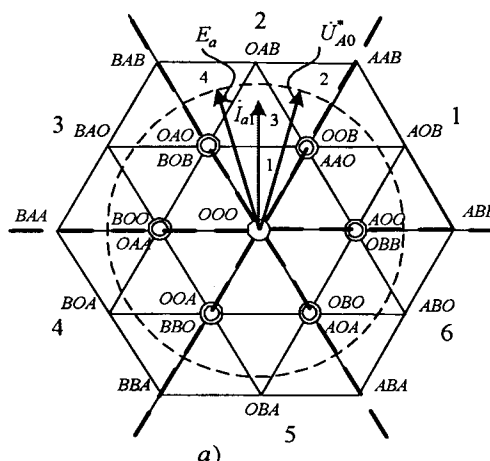


Рис.2. Диаграммы входных напряжений выпрямителя и входного тока фазы A

Рис.3. Векторная диаграмма комбинаций состояний выпрямителя (а) и входные напряжения выпрямителя при реализации входного тока на интервале 1 (б)

рямителя во 2-м секторе диаграммы. Полагаем, что задающий вектор \vec{U}_{A0}^* будет последовательно пересекать треугольники 2–3–4 рассматриваемого сектора. Соответственно проведём анализ комбинаций переключения состояний для каждого из этих треугольников.

При расположении вектора \vec{U}_{A0}^* в треугольнике 2 (рис.3,а) согласно алгоритму работы схемы должны использоваться комбинации $AAB-OAB-OOB$. При переходе вектора в треугольник 3 алгоритмически должны быть использованы комбинации $OAB-BOB-OOB$, однако так как ток имеет отстающий характер и некоторое время сохраняет положительный знак, в то время когда ЭДС сети уже отрицательная, то вместо комбинации состояния BOB включается комбинация AOB (рис.3,б, моменты времени t_1, t_2, t_3). Данная ситуация сохраняется до тех пор, пока ток не перейдёт в область отрицательных значений. Включение комбинации AOB характеризуется формированием напряжения v_{AO} со значением $V_d/2$, тогда как комбинации BOB характеризуется значением входного напряжения $-V_d/6$ и это значение должно было формировать входное напряжение в моменты t_1, t_2, t_3 . Таким образом, данная ситуация характеризуется "выбросами" напряжений на кривой входного напряжения v_{AO} , рис.3,б.

Переход тока на интервале 2. Диаграмма комбинаций состояний и временная диаграмма для интервала 2 показаны на рис.4,а,б. Здесь рассматриваемый состояний схемы [4], рис.3,а. Здесь A – проводящее состояние диода катодной группы; B – проводящее состояние диода анодной группы; O – проводящее состояние дополнительного ключа; \vec{E}_a – вектор ЭДС питающей сети для фазы A ; \vec{I}_{a1} – вектор первой гармоники входного тока фазы A ; \vec{U}_{A0}^* – задающий вектор, который представляет собой задание на основную гармонику входного напряжения v_{A0} . Рассматриваемый временной интервал работы выпрямителя представлен работой вып-

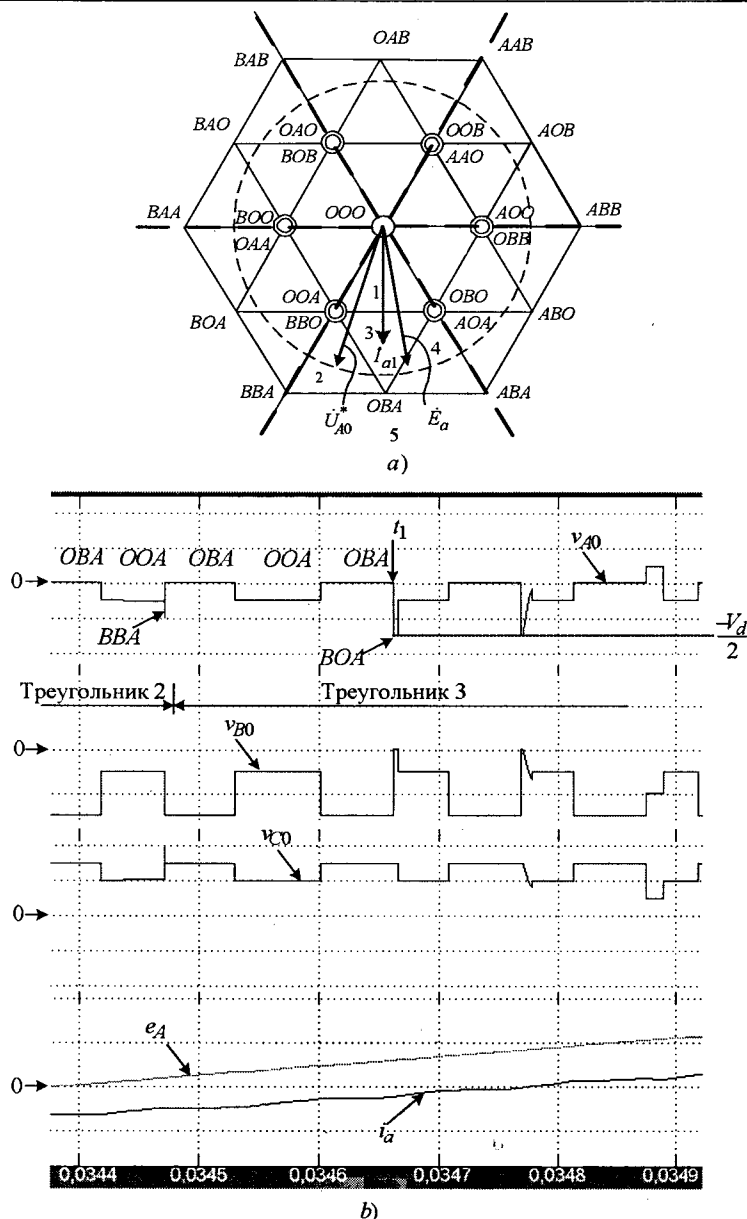


Рис.4. Векторная диаграмма комбинаций состояний выпрямителя (а) и входные напряжения выпрямителя при реализации входного тока на интервале 2 (б)

интервал характеризуется работой выпрямителя в 5-м секторе в треугольниках 2–3–4.

При реализации задающего вектора в треугольнике 2, как видно из рис.4,а, должны использоваться комбинации $OBA-OOA-BBA$. При переходе задающего вектора в треугольник 3 алгоритмически должны быть использованы комбинации $OOA-OBA-AOA$, однако так как ток имеет отстающий характер и некоторое время сохраняет отрицательный знак, вместо комбинации состояния AOA в момент времени t_1 включается комбинация BOA – сектор 4. Данная ситуация сохраняется до тех пор, пока

ток не перейдёт в положительную область.

Использование комбинации BOA вместо комбинации AOA характеризуется "выбросом" на кривой напряжения u_{A0} в отрицательную область до значения $-V_d/2$ (рис.3,б), тогда как должно формироваться значение $V_d/6$.

Таким образом, из проведённого анализа работы трёхуровневого выпрямителя на интервалах перехода тока через 0 можно сделать вывод, что рассматриваемая структура выпрямителя имеет особенности работы с отстающим входным током. Реализация отстающего входного тока не имеет ограничения в смысле работоспособности схемы. Однако поскольку рассматриваемая схема содержит в себе неуправляемые приборы (диоды), то в процессе работы формируются характерные броски на входных напряжениях u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} . Данное обстоятельство приводит к искажениям входного тока. Искажение тока будет проявляться тем сильнее, чем значительнее отстающий характер входного тока.

Электромагнитные процессы при формировании опережающего входного тока

Диаграмма комбинаций состояний схемы для опережающего входного тока показана на рис.5,а. Рассмотрим ситуацию, когда входной ток при переходе через 0 осуществляет переход из отрицательной области значений в положительную область.

Задающий вектор \vec{U}_{A0}^* в данном случае будет находиться в 5-м секторе диаграммы и, соответственно, может быть реализован из образующих векторов, комбинации состояний схемы которых — OOA , BVO , BVA , OBA .

На рис.5,б показаны диаграммы мгновенных значений входного тока выпрямителя для фазы A i_a , входного напряжения u_{A0} и ЭДС питающей сети e_a . При этом формирование входного напряжения выпрямителя осуществляется посредством использования комбинаций состояний обобщённого вектора вида: $OOA-BVA-OBA$. Для анализа интервала перехода

тока через ноль выделим характерные моменты времени (t_1 , t_2 , t_3 , t_4), характеризующие данный интервал. Итак, в момент времени t_1 входной ток достигает нулевого значения. С этого момента вступает в работу комбинация OBA и ток поддерживается на нулевом уровне. В момент времени t_2 вступает в работу комбинация OOA , ток в фазе A возрастает, становится положительным, данное состояние сохраняется до момента времени t_3 . В этот момент должен быть осуществлен переход на комбинацию BVA , однако этого не происходит так как ток уже имеет положительную полярность. Поэтому данный ток пере-

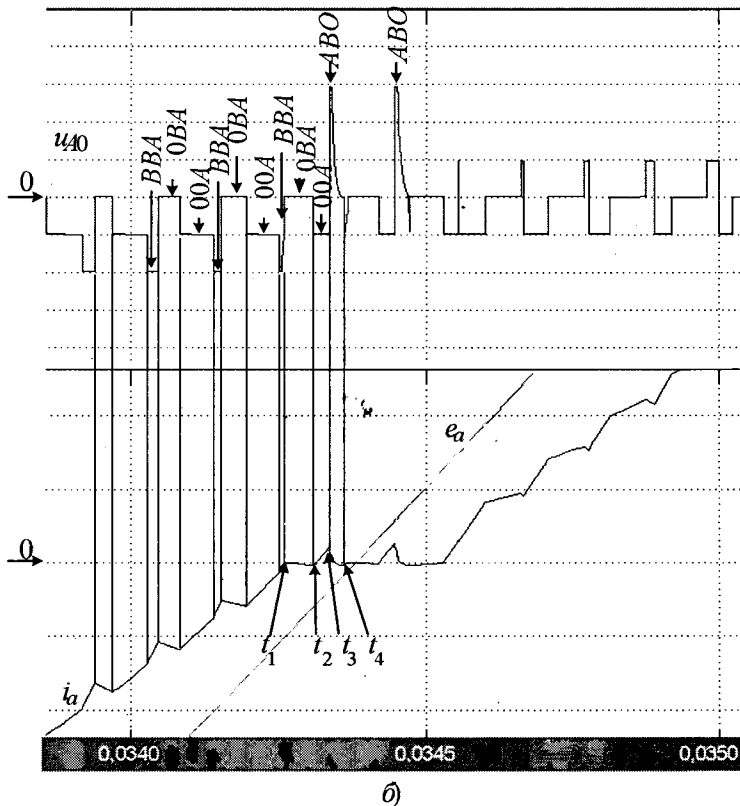
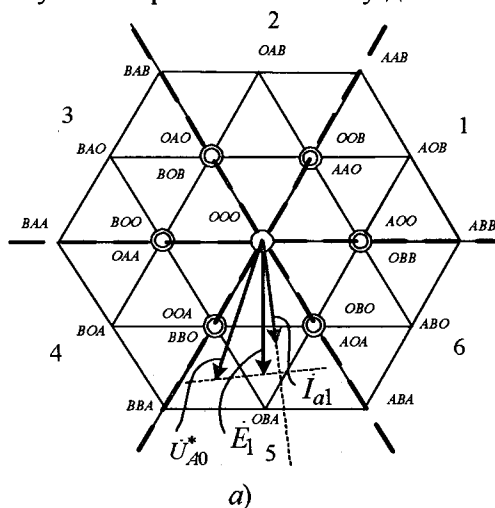


Рис.5. Векторная диаграмма входных напряжений и входного тока (а) на плоскости комбинаций состояний выпрямителя и переход тока через ноль (б)

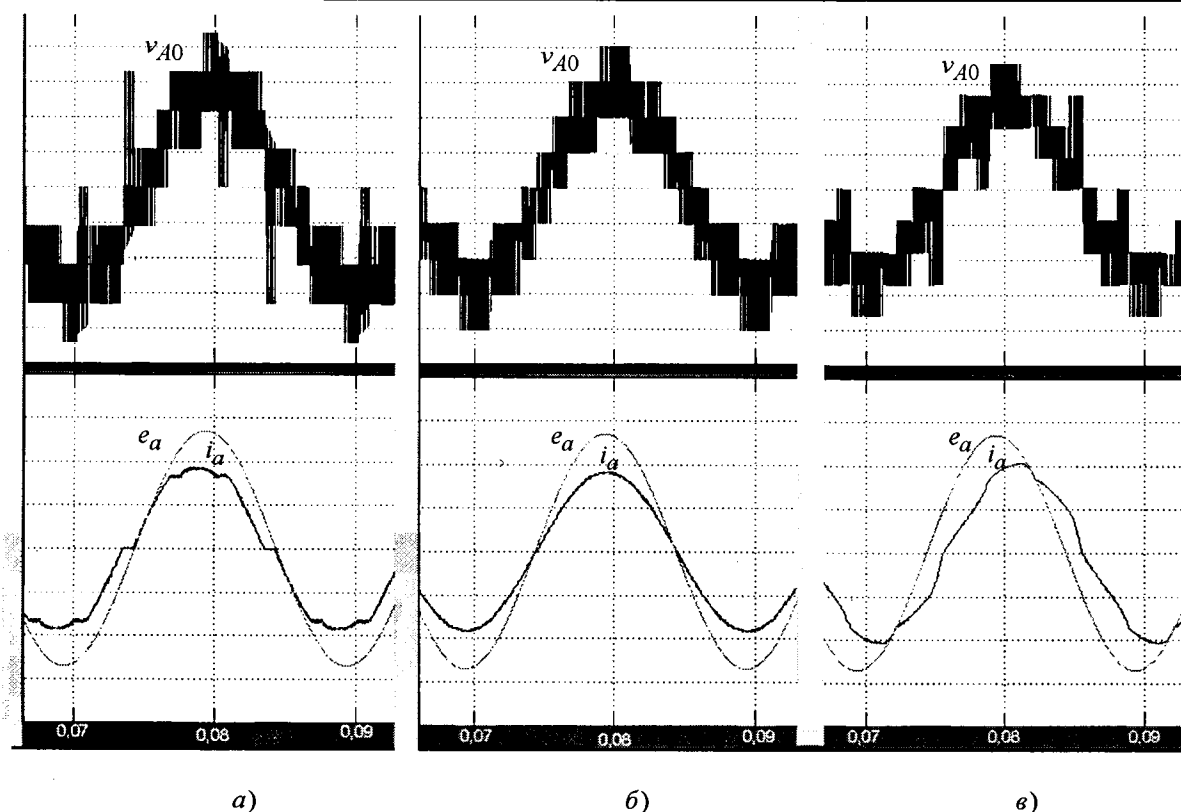


Рис.6. Входное напряжение и входной ток при опережающем входном токе (а) при совпадающем по фазе входном токе (б) и при отстающем входном токе (в)

ключается на диод катодной группы, осуществляя реализацию состояния *ABO*. Однако положительный ток не может быть как угодно долго из-за воздействия противо-ЭДС выходных конденсаторов и, как результат, ток спадает до нуля – момент t_4 . В дальнейшем ситуация повторяется. Таким образом, как показывает анализ, реализация опережающего тока без искажения формы тока невозможна. На рис.6 показаны временные диаграммы тока и напряжений выпрямителя, работающего в различных режимах формирования коэффициента сдвига входного тока. Видно, что только в режиме формирования единичного коэффициента сдвига ток входной цепи выпрямителя имеет наименьшие искажения. Таким образом, формирование единичного коэффициента сдвига входного тока может служить критерием обеспечения наилучшей формы входного тока и энергетической эффективности выпрямителя.

Формирования напряжений на выходных конденсаторах выпрямителя

Электромагнитные процессы, протекающие в выпрямителе, во многом будут определяться комбинациями состояний элементов схемы.

Очевидно, что различные комбинации состояний, которые характеризуют выпрямитель, будут оказывать разное влияние на процесс формирования напряжений на выходных конденсаторах схемы. Так, две комбинации (*AOO*; *OBV*) образуют один обобщённый вектор и с точки зрения формирования входного напряжения можно использовать любую из них. Однако каждая из рассматриваемых комбинаций по-разному оказывает влияние на формирование напряжений на выходных конденсаторах. На рис.7,а показана схема замещения для комбинации *AOO*, а на рис.7,б – схема замещения для комбинации *OBV*. В первом случае происходит процесс заряда конденсатора C_1 , а во втором – заряда конденсатора C_2 . Поэтому при формировании алгоритма векторной ШИМ важным является определение необходимой временной длительности использования каждой из этих комбинаций состояний. В противном случае напряжение на выходных конденсаторах может иметь разбаланс. И если не предпринимать никаких мер по формированию напряжений на конденсаторах, то значения формируемых напряжений на конденсаторах может отличаться друг от друга существенно, что приведёт к на-

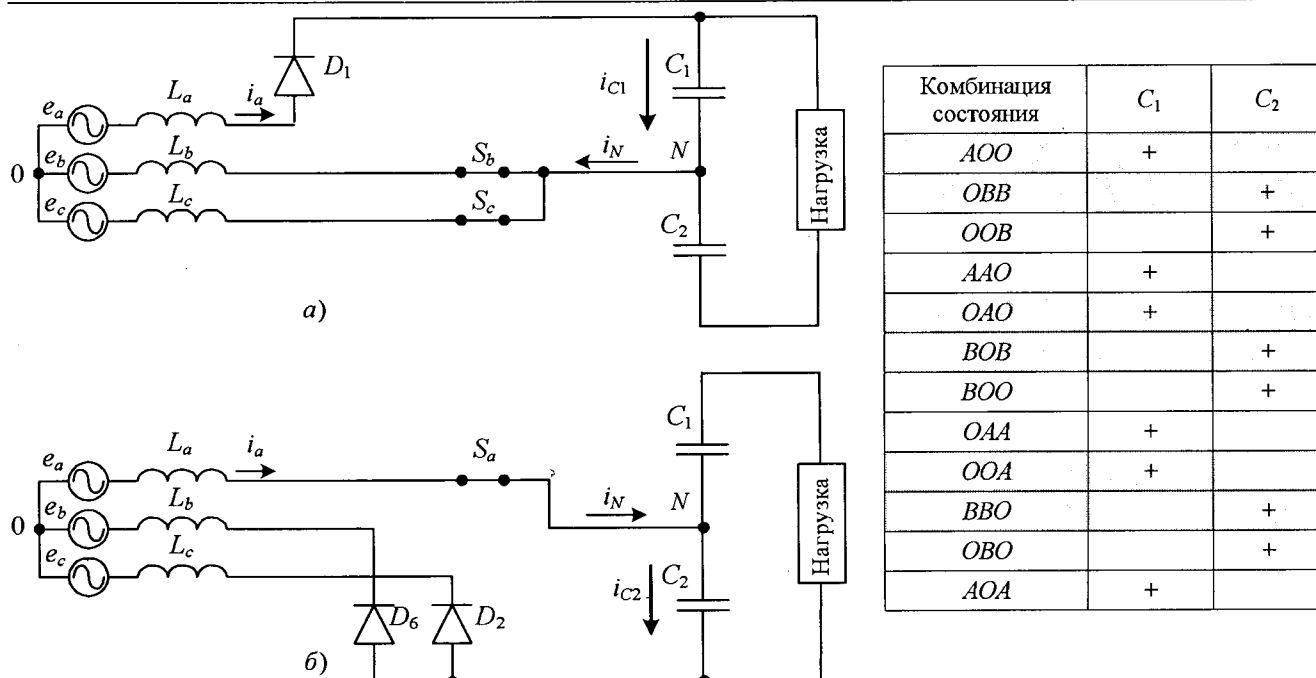


Рис.7. Схема замещения для комбинации состояния AOO (a) и OBB (б)

рушению нормальной работы трёхуровневого выпрямителя. Для того чтобы исключить подобную ситуацию разработчиками должны быть предприняты определённые меры для балансировки напряжений на выходных конденсаторах выпрямителя. Возможность контролировать процесс заряда и разряда выходных конденсаторов предоставляют дублирующие (парные) состояния схемы, такие как: AOO, OBB; OOB, AAO; OAO, BOB; BOO, OAA; OOA, BBO; OBO, AOA. Проведя анализ для перечисленных комбинаций можно составить таблицу, которая будет отражать комбинации, соответствующие подзарядке верхнего или нижнего конденсатора выпрямителя. В таблице знаком "+" отмечен процесс подзарядки конденсатора. Парные комбинации выделены одним цветом.

Таким образом, можно отметить, что системы управления и регулирования в трёхуровневых выпрямителях должны включать в себя задачи балансировки напряжений на выходных конденсаторах. Это легко можно реализовать при использовании дублирующих комбинаций состояний схемы.

Выводы

1. Для формирования наилучшей формы входного тока трёхуровневого выпрямителя и обеспе-

чения энергетической эффективности схемы необходимо обеспечить формирование единичного коэффициента сдвига входного тока.

2. Для достижения нормального функционирования трёхуровневого выпрямителя необходимо балансировать (выравнивать) напряжения на выходных конденсаторах выпрямителя.

Список литературы

1. Bhim Singh, Brij N. Singh, Ambrish Chandra et al. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2004. Vol. 51, № 3. P. 641–660.
2. Chongming Qiao and Keyue M. Smedley. Three-phase Unity-Power-Factor Star-Connected Switch (VIENNA) Rectifier with Unified Constant-frequency Integration Control // IEEE Transactions on Power Electronics. 2003. Vol. 18, Issue 4. P. 952–957.
3. Sergey Brovanov. Harmonic Analysis and Control Strategy of a Three-Phase Three-Level Rectifier // The International conference on Computer as a tool IEEE region 8, Warsaw, Poland, September 9–12, 2007. P. 2749–2753.
4. Burgos R., Lai R., Pei Y. et al. Space Vector modulation for Vienna-Type Rectifiers Based on the Equivalence between Two- and Three-Level Converter: A Carrier-Based implementation // Proceedings PESC 2007, 17–21 June 2007. P.2861–2867.

Брованов Сергей Викторович – доцент кафедры "Промышленная электроника" Новосибирского ГТУ, канд. техн. наук. Окончил факультет электронной техники НЭТИ в 1987 г. Защитил диссертацию по теме "Анализ электромагнитных процессов в автономной системе генерирования модуляционного типа" в 1998 г.

Использование трёхфазного АИН с ШИМ для управления асинхронным исполнительным двигателем

БАХОВЦЕВ И.А.

Анализируется возможность использования трёхфазного АИН с ШИМ для формирования двухфазного напряжения применительно к управлению двухфазными асинхронными исполнительными двигателями (АИД). Описываются алгоритмы управления АИН для реализации способов регулирования скорости АИД. Приводятся результаты гармонического анализа и энергетические характеристики выходного напряжения АИН, а также результаты компьютерного моделирования.

В приборостроении, в исполнительных устройствах автоматики часто используются двухфазные асинхронные двигатели. С учётом области применения их ещё называют асинхронными исполнительными двигателями (АИД) [1].

На статоре АИД уложены две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90° . Одна из них – обмотка возбуждения (ОВ) – включается в сеть, на другую обмотку – обмотку управления (ОУ) – подается сигнал управления. Для получения вращающегося поля между напряжениями обмоток U_v и U_y должен быть сдвиг по фазе φ . Когда сдвиг равен $\pi/2$, формируется круговое вращающееся поле, обеспечивающее наилучшие характеристики АИД. Направление вращения ротора АИД зависит от того, какое из напряжений (U_v или U_y) является опережающим по фазе.

Регулирование угловой скорости вращения ротора АИД обычно осуществляют тремя способами [1]: путём изменения напряжения обмотки управления U_y при постоянстве сдвига фаз – *амплитудное управление*; путём изменения фазы постоянного напряжения U_y – *фазовое управление*; путём одновременного изменения амплитуды и фазы напряжения U_y относительно напряжения обмотки возбуждения – *амплитудно-фазовое управление*.

Необходимый для работы АИД сдвиг фаз напряжений достигается либо соответствующей схемой (при питании ОУ от усилителей, преобразователей, фазовращателей), либо с помощью конденсатора, включённого последо-

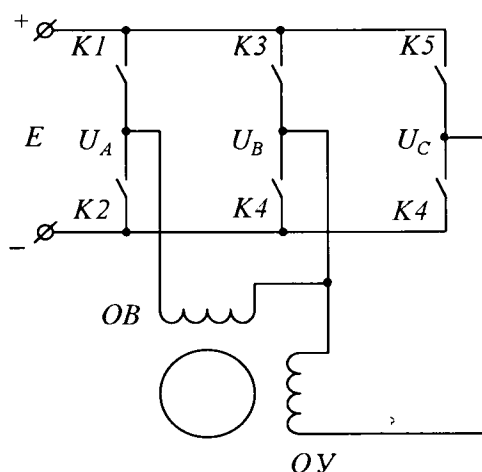
Three-phase PWM voltage-source inverter (VSI) availability for two-phase voltage forming for actuating induction motor (AIM) control is analyzed. VSI control techniques for AIM speed control methods realization are described. The paper presents the results of harmonic analysis and integral characteristics of the PWM waveform of the VSI output voltage. And also simulation results are presented.

вательно с ОВ [1]. В настоящее время управление АИД реализуют также с помощью автономных инверторов напряжения (АИН). Наиболее распространённый вариант – два однофазных мостовых АИН, каждый из которых работает на свою обмотку [2,3]. В то же время формирование двухфазного напряжения возможно и с помощью других, более простых силовых схем АИН. Одним из таких вариантов является трёхфазный АИН с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), анализу алгоритмов управления и энергетических показателей которого применительно к регулированию скорости АИД посвящена настоящая статья.

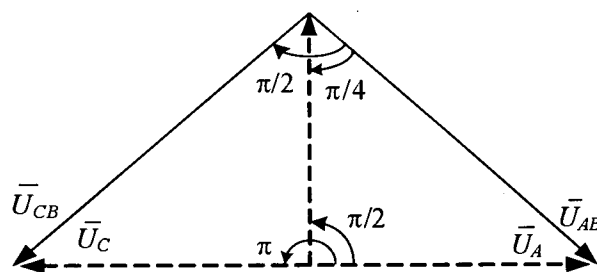
Формирование ортогональных напряжений

Коммутационная модель АИН и его подключение к обмоткам АИД показаны на рис. 1, а. Обмотки АИД включены между средними точками плеч инвертора. Другими словами, на обмотки подается линейное напряжение: на ОВ – напряжение U_{AB} , на ОУ – U_{CB} . Для качественного управления АИД в номинальном режиме необходимо обеспечить между этими напряжениями сдвиг фаз в 90° . Способ формирования двух линейных напряжений, сдвинутых друг относительно друга на указанный угол, можно получить, используя геометрические построения. Примем для простоты, что в номинальном режиме напряжения U_y и U_v равны.

На рис. 1, б представлены векторные диаграммы для первых гармоник напряжений АИН. Пунктиром изображены три равных по амплитуде вектора фазных напряжений U_A , U_B , U_C ,



а)



б)

Рис.1

сдвинутых друг относительно друга на $\pi/2$. Этот фазовый сдвиг обеспечивается аналогичным фазовым сдвигом между соответствующими синусоидальными модулирующими сигналами системы управления. В этом случае, как видно из рис.1, между векторами напряжений \bar{U}_{AB} и \bar{U}_{CB} сдвиг фаз также будет равен $\pi/2$, а их модули будут в $\sqrt{2}$ раз больше модулей векторов фазных напряжений.

Из построения видно, что фазные напряжения являются *формирующими* (независимыми) напряжениями, а линейные – *формируемыми* (зависимыми). Назовём направления и модули векторов, представленных на рис.1,б, *номинальными*. Кроме того, пусть модули U_A , U_B , U_C для этого случая имеют максимально возможное значение в линейном диапазоне их регулирования (т.е. соответствуют глубине модуляции $A=1,0$), которую обозначим как U_0 .

Способы регулирования параметров выходного напряжения АИН

При регулировании скорости АИД напряжение обмотки возбуждения (в нашем случае U_{AB}) обычно оставляют неизменным, а варьируют параметры напряжения обмотки управления (в нашем случае U_{CB}). Чтобы реализовать этот подход, в трёхфазном АИН достаточно изменять параметры только одного напряжения – напряжения U_C . Предположим, что оно может меняться по амплитуде от нуля до U_0 , а по фазе – от нуля до 360° .

Регулирование выходных напряжений в этой схеме возможно, на наш взгляд, различными способами. Остановимся на некоторых из них. Во-первых, возможно пропорциональное регулирование всех фазных напряжений. Этот способ можно назвать *пропорционально-амплитудным*. При этом в АИД, в отличие от других способов, включая традиционное амплитудное управление, обеспечивается не эллиптическое, а круговое магнитное поле при любом значении варьируемых напряжений. Реализация данного способа не вызывает затруднений, поэтому не будем на нём останавливаться. Рассмотрим остальные способы регулирования скорости АИД и выведем соотношения, необходимые для реализации этих способов с помощью трёхфазного АИН с ШИМ.

Фазовое управление

Диаграмма для данного способа приведена на рис.2,а.

Для обеспечения фазового управления, т.е. регулирования угла φ при постоянстве модуля вектора \bar{U}_{CB} , необходимо одновременно варьировать и модуль вектора \bar{U}_C и его фазовый сдвиг относительно вектора \bar{U}_B – угол φ'_{BC} . При этом вектор \bar{U}_{CB} "скользит" по дуге соответствующего радиуса (рис.2,а). Определим зависимость модуля \bar{U}'_C и угла φ'_{BC} от требуемого угла φ . (Здесь и ниже штрихом отмече-

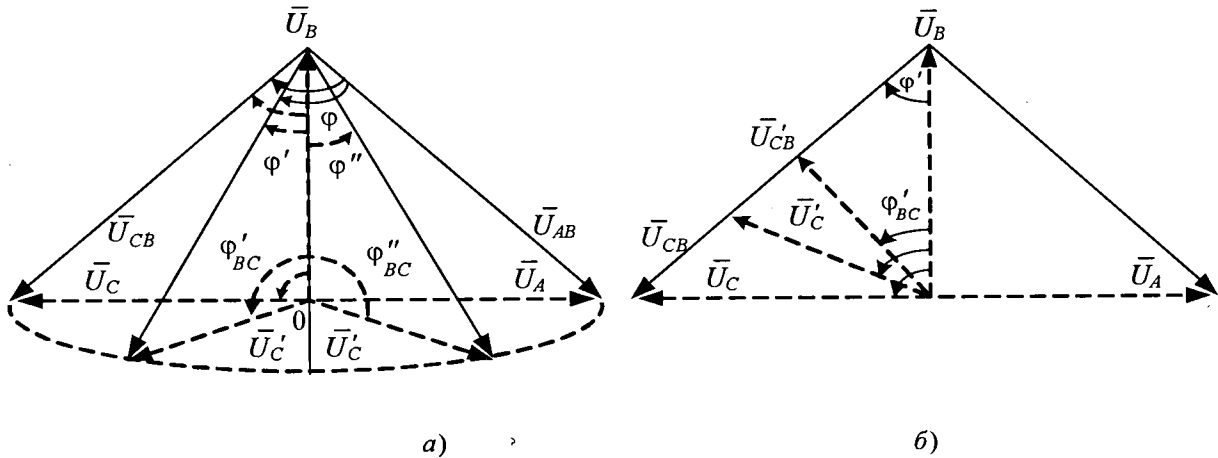


Рис.2

ны переменные, значения которых отличны от номинальных). Для этого рассмотрим любой из изображённых на рис.2,а треугольников, образованных векторами \bar{U}_B , \bar{U}_{CB} , \bar{U}_C' . Считаем, что модули первых двух векторов, а также угол φ' известны, причём $U_{CB} = \sqrt{2}U_0$. Воспользовавшись теоремой косинусов [4] применительно к искомой величине, можно записать:

$$U_C' = \sqrt{U_{CB}^2 + U_B^2 - 2U_{CB}U_B \cos \varphi'} = \dots = U_0 \sqrt{3 - 2\sqrt{2} \cos \varphi'}. \quad (1)$$

Для получения второй искомой зависимости воспользуемся другим видом теоремы косинусов [4]:

$$\cos \varphi'_{BC} = \frac{U_C'^2 + U_B^2 - U_{CB}^2}{2U_C'U_B} = \dots = \frac{1 - \sqrt{2} \cos \varphi'}{\sqrt{3 - 2\sqrt{2} \cos \varphi'}}. \quad (2)$$

При регулировании скорости АИД тем или иным способом обычно вводят коэффициент сигнала управления α [1]. Для фазового управления $\alpha = \sin \varphi$. В формулах (1), (2) присутствует φ' , представляющий собой часть угла φ . Для правого и левого секторов эти части соответственно равны:

$$\varphi' = \varphi - \pi/4; \quad \varphi'' = \pi/4 - \varphi.$$

С учётом последних выражений и выражения для коэффициента α можно окончательно записать:

$$U_C' = U_0 \sqrt{3 - 2(\sqrt{1 - \alpha^2} + \alpha)}; \quad (3)$$

$$\cos \varphi'_{BC} = \frac{1 - \sqrt{1 - \alpha^2} - \alpha}{\sqrt{3 - 2(\sqrt{1 - \alpha^2} + \alpha)}}. \quad (4)$$

В силу симметрии правого и левого секторов, изображённых на рис.2,а, выражения (3) и (4) справедливы для всего диапазона изменения угла φ .

Амплитудное управление. Диаграмма для данного способа приведена на рис.2,б. В этом случае угол между векторами \bar{U}_{CB} , \bar{U}_{AB} постоянен и равен $\pi/2$. Варьироваться должен только модуль U_{CB} , что можно обеспечить изменением параметров вектора \bar{U}_C . Определим зависимость этих параметров от U_{CB}' , которое, по аналогии с фазовым управлением, можно выразить через коэффициент α . При амплитудном управлении $\alpha = U_{CB}' / U_{CB}$.

Аналогично тому, как это было сделано для фазового управления, а также с учётом того, что на рис.2,б $\varphi' = \pi/4$, можно вывести следующие соотношения:

$$U_C' = \sqrt{U_{CB}'^2 + U_B^2 - 2U_{CB}'U_B \cos \varphi'} = \dots = U_0 \sqrt{2\alpha^2 - 2\alpha + 1}; \quad (5)$$

$$\cos \varphi'_{BC} = \frac{U_C'^2 + U_B^2 - U_{CB}'^2}{2U_C'U_B} = \dots = \frac{1 - \alpha}{\sqrt{2\alpha^2 - 2\alpha + 1}}. \quad (6)$$

Амплитудно-фазовое управление. Данный способ в трёхфазном АИН можно реализовать как минимум двумя вариантами. Диаграммы для этих вариантов приведены на рис.3.

В первом варианте амплитудно-фазового управления (рис.3,а), назовём его АФ1, варьируется только модуль U_C . При этом конец вектора \bar{U}_{CB} "скользит" по прямой, образованной векторами \bar{U}_A , \bar{U}_C , что приводит к изменению его модуля и фазового сдвига. Выразим модуль вектора \bar{U}'_{CB} и фазовый сдвиг φ' через модуль U'_C . В свою очередь U'_C , как было сказано выше, функция глубины модуляции A . Если учесть, что для номинального режима $A = 1,0$, то можно записать очевидное выражение:

$$U'_C = AU_C = AU_0.$$

Для любого прямоугольного треугольника, представленного на рис.3,а, можно вывести следующие соотношения.

$$U'_{CB} = \sqrt{U'^2_C + U_B^2} = U_0 \sqrt{A^2 + 1}; \quad (7)$$

$$\varphi' = \arctg(U'_C / U_B) = \arctg(A). \quad (8)$$

С учётом того, что изменение вектора \bar{U}_C в данном случае может происходить от его номинального положения до номинального положения вектора \bar{U}_A , что соответствует изменению его глубины модуляции A от 1,0 до -1,0, можно записать для фазового сдвига:

$$\varphi = \varphi' + \pi / 4 = \arctg(A) + \pi / 4. \quad (9)$$

Во втором варианте амплитудно-фазового управления (рис.3,б), назовем его АФ2, варьи-

руется только угол φ'_{CB} . При этом конец вектора \bar{U}_{CB} "скользит" по окружности с радиусом, равным модулю U_C , что также приводит к изменению модуля и фазы вектора \bar{U}_{CB} . Выразим модуль вектора \bar{U}'_{CB} и фазовый сдвиг φ' , через угол φ'_{CB} считая, что угол φ'_{CB} известен.

Воспользовавшись теоремой косинусов, можно записать:

$$U'_{CB} = \sqrt{U_C^2 + U_B^2 - 2U_C U_B \cos \varphi'_{CB}} = \dots = \sqrt{2}U_0 \sqrt{1 - \cos \varphi'_{CB}}; \quad (10)$$

$$\cos \varphi' = \frac{U'^2_{CB} + U_B^2 - U_C^2}{2U'_{CB}U_B} = \dots = \frac{\sqrt{1 - \cos \varphi'_{CB}}}{\sqrt{2}}. \quad (11)$$

При использовании данного способа достаточно изменять угол φ'_{CB} от $\pi/2$ до нуля. При этом угол φ' меняется от $\pi/4$ до $\pi/2$, а модуль U_{CB} от $\sqrt{2}U_0$ до нуля. Если изменять угол φ'_{CB} далее, то варьируемые векторы переместятся в правый сектор. Соотношения в этом случае будут совпадать с (10) и (11), только угол φ изменится по значению и знаку, а вектор \bar{U}_{CB} в этом случае будет опережающим.

В рассмотренных способах АФ1 и АФ2 соотношения между U_y и углом φ отличаются от полученных традиционным способом амплитудно-фазового управления [1]. В этой связи все характеристики АИД при управлении способами АФ1 и АФ2, думается, будут иметь несколько иной вид.

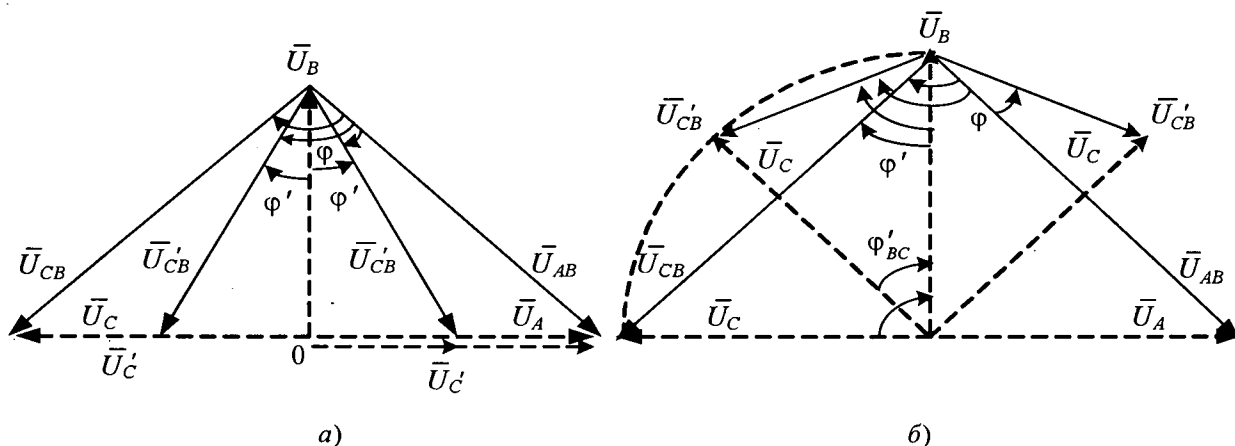


Рис.3

На первый взгляд полученные выражения (1)–(11) трудно реализуемы в системе управления АИН: квадратные корни, тригонометрические функции. Однако современные микропроцессорные средства и методы (например, табличный метод расчёта) позволят без особых затруднений их реализовать.

Интегральные параметры выходного напряжения АИН

Представленный анализ способов регулирования скорости АИД с помощью трёхфазного АИН с ШИМ целесообразно дополнить анализом энергетических характеристик выходных напряжений преобразователя, подаваемых на обмотки исполнительного двигателя. Из-за громоздкости полученных выражений ограничимся лишь теми, которые удалось получить в замкнутом виде.

В теории спектрального анализа АИН для разных видов ШИМ получены выражения для спектра фазного напряжения, отсчитываемого от средней точки источника питания. Воспользуемся выражением для двусторонней ШИМ (ДШИМ), обеспечивающей лучшее качество выходного напряжения по сравнению с односторонней (ОШИМ) [5]:

$$u(t) = \frac{EA}{2} \sin \Omega t + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{E}{k\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(Ak\pi/2) \times [(-1)^k - (-1)^n] \sin(k\omega + n\Omega)t, \quad (12)$$

где Ω , ω – круговые частоты модулирующего и опорного (несущего) сигналов; A – глубина (индекс) модуляции, равный отношению амплитуд модулирующего и опорного сигналов; E – напряжение источника питания АИН; J_n – функция Бесселя 1-го рода n -го порядка.

Спектр линейного напряжения, например U_{CB} , можно получить из следующего соотношения:

$$u(t)_{CB} = u(t)_C - u(t)_B.$$

Выражения для спектров напряжений фаз C и B можно получить из (12), подставив в аргумент синуса вместо Ωt выражение $(\Omega t + \theta)$, где θ – соответствующее значение фазового сдвига. Пусть для фазы C $\theta_A = 0$, а для фазы B $\theta_B = \pi/2$. Подставив соответствующие значения фазового сдвига в выражение (12), получим выра-

жения спектров напряжений $u(t)_C$ и $u(t)_B$. Взяв разницу между ними и выполнив ряд преобразований, получим искомое выражение:

$$u(t)_{CB} = \frac{\sqrt{2}EA}{2} \cos\left(\Omega t - \frac{\pi}{4}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(Ak\frac{\pi}{2}\right) [(-1)^k - (-1)^n] \times \sin \frac{n\pi}{4} \cos\left[(k\omega + n\Omega)t - \frac{n\pi}{4}\right]. \quad (13)$$

Определим интегральные показатели линейного напряжения. Известно, что действующее значение фазного напряжения АИН (12) постоянно и равно $E/2$. В отличие от фазного действующее значение линейного напряжения будет уже зависеть от глубины модуляции. По аналогии с тем, как это было выполнено в [6] для линейного напряжения классического трёхфазного АИН, управляемого методами ОШИМ и ДШИМ, можно получить выражение для действующего значения ортогональных напряжений:

$$U = E \sqrt{\frac{\sqrt{2}A}{\pi}}. \quad (14)$$

Зная значение действующего значения первой гармоники (13) и всего линейного напряжения (14), можно получить в замкнутом виде выражение для его коэффициента гармоник:

$$K_{rU} = \sqrt{\frac{U^2 - U_1^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{4\sqrt{2}}{\pi A} - 1}. \quad (15)$$

В первой строке таблицы в относительных величинах (базовая величина E) приведены полученные выражения для параметров, характеризующих ортогональные напряжения. Они могут быть использованы при оценке выходного напряжения АИН при регулировании скорости АИД пропорционально-амплитудным способом. Кроме того, в нижней строке таблицы приведены общие выражения параметров линейного напряжения, полученного при произвольном фазовом сдвиге φ между формирующими фазными напряжениями, который может, например, иметь место между напряжениями U_C и U_B при регулировании скорости АИД способом АФ2 (в этом случае глубина модуляции $A=1, \theta$).

| Фаза | U^* | U_{1m}^* | U_1^* | K_r |
|------------------------|---|-----------------------|--------------------------------------|--|
| $\frac{\pi}{2}$ | $\sqrt{\frac{\sqrt{2}A}{\pi}}$ | $\frac{\sqrt{2}A}{2}$ | $\frac{A}{2}$ | $\sqrt{\frac{4\sqrt{2}}{\pi A} - 1}$ |
| $\varphi = \text{var}$ | $\sqrt{\frac{2A}{\pi} \sin(\varphi/2)}$ | $A \sin(\varphi/2)$ | $\frac{A}{\sqrt{2}} \sin(\varphi/2)$ | $\sqrt{\frac{4}{\pi A \sin(\varphi/2)} - 1}$ |

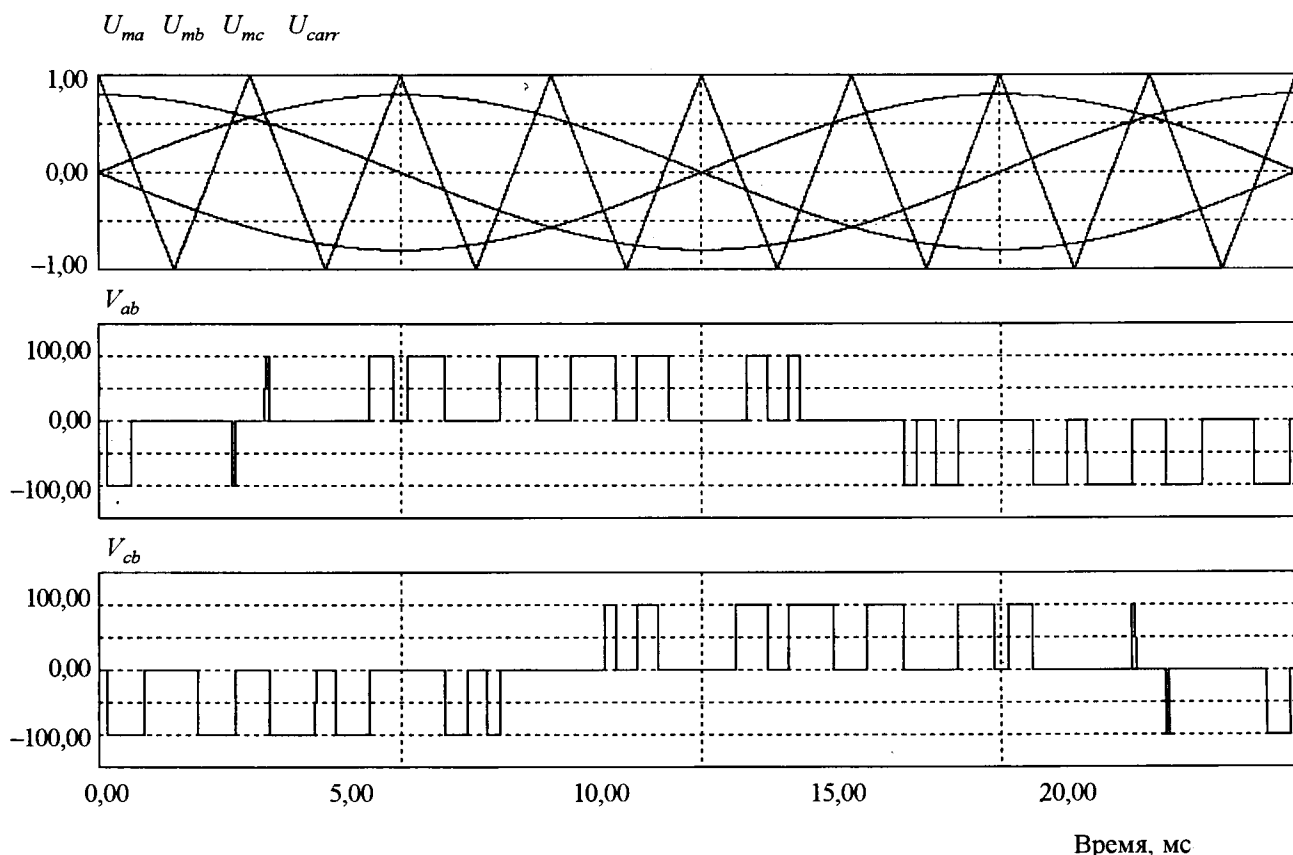


Рис.4

Результаты моделирования

Для проверки достоверности полученных данных было произведено компьютерное исследование АИН в среде моделирования PSIM.

Для обеспечения симметрии импульсов управления по фазам необходимо использовать кратности частот опорного и модулирующего напряжений (K), пропорциональные четырём. В этом случае обеспечивается одинаковое количество импульсов на полупериодах и свойство нечётности кривой выходного напряжения (симметрия II рода).

Результаты моделирования приведены на рис. 4, 5. На рис. 4 ($K=8$, $A=0,8$) показано формирование ортогональных напряжений в соот-

ветствии с тремя модулирующими сигналами системы управления. На рис. 5 ($K=16$, $A=0,8$) показаны напряжения и токи АИН при работе на пассивную RL -нагрузку. Имеющиеся в программе PSIM средства спектрального анализа подтвердили правильность приведённых в таблице выражений, причём они начинают выполняться (с точностью до единиц процентов), начиная с кратности $K=8$.

Полученные результаты были использованы при разработке системы регулирования АИД запорной арматуры, в частности, регулирующим клапаном ЕСПА 02 РГ. Система управления была реализована на цифровом сигнальном контроллере типа DSP56F803 фирмы

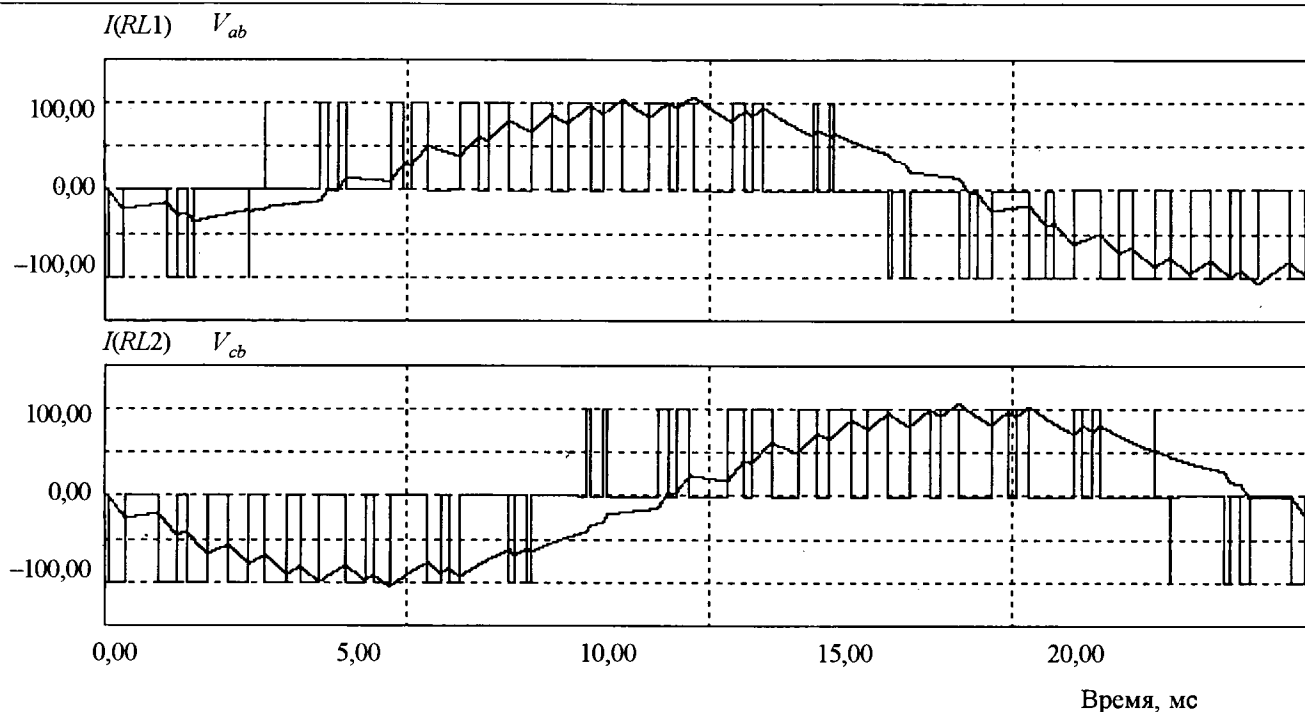


Рис.5

"Motorola". Для регулирования скорости двигателя использовался способ пропорционально-амплитудного управления.

Выводы

1. Обоснована возможность использования трёхфазного АИН с ШИМ для управления асинхронными исполнительными двигателями.

2. Представленные алгоритмы управления АИН позволяют реализовать типовые способы регулирования скорости АИД.

3. Получены в замкнутом виде энергетические характеристики выходного напряжения АИН как при 90-градусном, так и при произвольном фазовом сдвиге между напряжениями, формирующими управляющее напряжение АИД.

4. Результаты компьютерного моделирования подтверждают правильность полученных соотношений.

5. Результаты апробированы при создании микропроцессорной системы управления двигателем запорной арматуры.

Список литературы

1. Электротехнический справочник. Т. 2. Электротехнические устройства / Под общ. Ред. В.Г. Герасимова, П.Г. Грудинского, Л.А. Жукова и др. М.: Энергоиздат, 1981.

2. Попов Б.Н. Анализ и синтез законов управления системой "импульсный усилитель мощности – электродвигатель" // Изв. АН. Теория и системы управления. 1996. № 3. С. 94–102.

3. Гущин Д.В., Попов Б.Н., Фам Туан Тхань. Логический автомат для управления асинхронными двухфазными двигателями // Сб. тр. XIII международного научно-технического семинара "Современные технологии в задачах управления, автоматизации и обработки информации". М., 2004. С.296–297.

4. Выгодский М.Я. Справочник по элементарной математике. М.: Наука, 1976.

5. Баховцев И.А., Попов В.И. Гармонический анализ входных токов трёхфазных инверторов напряжения с синусоидальной ШИМ // Преобразовательная техника. Новосибирск: НЭТИ, 1978. С. 103–112.

6. Баховцев И.А. Анализ способов управления инверторов напряжения с синусоидальной ШИМ // Тр. IV международной научно-технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения" (АПЭП-98). Т. 7. Силовая электроника. Новосибирск: НГТУ, 1998. С. 64–68.



Баховцев Игорь Анатольевич – доцент Новосибирского ГТУ кафедры промышленной электроники, канд. техн. наук. Окончил в 1977 г. факультет электронной техники Новосибирского электротехнического института. В 1998 г. защитил диссертацию по теме "Разработка энергооптимальных способов управления автономными инверторами напряжения и их микропроцессорная реализация".

Регуляторы яркости с улучшенными энергетическими характеристиками для питания аэродромного светосигнального оборудования

РОЗАНОВ Ю.К., МАМЕДОВ Т.Т.

Рассматриваются регуляторы для питания аэродромного светосигнального оборудования с улучшенными энергетическими характеристиками. Показано, что используемые регуляторы имеют низкий коэффициент мощности и высокие искажения токов, поэтому предлагается новая структура регуляторов, которая основана на 6-фазных выпрямителях и каскадном соединении инверторов с ШИМ управлением.

Are described regulators for airfield lighting equipment with improved energetic characteristics. It is shown that used regulators have low power factor and high level of current harmonics. Therefore new structure of the regulators is purposed. This structure is fulfilled on base of 6-phase rectifier and cascade from two invertors with PWM control.

Энергосбережение и повышение качества электроэнергии являются актуальными задачами. Успех в их решении достигается различными методами, в зависимости от области техники, в которой эти задачи решаются. В настоящей статье рассматривается повышение качества электроэнергии в системах электрообеспечения аэродромного светосигнального оборудования (ССО). Постоянное развитие авиации делает решение этой задачи особенно актуальным. Следует отметить, что ССО нуждается также в автономных системах электрообеспечения, что предъявляет повышенные требования к качеству потребляемой энергии, для обеспечения совместимости автономных источников питания с потребителем.

ССО представляет собой систему огней различного цвета и назначения, предназначенную для осуществления взлёта, посадки и наземного передвижения летательных аппаратов в раз-

личных метеоусловиях [1]. В общем виде ССО состоит из нескольких независимых электрических линий, огни в которых соединены последовательно (через изолирующие трансформаторы тока) и образуют систему, приведённую на рис. 1, которая называется – кабельное кольцо (КК). Питание КК осуществляется аппаратурой, называемой в эксплуатации регулятором яркости (РЯ), который по сути является многоступенчатым регулятором-стабилизатором переменного тока.

КК представляет собой сложную нелинейную и нестационарную нагрузку со значительной индуктивной составляющей, которая изменяется в зависимости от количества работоспособных огней в КК. К примеру, выход из строя лампы мощностью 200 Вт приводит к возрастанию индуктивности КК на 51 мГн и падению активного сопротивления на 4,6 Ом [1]. При отсутствии перегоревших ламп в за-

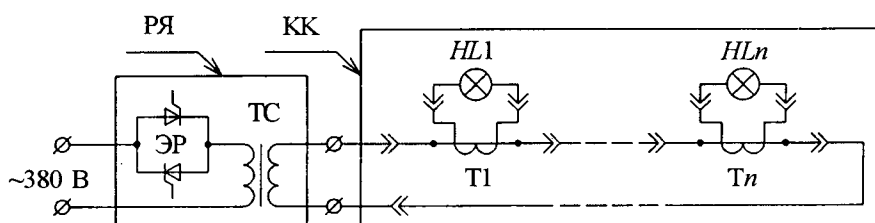


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема питания КК:

HL – источник света огня; T – изолирующий трансформатор тока огня; ТС – трансформатор силовой РЯ; ЭР – регулирующий элемент РЯ

висимости от длины КК и количества огней в нём индуктивность КК находится в диапазоне 0,8–13 мГн, а сопротивление в диапазоне 46–460 Ом.

Количество КК на конкретном аэродроме зависит в основном от количества взлётно-посадочных полос, направлений взлёта и посадки летательных аппаратов и категории аэродрома (насыщенности аэродрома раздельно регулируемые светосигнальными средствами) и обычно находится в пределах 10 – 20. При этом часто бывает, что на отдельном аэродроме существует несколько КК одинаковой или близкой мощности, питаемых от разных РЯ.

Мощность, потребляемая КК, зависит от количества включённых в него огней и составляет от 2 до 20 кВт, при этом максимальный действующий ток в кольце 6,6 А (для КК любой мощности), а действующее напряжение на входе кольца – от 0,3 до 3,1 кВ. Используемые для питания этих кабельных колец РЯ должны удовлетворять следующим требованиям [2, 3]:

- изменение нагрузки в пределах 50–100% номинальной нагрузки при наличии до 30% изолирующих трансформаторов с разомкнутой вторичной обмоткой;
- обязательная гальваническая развязка силовой линии КК от цепи питания ламп;
- регулирование яркости свечения огней ступенями 100, 30, 10, 3 и 1% номинала (допускается также использование дополнительных ступеней яркости).

Находящиеся в эксплуатации РЯ отечественного и зарубежного производства являют-

ся аппаратами, работающими от однофазных источников электрической энергии (первичных источников) с действующим напряжением 220 или 380 В. Регулирующие функции в этих РЯ выполняет блок встречно-параллельных тиристоров (ЭР), подключённых непосредственно к первичному источнику, и трансформатор (ТС), к вторичной обмотке которого подключается КК, как показано на рис. 1. Упрощённая схема соединения светосигнального оборудования с первичным источником питания представлена на рис. 2, а. В этой схеме для каждого РЯ (или КК) предусматривается свой трансформатор (ТС).

Тиристорные регуляторы – нелинейные устройства и потребляют несинусоидальный ток. Они, являясь однофазными потребителями, работающими в изменяющихся режимах, создают меняющуюся несимметричную нагрузку на первичный источник. Все это негативно сказывается на первичном источнике, особенно если им является дизельный генератор, используемый на абсолютном большинстве аэродромов в качестве резервного автономного первичного источника.

В связи с этим при проектировании и эксплуатации на аэродромах возникают проблемы, важнейшими из которых являются:

- необходимость уменьшать возникающую асимметрию нагрузки, что является сложной задачей, особенно в условиях небольшого количества кабельных колец, существенно различающихся по потребляемой ими мощности;
- осуществление работы от первичного ис-

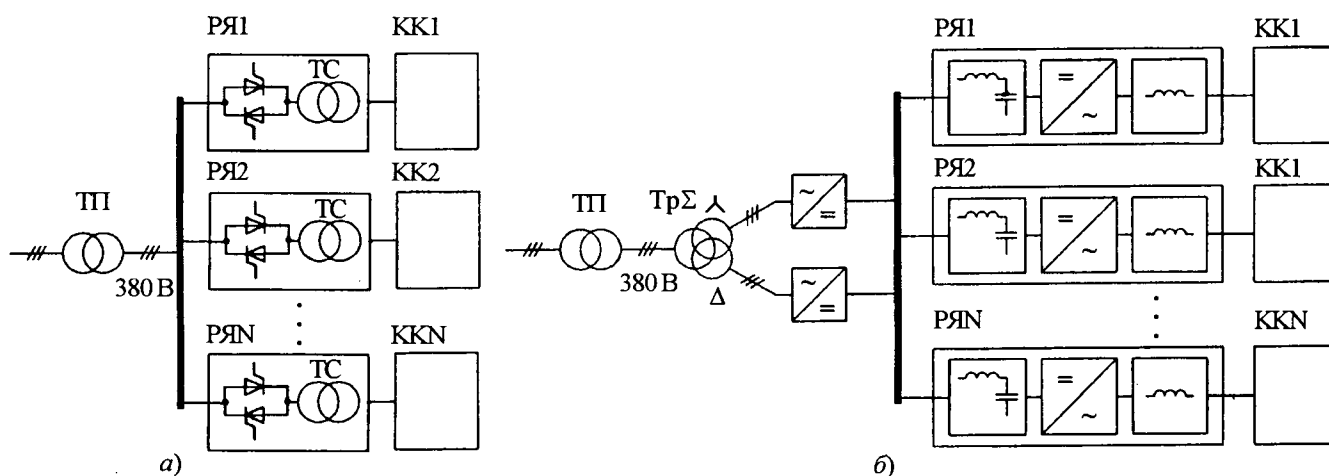


Рис. 2. Схемы подсоединения светосигнального оборудования к первичному источнику питания:

ТП – трансформаторная подстанция (первичный источник); ТС – силовой трансформатор РЯ; TrΣ – трансформатор суммарной мощности; РЯ1, РЯ2 и РЯN – первый, второй и N-й регуляторы яркости; КК1, КК2 и ККN – первое, второе и N-е кабельные кольца

точника завышенной в 1,5–2 раза мощности, что экономически не оправдано;

– уменьшение искажения потребляемого тока с целью снижения влияния несинусоидальности тока на скорость старения электрического оборудования и сокращения их ресурса.

Влияние нелинейных потребителей на систему электроснабжения можно оценить рядом коэффициентов [4], основные из которых представлены ниже.

1. Доля высших гармоник, содержащихся в сигнале, оценивается коэффициентом полных гармонических искажений K или THD (*Total Harmonic Distortion*). Для тока этот коэффициент имеет вид:

$$K_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}}{I_1}, \quad (1)$$

где I_1 – действующее значения тока нагрузки 1-й гармоники (основной частоты); I_n – действующее значения тока нагрузки n -й гармоники.

2. Соотношение активной и реактивной мощностей определяется коэффициентом мощности, в общем случае:

$$\chi = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + K_I^2}}, \quad (2)$$

где $\cos \varphi_1$ – косинус угла между током и напряжением для 1-й гармоники несинусоидального тока (при допущении синусоидальности напряжения).

Таким образом, активная мощность для несинусоидального потребляемого тока (при допущении синусоидальности напряжения)

$$P = UI_1 \cos \varphi_1 = UI \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = UI \frac{1}{\sqrt{1 + K_I^2}} \cos \varphi_1. \quad (3)$$

Для обеспечения стабилизации тока в КК при пониженном на 15% напряжении питания в систему управления заложен запас по углу управления тиристорами, примерно равный 85–100° [1]. На рис. 3 показаны кривые тока в КК и спектр этого тока для выходных токов 6,6 и 2,8 А (соответственно максимальная и минимальная рабочая нагрузка КК) при номинальном напряжении питания, что соответствует яркости излучения огней 100 и 1% соответственно. Как видно из рис. 3, спектральный состав входных токов содержит значительные 3-

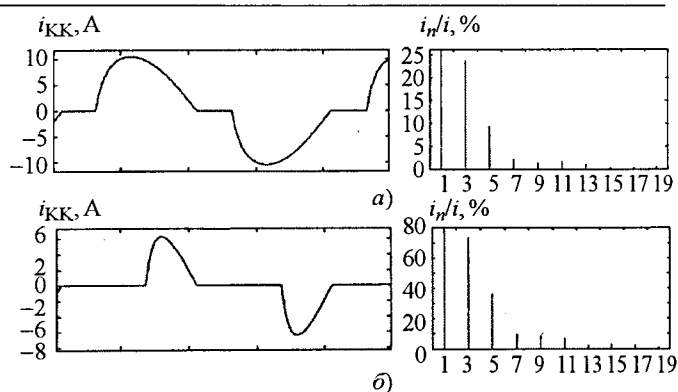


Рис. 3. Форма и спектр тока кабельного кольца для режимов 100 (а) и 1% (б) яркости огня

и 5-ю гармоники, которые на практике сложно исключить традиционными методами фильтрации.

Таким образом, при номинальном напряжении первичного источника и 100% яркости огней появляются значительные искажения тока, при которых коэффициент полных гармонических искажений тока $K_I \approx 25\%$, а при 1% яркости $K_I \approx 83\%$. Коэффициент мощности при этом находится в диапазоне 0,5–0,9 и существенно зависит от количества перегоревших ламп и гармонических искажений потребляемого тока.

В настоящей статье рассматриваются вопросы построения РЯ с улучшенными энергетическими характеристиками: высокими значениями коэффициента мощности и низкими искажениями входных и выходных токов. При этом индуктивность КК и количество перегоревших ламп не должны оказывать заметного влияния на значения коэффициента мощности.

Анализ современных преобразователей и схем вторичных источников электроэнергии, которые можно было бы применить для питания КК, показал, что наиболее эффективной для рассматриваемой системы является структура выпрямитель-инвертор с преобразованием энергии на повышенных частотах. Такая схема, несмотря на двойное преобразование энергии, позволяет создать эффективный преобразователь с высокими электротехническими показателями и минимальными массогабаритными характеристиками.

В результате анализа и исследования существующих схем выпрямления [5,6] предпочтение было отдано многофазным выпрямителям.

Основное достоинство многофазных схем заключается в высоких значениях коэффициента мощности и снижении требований к ключам. Частным, наиболее простым в реализации, случаем многофазного выпрямителя является 12-фазный выпрямитель. В основе такой схемы лежит трёхфазный трансформатор с двумя вторичными обмотками, одна из которых соединена по схеме "звезда", а вторая – "треугольник". Линейные напряжения вторичных обмоток такого трансформатора повернуты относительно друг друга на электрический угол 30° . К вторичным обмоткам трансформатора подсоединены трёхфазные мостовые схемы, которые между собой могут соединяться последовательно или параллельно. Для обеспечения независимой работы трёхфазных выпрямителей между ними устанавливается реактор. Спектр тока, потребляемого 12-фазным выпрямителем, практически не содержит 3-, 5-, 7-, 9-ю гармоники, появляющиеся при этом 11- и 13-я гармоники являются гармониками высших порядков и не представляют сложности при фильтрации.

Использование многофазных выпрямителей особенно выгодно при работе с высокими напряжениями при последовательном соединении выпрямительных мостов и с высокими токами – при параллельном.

Питание КК постоянным напряжением невозможно, поскольку требуется гальваническая развязка высоковольтной силовой линии и ламп, поэтому выпрямленное напряжение необходимо инвертировать. Напряжение на выходе регулятора мощностью 20 кВт может достигать 3,1 кВ.

Если допустить, что выходное напряжение регулятора будет носить синусоидальный характер, то максимальное выходное напряжение составит 4,4 кВ. На практике, для гарантированной работы ключа, выбирают приборы с предельно допустимыми параметрами, превышающими требуемые в 1,6–2 раза. Таким образом, допустимые напряжения ключевых элементов инвертора 7,0–8,8 кВ.

Анализ рынка полупроводниковых приборов, проведённый одной из ведущих компаний производителей этих приборов ("Semikron"), показал, что в настоящее время не существует управляемых ключевых элементов на напряжения выше 7500 В.

Поэтому при изучении возможных схем инвертирования особое внимание уделялось многоуровневым схемам [5–7].

На рис. 4 представлена предлагаемая схема РЯ на основе многофазных схем выпрямления и инвертирования. Допустимые напряжения ключей инвертора уменьшаются в 2 раза и для регулятора мощностью 16 кВт составляют 3,5 кВ. Такие требования к напряжениям позволяют использовать в качестве ключевых элементов IGBT-модули.

Предлагаемая схема выпрямления отличается от классических 12-фазных выпрямителей тем, что её диодные мосты работают независимо друг от друга. Для сохранения положительных свойств многофазного выпрямителя необходимо равномерно распределять нагрузку между диодными мостами. Эта задача решается двумя путями: во-первых, установкой следом за выпрямителем фильтра с большой

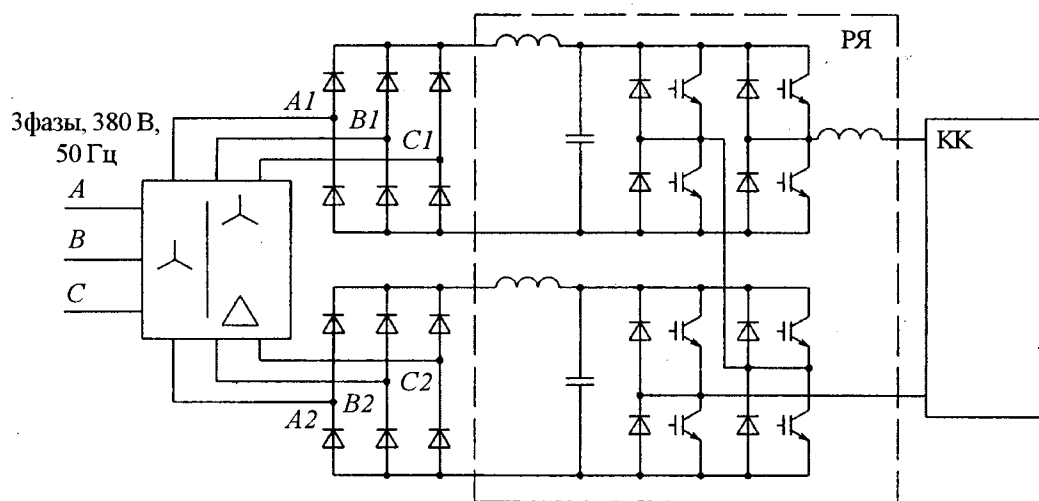


Рис. 4. Структурная схема РЯ нового типа

индуктивностью, позволяющего снизить пульсации выпрямленных токов; во-вторых, применением трёхуровневого каскадного инвертора с равномерной загрузкой двух последовательно соединённых модулей. Каждый модуль является основой ячейки РЯ, питающей КК. При равномерной нагрузке выпрямителей предлагаемая схема обеспечит гармонические искажения входных токов на уровне 14%.

Одно из основных отличий предлагаемого РЯ заключается в том, что в тиристорных РЯ силовой трансформатор устанавливается после регулирующего звена, а в регуляторе нового типа – наоборот.

В связи с этим общая схема соединения ССО и первичного источника энергии приобретает новый вид (рис. 2, б), в котором в отличие от схемы рис. 2, а предусмотрен один трансформатор ($Tr\Sigma$) для нескольких кабельных колец. Это экономически целесообразно, поскольку стоимость такого трансформатора меньше стоимости нескольких трансформаторов с той же суммарной мощностью.

Существенное увеличение количества полупроводниковых приборов в предлагаемом РЯ (рис. 4) по сравнению с тиристорным РЯ (рис. 1) приводит к необходимости оценки КПД системы, который определяется как отношение полезной мощности P_n (мощности потребляемой нагрузкой) к полной мощности:

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + P_{\Sigma}}, \quad (4)$$

где P_{Σ} – мощность потерь в элементах схемы.

Мощность потерь определяется в основном тепловыми потерями в ключевых элементах. Потери проводимости, вызванные падением напряжения на открытых ключах при протекании через них тока, невелики и их влияние на эффективность РЯ незначительно. Это объясняется тем, что максимальное значение выход-

ного тока РЯ невелико и составляет 6,6 А, а падение напряжения на открытом ключе при таких токах 1–2 В. Динамические или коммутационные потери определяются характером переходных процессов, протекающих при открытии и закрытии полупроводниковых ключей, и зависят от ряда факторов, в частности от класса напряжения прибора. Например, энергия коммутационных потерь прибора класса напряжения 1700 В более чем на порядок ниже энергии коммутационных потерь прибора класса 6500 В.

В связи с тем, что КК могут существенно различаться по потребляемой мощности, возникает вопрос о согласовании напряжений этих колец с выходным напряжением общего для них трансформатора. Эту задачу решает система управления, поскольку предлагаемый РЯ построен на полностью управляемых элементах, позволяющих использовать высокочастотные методы широтно-импульсной модуляции (ШИМ), которые позволяют обеспечить синусоидальность тока в кабельном кольце, снизить потери в нем и продлить срок службы электрооборудования. Выбор частоты модуляции является отдельной сложной задачей, поскольку частота модуляции влияет на эффективность системы в целом и определяет массогабаритные показатели индуктивного фильтра, установленного на выходе РЯ.

Структурная схема силовой части РЯ и его системы управления (СУ) представлена на рис. 5. СУ РЯ реализована следующим образом: сигнал с выхода датчика тока в КК (ДТ) i_{KK} поступает на вход компаратора, где сравнивается с сигналом задания i_0 , соответствующим требуемому режиму яркости. Разница между измеренным током и сигналом задания Δi с выхода компаратора поступает на вход регулятора, на выходе которого формируется опорное напряжение u_0 . Далее u_0 поступает на

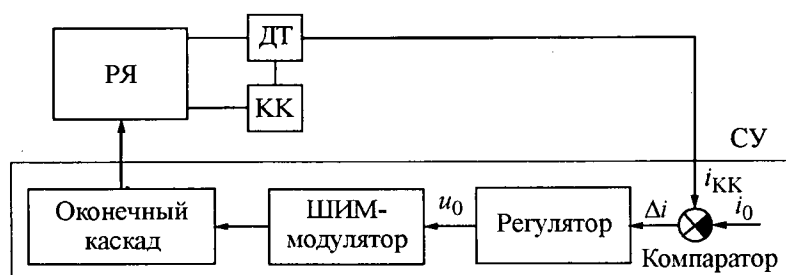


Рис. 5. Структурная схема силовой части РЯ и его СУ

вход модулятора, на выходе которого формируются сигналы управления ключами РЯ. Оконечный каскад (драйвер) служит для согласования выходных параметров (мощности, тока или напряжения) ключевого элемента и выходных параметров модулятора.

Работа преобразователя исследовалась на основе модели, реализованной в программе Simulink программного комплекса MATLAB. Моделирование проводилось с эквивалентной

нагрузкой, представленной активно-индуктивной ветвью в режимах 1, 3, 10, 30 и 100% силы света огней с параметрами КК, соответствующими 0, 10 и 30% перегоревших ламп. На рис.6 представлены диаграммы тока фазы *A* первичного источника для режимов 100% яркости огней при исправности всех ламп КК и 100% яркости огней при неисправных 30% ламп в КК. Токи фаз *B* и *C* носят аналогичный характер. На диаграммах, отображающих спек-

Энергетические характеристики регулятора яркости

| Режимы | Число перегоревших ламп, % | Активная мощность, выделяемая в КК, Вт | Действующий ток сети I , А (фаза <i>A</i> , <i>B</i> , <i>C</i>) | Фаза, первой гармоники тока сети, град. | $\cos\varphi_1$ | Коэффициент гармонических искажений, % | Коэффициент мощности* |
|---------------------|----------------------------|--|---|---|-----------------|--|-----------------------|
| 100% яркость, 6,6 А | 0 | 8712 | 13,4/13,4/13,5 | $\angle 7$ | 0,993 | 12,5 | 0,985 |
| | 10 | 7840 | 12,05/12,1/12,1 | $\angle 7$ | 0,993 | 12,6 | 0,985 |
| | 30 | 6098 | 9,4/9,4/9,4 | $\angle 5$ | 0,996 | 13,0 | 0,987 |
| 30% яркость, 5,2 А | 0 | 5408 | 8,3/8,4/8,3 | $\angle 7$ | 0,993 | 13,0 | 0,985 |
| | 10 | 4867 | 7,5/7,5/7,6 | $\angle 8$ | 0,990 | 13,5 | 0,981 |
| | 30 | 3786 | 5,9/5,8/5,9 | $\angle 9$ | 0,987 | 13,4 | 0,978 |
| 10% яркость, 4,1 А | 0 | 3362 | 5,2/5,3/5,2 | $\angle 7$ | 0,993 | 13,3 | 0,975 |
| | 10 | 3026 | 4,7/4,7/4,7 | $\angle 8$ | 0,990 | 13,5 | 0,981 |
| | 30 | 2353 | 3,6/3,7/3,7 | $\angle 10$ | 0,984 | 13,8 | 0,975 |
| 3% яркость, 3,4 А | 0 | 2312 | 3,6/3,6/3,7 | $\angle 8$ | 0,990 | 13,2 | 0,981 |
| | 10 | 2081 | 3,2/3,3/3,2 | $\angle 9$ | 0,987 | 13,4 | 0,978 |
| | 30 | 1618 | 2,5/2,5/2,5 | $\angle 11$ | 0,981 | 14,0 | 0,971 |
| 1% яркость, 2,8 А | 0 | 1568 | 2,4/2,5/2,4 | $\angle 10$ | 0,984 | 13,0 | 0,976 |
| | 10 | 1411 | 2,2/2,1/2,2 | $\angle 11$ | 0,992 | 13,2 | 0,983 |
| | 30 | 1098 | 1,7/1,7/1,7 | $\angle 13$ | 0,974 | 14,0 | 0,965 |

* – коэффициент мощности рассчитывается по выражению (2).

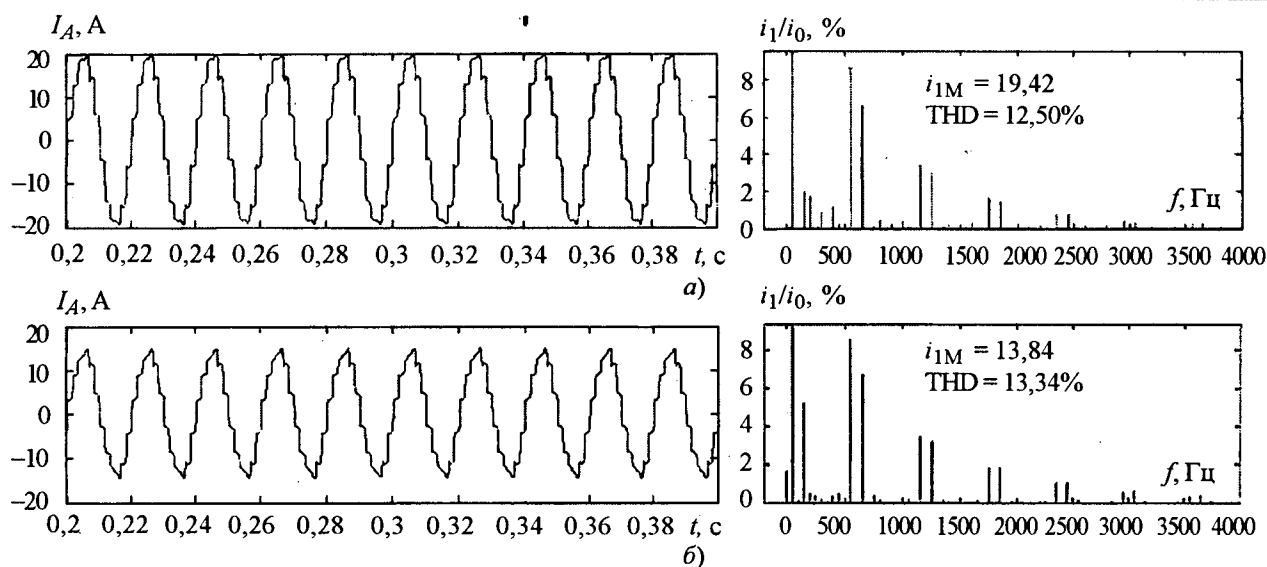


Рис.6. Ток фазы *A* первичного источника и его спектральный состав:

a – режим 100% яркости без перегоревших ламп; *б* – режим 100% яркости при 30% перегоревших ламп

тральный состав, выделены амплитуда первой гармоники тока $i_{1м}$ и коэффициент полных гармонических искажений THD . Как видно, спектральный состав практически не содержит гармоник с номерами 3, 5, 7 и 9, а основные искажения вносятся 11- и 13-й гармониками.

Результаты моделирования и вычисления коэффициента мощности по выражению (2) для всех исследованных режимов представлены в таблице. Предложенная структура РЯ для питания ССО аэродромов характеризуется низкими значениями K_f для входных и выходных токов и высокими значениями коэффициента мощности, что подтверждено результатами моделирования. Кроме того, регулятор нового типа позволяет симметрично нагрузить трёхфазную сеть, что особенно важно при питании от автономных сетей малой мощности.

Для приблизительной оценки эффективности РЯ была использована методика расчёта потерь в ключевых приборах на основе программного комплекса Matlab фирмы "MathWorks" [8]. Суть методики сводится к использованию в расчёте графических зависимостей напряжения на ключе и энергий, выделяемых при включении и выключении, от тока коллектора, поставляемых производителями полупроводниковых приборов.

Проведённый оценочный расчёт (для приборов FF200R33KF2C и РЯ номинальной мощностью 10 кВт) показал, что эффективная работа преобразователя возможна только на относительно низких частотах модуляции, в крайнем случае составляющих единицы килогерц. В частности, на частоте модуляции 20 кГц рассчитанный КПД системы составляет порядка 80% и в основном определяется коммутационными потерями в ключевых приборах, а на частоте 1 кГц составляет более 90%. Дальнейшее уменьшение частоты модуляции нецелесообразно, поскольку ведёт не только к увеличению параметров реактивных компонентов, но и к снижению управляемости системы.

По результатам проведённого моделирования предлагаемая структура РЯ для питания КК ССО аэродромов характеризуется каче-

ственно новыми по сравнению с тиристорными РЯ показателями:

- низкими значениями K_f для входных и выходных токов и высокими значениями коэффициента мощности;
- симметричной загрузкой фаз первичного источника электрической энергии, не зависящей от количества подключаемых к нему РЯ;
- сохранением симметричной загрузки фаз первичного источника во всех возможных режимах работы кабельных колец огней.

Кроме того, предлагаемый РЯ характеризуется высокими значениями КПД, а также улучшает технико-экономические и эксплуатационные показатели системы ССО в целом, позволяя:

1. Использовать для работы аэродромного ССО первичные источники, мощность которых сопоставима с потребляемой активной мощностью оборудования, что особенно важно при выборе в качестве первичного источника дизель-электрического агрегата.
2. Более полно использовать ресурс сопрягаемой с РЯ аппаратуры (дизель-электрические агрегаты, лампы и трансформаторы тока).
3. Увеличить срок службы и надёжность ССО.

Список литературы

1. Фрид Ю.В., Величко Ю.К., Козлов В.Д. и др. Электросветосигнальное оборудование аэродромов. М.: Транспорт, 1988.
2. ИКАО. Руководство по проектированию аэродромов. Ч.5. Электрические системы.
3. Авиационные правила. Ч.139. Сертификация аэродромов. Т.П. Сертификационные требования к аэродромам.
4. ГОСТ 13109-97. Качество электрической энергии. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Изд. офиц.
5. Энергетическая электроника: Справочное пособие. / Под ред. В.А. Лабунцова. М.: Энергоатомиздат, 1987.
6. Rashid M. Power Electronics Handbook. B.: Academic Press, 2001.
7. Jose Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, Applications" // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2002. Vol.49, No.4.
8. Ситников В.Ф., Рябчицкий М.В., Смирнов М.И. Выбор силовых полупроводниковых ключей для преобразователей в электроэнергетике // Электротехника. 2007. №4. С.35–40

Устойчивость импульсного преобразователя с двусторонней ШИМ-2

БЕЛОВ Г.А., ЛУКИЯН Д.С.

Описана микросистемная система управления на базе двусторонней ШИМ-2. С помощью линейной импульсной модели обоснованы условия устойчивости контура тока с ПИ-регулятором, с использованием которых выполнены расчёт и анализ областей устойчивости системы в зависимости от её основных параметров.

The microelectronic system on base bilateral PWM-2 are described. By means of linear pulse model stability conditions current circle with PI-controller, with which use account and the analysis of stability areas of system depending on its key parameters.

В импульсных системах управления электродвигателями постоянного тока на базе серийных ШИМ-контроллеров широко применяется двусторонняя ШИМ [1]. Однако устойчивость подобных систем, являющаяся одной из актуальнейших проблем как при анализе, так и синтезе устройств силовой электроники, изучена недостаточно [2], в частности, не рассмотрена устойчивость системы с ПИ-регулятором тока, не учтены возможные запаздывания моментов включения и выключения силового транзистора, которые могут играть существенную роль при высоких частотах переключений транзистора.

Основная часть известного ШИМ-контроллера UC1637/2637/3637, представленная на

рис. 1, состоит из входного делителя (резисторы $R3, R4$), широтно-импульсного модулятора (компараторы CA и CB , два RS -триггера, на S -входы которых от внутреннего генератора микросхемы подаются короткие положительные импульсы u_{TA} и u_{TB} соответственно в моменты начала спадающего и нарастающего участков напряжения u_T , два логических элемента И-НЕ с внутренними запрещающими входами, используемыми для организации защиты от понижения напряжения питания микросхемы до 4 В и запираания выходных каскадов внешним сигналом на входе Shutdown, компаратора CL со входами 12, 13, реализующего функцию токовой отсечки, и двух выходных каскадов с выходами $A_{ВЫХ}$ и $B_{ВЫХ}$). Когда на-

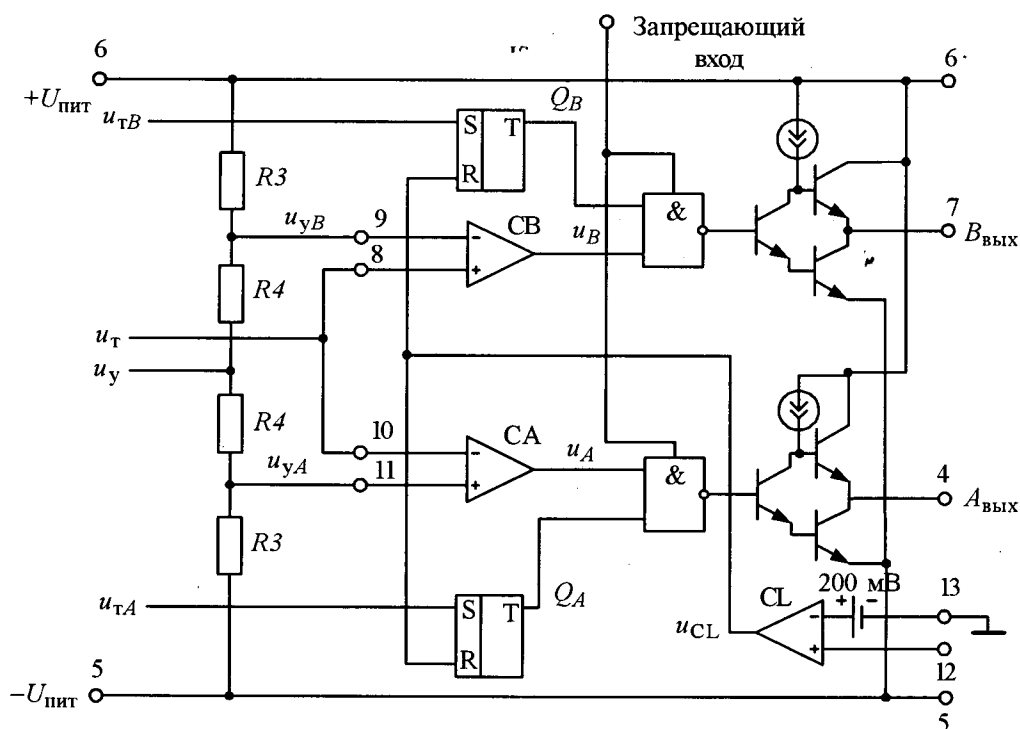


Рис. 1. Схема ШИМ-контроллера микросхемы UC1637/2637/3637

пряжение на входе 12 не превышает 200 мВ, на R -входах триггеров действует низкий уровень напряжения u_{CL} . На объединённый вход компараторов CA и CB подаётся треугольное напряжение u_T от внутреннего генератора микросхемы, а на другие входы – внутренние управляющие напряжения u_{yA} и u_{yB} , связанные с внешним управляющим напряжением u_y соотношениями

$$u_{yA} = K_d u_y - U_{см}; \quad u_{yB} = K_d u_y + U_{см}, \quad (1)$$

где $K_d u_y$ – среднее из двух внутренних управляющих напряжений; $K_d = R_3 / (2R_{вн} + R_3 + R_4)$ – коэффициент передачи напряжения u_y на входы компараторов; $R_{вн}$ – внутреннее сопротивление источника внешнего управляющего напряжения u_y , в качестве которого обычно служит регулятор тока; R_3 и R_4 – сопротивления входного делителя; $U_{см}$ – напряжение смещения,

$$U_{см} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{пит}. \quad (2)$$

$U_{пит}$ – напряжение питания микросхемы.

Из временных диаграмм, иллюстрирующих работу двух каналов ШИМ в режиме, когда оба уровня u_{yA} и u_{yB} пересекают кривую треугольного напряжения (рис. 2), видно, что длительность импульсов на выходах

$$t_A = \frac{T(U_{пор} + u_{yA})}{2U_{пор}}; \quad t_B = \frac{T(U_{пор} - u_{yB})}{2U_{пор}},$$

откуда с учётом выражений (1) получаем:

$$t_A = \frac{T}{2} \left(1 - a + K_d \frac{u_y}{U_{пор}} \right); \quad (3)$$

$$t_B = \frac{T}{2} \left(1 - a - K_d \frac{u_y}{U_{пор}} \right), \quad (4)$$

где $U_{пор}$ – пороговое напряжение внутреннего генератора микросхемы, примерно равное 3,75 В при $U_{пит} = 15$ В.

В зависимости от значения коэффициента $a = U_{см} / U_{пор}$ возможны четыре различных режима работы ШИМ-контроллера UC1637/2637/3637 [1, 3].

В первом основном режиме выбирается $a = 1$, т. е. $U_{см} = U_{пор}$, и согласно (1) при $u_y > 0$ имеем $u_{yA} > -U_{пор}$, $u_{yB} > U_{пор}$, уровень u_{yB} не пересекает кривую u_T . Компаратор CB на рис. 1 перестает переключаться и остаётся в состоянии, соответствующем низкому уровню напряжения u_B . Поэтому на выходе $B_{вых}$ будет под-

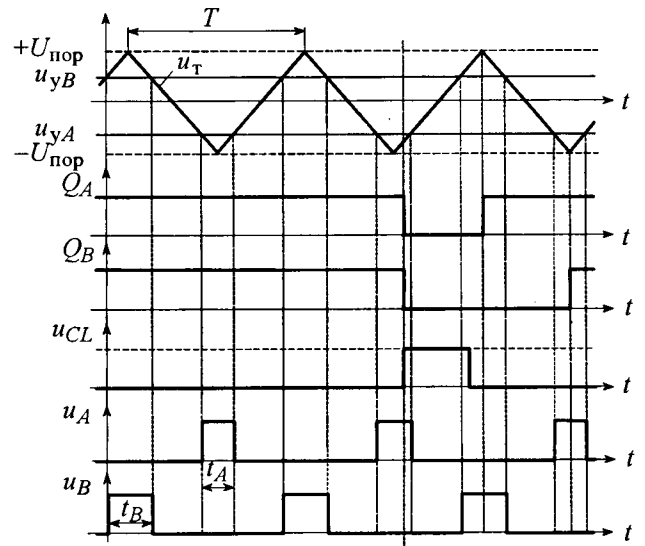


Рис. 2. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу ШИМ-2

держиваться отрицательное напряжение $-U_{пит}$. Компаратор CA будет переключаться, формируя на выходе положительные импульсы u_A регулируемой длительности $t_A = \gamma T$. В этом режиме относительная длительность импульса $\gamma = t_A / T$ регулируется в диапазоне от 0 при $u_{yA} = -U_{пор}$ до 1 при $u_{yA} = U_{пор}$, что согласно (1) и (2) соответствует изменению внешнего управляющего напряжения u_y от 0 до $2U_{пор} / K_d$. На выходе $A_{вых}$ формируется двухполярное напряжение, вызывающее противофазное переключение силовых транзисторов соответствующей стойки моста [4]. В этом режиме реализуется несимметричный закон переключений силовых транзисторов моста [4], среднее значение выходного напряжения импульсного преобразователя

$$u_{вых.ср} = \frac{K_d u_y E}{2U_{пор}}, \quad (5)$$

где E – напряжение питания моста.

Исследованиями отечественных и зарубежных авторов установлено, что в импульсных системах с подчинённым регулированием устойчивость быстродействующего токового контура необходимо анализировать точными дискретными методами, а контур напряжения (или скорости) может анализироваться приближёнными методами усреднения [7].

Рассмотрим устойчивость токового контура системы регулирования при работе преобразователя в первом режиме. Управляющим напряжением u_y является выходное напряжение ПИ-регулятора тока $u_{рт}$. Для определённости рассмотрим случай $u_y = u_{рт} > 0$.

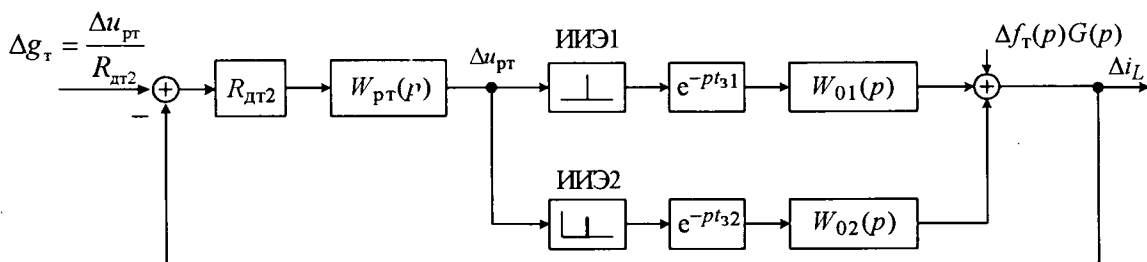


Рис.3. Импульсная модель импульсного преобразователя с двусторонней ШИМ-2

На рис.3 представлена линейная импульсная модель токового контура импульсной системы с двусторонней ШИМ-2, где идеальный импульсный элемент ИИЭ1 срабатывает в моменты времени, соответствующие точкам пересечения кривой внутреннего управляющего напряжения микросхемы u_{yA} со спадающими участками треугольного напряжения ШИМ u_T (см. рис.2), а элемент ИИЭ2 – в моменты, соответствующие точкам пересечения кривой напряжения u_{yA} с нарастающими участками напряжения u_T [5, 6]. После импульсных элементов включены звенья запаздывания на время t_{31} и t_{32} , а также передаточные функции $W_{01}(p)$ и $W_{02}(p)$, которые определяются по формулам $W_{01}(p) = K_{\text{шим1}} EK_d G(p)$; $W_{02}(p) = K_{\text{шим2}} EK_d G(p)$,

Здесь $K_{\text{шим1}}$ и $K_{\text{шим2}}$ – коэффициенты усиления ШИМ на фронте и спаде выходного импульса, определяемые выражениями

$$K_{\text{шим1}} = \frac{1}{\dot{u}_{yA}(t_1) - \dot{u}_T(t_1)}; K_{\text{шим2}} = -\frac{1}{\dot{u}_{yA}(t_2) - \dot{u}_T(t_2)},$$

где $\dot{u}_T(t)$ и $\dot{u}_{yA}(t)$ – производные по времени треугольного напряжения и внутреннего управляющего напряжения; t_1 и t_2 – моменты пересечений кривой напряжения $u_{yA}(t)$ со спадающим и нарастающим участками напряжения $u_T(t)$ [5, 6]; $\Delta g(t) = \Delta u_{\text{пр}}/R_{\text{дт}}$; $\Delta f_T(t)$ – возмущающее воздействие токового контура, усреднённое значение которого равно $\gamma \Delta E - \Delta u_{\text{вых.ср}}$; $R_{\text{дт}}$ – сопротивление передачи датчика тока.

Передаточная функция силовой части токового контура

$$G(p) = \frac{1}{r(T_1 p + 1)}, \quad (6)$$

где $T_1 = L/r$ – постоянная времени; L – индуктив-

ность силового дросселя, а при двигательной нагрузке индуктивность цепи якоря электродвигателя; r – активное сопротивление цепи.

Передаточная функция регулятора тока

$$W_{\text{пр}}(p) = K_{\text{пр}} \frac{T_2 p + 1}{p},$$

где $K_{\text{пр}}$ и T_2 – коэффициент усиления и постоянная времени регулятора.

Характеристическое уравнение системы имеет вид

$$z^2 + a_1 z + a_2 = 0, \quad (7)$$

где выражения для коэффициентов a_1 и a_2 известны [5].

Как известно [6], для устойчивости рассматриваемой системы необходимо и достаточно выполнения трёх условий:

$$1 + a_1 + a_2 > 0; 1 - a_1 + a_2 > 0; 1 - a_2 > 0. \quad (8)$$

В данном случае построение границ устойчивости представляет трудности, поскольку они зависят от двух коэффициентов усиления $K_i = R_{\text{дт}} K_{\text{пр}} K_{\text{шим}i} / r$, $i = 1, 2$, постоянных времени T_1/T , T_2/T и относительной длительности импульса напряжения на якоре $\gamma = \gamma_1 - \gamma_{31} + \gamma_{32}$ в стационарном режиме; $\gamma_1 = (t_2 - t_1)/T$; $\gamma_{31} = t_{31}/T$; $\gamma_{32} = t_{32}/T$. Коэффициенты K_1 и K_2 могут отличаться за счёт неравенства $K_{\text{шим1}}$ и $K_{\text{шим2}}$.

Введём средний коэффициент усиления двух каналов $K = (K_1 + K_2)/2$. Тогда $K_1 = K + \Delta K$, $K_2 = K - \Delta K$. Исследования показывают [7], что в качестве обобщённого коэффициента токового контура целесообразно рассматривать величину KT/T_1 , поскольку на практике $T_1/T \gg 1$ и при одинаковых значениях KT/T_1 , но различных T_1 , динамика системы отличается незначительно.

Для расчёта границ устойчивости условия устойчивости (8) представим в следующем виде:

$$K < \frac{2}{1 - (\Delta K/K^2)1 - d + (1 - T_2/T_1)(d^{1-\gamma_{31}} + d^{1-\gamma_{32}} - d^{\gamma_1-\gamma_{31}} - d^{1-\gamma_1-\gamma_{32}})}; \quad (9)$$

$$AK^2 + BK + C > 0; \quad (10)$$

$$\beta_1 K^2 + \beta_2 K + 1 - d > 0, \quad (11)$$

где $d = e^{-T/T_1}$; $A = \left[1 - \left(\frac{\Delta K}{K} \right)^2 \right] \left[1 + d - \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right) (d^{1-\gamma_{31}} + d^{1-\gamma_{32}} + d^{\gamma_{11}-\gamma_{31}} + d^{1-\gamma_{11}-\gamma_{32}}) + 2 \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right)^2 d^{1-\gamma_{11}-\gamma_{32}} \right];$

$$B = 2 \left\{ -(1+d) + \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right) \left[d^{1-\gamma_{31}} + d^{1-\gamma_{32}} + \frac{\Delta K}{K} (d^{1-\gamma_{31}} - d^{1-\gamma_{32}}) \right] \right\}; \quad C = 2(1+d); \quad \beta_1 = \left[1 - \left(\frac{\Delta K}{K} \right)^2 \right] \times$$

$$\times \left[-d + \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right) (d^{1-\gamma_{31}} + d^{1-\gamma_{32}}) - \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right)^2 d^{1-\gamma_{11}-\gamma_{32}} \right]; \quad \beta_2 = 2d - \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right) \left[d^{1-\gamma_{31}} + d^{1-\gamma_{32}} + \frac{\Delta K}{K} (d^{1-\gamma_{31}} - d^{1-\gamma_{32}}) \right].$$

Для подтверждения правильности полученных выражений, рассмотрим частные случаи.

1. Модуляция только спада импульса на выходе ШИМ, когда в полученных выражениях следует принимать $K_1 = 0$; $\Delta K/K = -1$; $K_2 = 2K$. В этом случае условие (9) примет вид

$$K_2(1-d) > 0$$

и всегда выполняется, поскольку $d < 1$.

В неравенстве (10) $A = 0$; $B = 2 \left[-(1+d) + 2 \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right) d^{1-\gamma_{32}} \right]$, поэтому условие (10) принимает известный из [7] вид

$$K < \frac{1+d}{1+d-2 \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right) d^{1-\gamma_{32}}},$$

где $K = K_2/2$.

В неравенстве (11) $\beta_1 = 0$; $\beta_2 = 2 \left[d - \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right) d^{1-\gamma_{32}} \right] > 0$ и в данном случае условие (11) всегда выполняется.

2. Модуляция только фронта импульса на выходе ШИМ, когда в полученных выражениях $\Delta K/K = 1$; $K_1 = 2K$; $K_2 = 0$. Как и в предыдущем случае, условие (9) всегда выполняется, в условии (10) $A = 0$, а коэффициент B и условие для K отличаются только тем, что относительное запаздывание при выключении силового транзистора γ_{32} , необходимо заменить на относительное запаздывание при включении γ_{31} .

В неравенстве (11), как и в предыдущем случае, $\beta_1 = 0$, а $\beta_2 = 2 \left[d - \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right) d^{1-\gamma_{31}} \right] > 0$ и условие (11) всегда выполняется. Из этих двух примеров видно, что на устойчивость влияет только запаздывание модулируемого фронта импульса на выходе ШИМ.

При дальнейших расчётах правую часть неравенства (9), представляющую собой критический коэффициент усиления, будем обозначать $K_{кр1}$, решения уравнения $AK^2 + BK + C = 0$ – через $K_{кр2}$ и $K_{кр3}$, положительное решение уравнения $\beta_1 K^2 + \beta_2 K + 1 - d = 0$ (при $\beta_1 < 0$ и $\beta_2 > 0$) – через $K_{кр4}$.

$$\frac{TK_{кр2,3}}{T_1} = \frac{-\bar{B} \pm \sqrt{\bar{B}^2 - 4\bar{A}\bar{C}}}{2\bar{A}}, \quad (12)$$

$$\frac{TK_{\text{кр}4}}{T_1} = \frac{-\bar{\beta}_2 - \sqrt{\bar{\beta}_2^2 - 4\bar{\beta}_1(1-d)}}{2\bar{\beta}_1}, \quad (13)$$

где $\bar{A} = A(T_1/T)^2$; $\bar{B} = BT_1/T$; $\bar{\beta}_1 = \beta_1(T_1/T)^2$; $\bar{\beta}_2 = \beta_2 T_1/T$.

Большой интерес представляют упрощённые формулы для расчёта критического коэффициента усиления $K_{\text{кр}1}$ и коэффициентов неравенств (10) и (11), получаемые с учётом того, что практически отношение T/T_1 имеет порядок 0,01. Используя замену экспонент их квадратичными приближениями при расчётах $K_{\text{кр}1}$, A , B , линейными при расчёте β_1 и β_2 , получаем:

$$\frac{K_{\text{кр}1}T}{T} = \frac{2}{\left[1 - \left(\frac{\Delta K}{K}\right)^2\right] \left\{ \frac{T_2}{T} + \frac{1 - T_2/T_1}{1 - T/(2T_1)} [\gamma(1 - \gamma_1) - \gamma_{32}] \right\}}; \quad (14)$$

$$\bar{A} = \left[1 - \left(\frac{\Delta K}{K}\right)^2\right] \left[\gamma(1 - \gamma_1) + \frac{T_2}{T} \left(1 + 2\frac{T_2}{T}\right) - \gamma_{32}(1 - 2\gamma_{31}) - 2(\gamma_{31} + \gamma_{32})\frac{T_2}{T} \right];$$

$$\bar{B} = -2 \left[1 + 2\frac{T_2}{T} - (\gamma_{31} + \gamma_{32}) - \frac{\Delta K}{K}(\gamma_{31} - \gamma_{32}) \right]; \quad (15)$$

$$\bar{\beta}_1 = - \left[1 - \left(\frac{\Delta K}{K}\right)^2 \right] \left[\frac{T_2}{T} \left(1 - \frac{T}{T_1}\right) - \left(1 - \frac{T_2}{T}\right)(\gamma_{31} + \gamma_{32}) \right];$$

$$\bar{\beta}_2 = 2\frac{T_2}{T} \left(1 - \frac{T}{T_1}\right) - \left(1 - \frac{T_2}{T_1}\right) \left[\gamma_{31} + \gamma_{32} + \frac{\Delta K}{K}(\gamma_{31} - \gamma_{32}) \right].$$

Из выражений (15) видно, что поскольку коэффициенты A и β_1 пропорциональны $(T_1/T)^2$, а коэффициенты T_1/T и β_2 пропорциональны T_1/T , их преобразование в коэффициенты с чёрточкой позволяет избежать в (12) и (13) арифметических операций с малыми величинами. При регулировании γ меняются коэффициент усиления $K_{\text{кр}1}$ и коэффициент A неравенства (10). Коэффициенты B_1 , β_1 и β при регулировании γ не меняются.

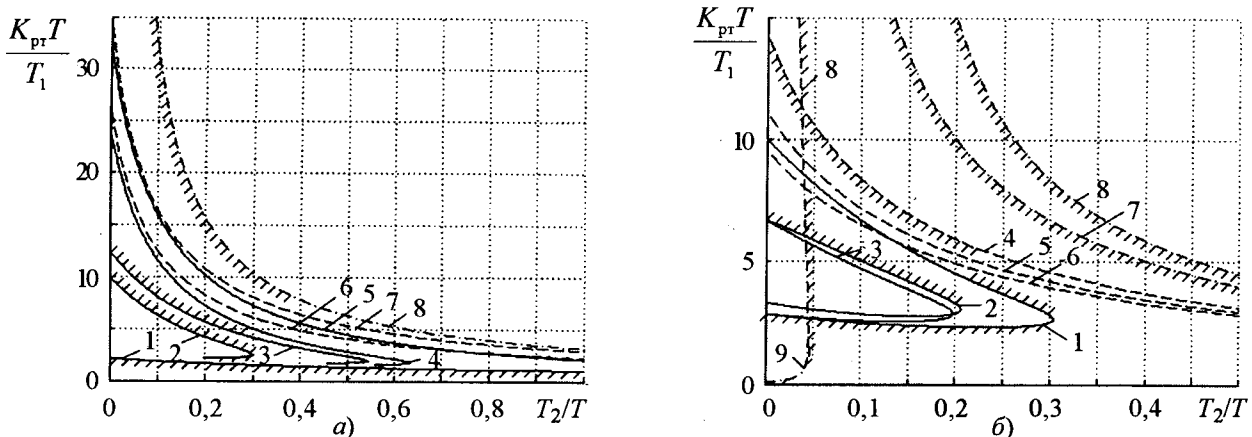


Рис. 4. Расчётные границы областей устойчивости (область устойчивости располагается со стороны штриховки) без учёта запаздываний при включении и выключении силовых транзисторов (а) и с учётом запаздываний при $\Delta K/K = 0$; $\gamma_1 = 0,3$ (б):

a – границы устойчивости по второму условию (1 – $\Delta K/K = -1$; $\gamma = 0,1$; 2 – $\Delta K/K = 0$; $\gamma = 0,2$; 3 – $\Delta K/K = 0,4$; $\gamma = 0,2$; 4 – $\Delta K/K = 0,4$; $\gamma = 0,1$; 5 – $\Delta K/K = 0,6$; $\gamma = 0,1$); по первому условию (6 – $\Delta K/K = 0,4$; $\gamma = 0,1$; 7 – $\Delta K/K = 0,6$; $\gamma = 0,1$); по третьему условию (8 – $\Delta K/K = 0,6$; $\gamma = 0,1$); b – границы по второму условию (1 – $\gamma_{31} = 0,1$; $\gamma_{32} = 0$; 2 – $\gamma_{31} = 0$; $\gamma_{32} = 0,1$; 3 – $\gamma_{31} = 0$; $\gamma_{32} = 0$); по первому условию (4 – $\gamma_{31} = 0,1$; $\gamma_{32} = 0$; 5 – $\gamma_{31} = 0$; $\gamma_{32} = 0,1$; 6 – $\gamma_{31} = 0$; $\gamma_{32} = 0$); по третьему условию (7 – $\gamma_{31} = 0$; $\gamma_{32} = 0$; 8, 9 – $\gamma_{31} = 0,1$; $\gamma_{32} = 0$ или $\gamma_{31} = 0$; $\gamma_{32} = 0,1$)

На рис.4 представлены границы устойчивости, рассчитанные по условиям (9)–(11) для $T/T_1 = 0,01$. При отсутствии запаздываний кривые для относительной длительности включенного состояния γ совпадают с кривыми для длительности $1 - \gamma$. Определяющими условиями устойчивости являются второе и первое, при этом граница по второму условию (кривые 1–5) состоит из двух ветвей, причём нижняя ветвь соответствует условию $K < K_{кр2}$, верхняя ветвь – $K > K_{кр3}$. Область устойчивости $K > K_{кр3}$ сверху ограничивается границей по первому условию $K < K_{кр1}$. Граница устойчивости по третьему условию $K < K_{кр4}$ располагается заведомо выше границы по первому условию. Нижняя граница по второму условию $K < K_{кр2}$ мало меняется при изменении $\Delta K/K$, γ и практически сливается с границей устойчивости при односторонней модуляции ($\Delta K/K = \pm 1$), при которой верхняя ветвь границы уходит в бесконечность.

Кривые, рассчитанные по упрощённым формулам (14), (15), при реальных значениях параметров практически не отличаются от представленных на рис.4.

Как видно из рис.4,б, запаздывания при включении t_{31} и выключении t_{32} начинают существенно влиять на устойчивость, когда γ_{31} , γ_{32} достигают значений 0,05–0,1. При этом определяющим может стать и третье условие (8), неравенство (11) может иметь два решения (см. кривые 8 и 9 на рис.4,б) вместо одного, определяемого выражением (13).

Выводы

1. Получены и проиллюстрированы графиками точные и приближённые условия устойчивости системы с двусторонней ШИМ-2 и ПИ-регулятором тока с учётом возможных запаздываний при включении и выключении силовых транзисторов; обоснованы простые алгоритмы расчёта границ областей устойчивости.

2. Полученные точные и приближённые аналитические соотношения в качестве частных случаев охватывают ранее рассмотренные в литературе системы с односторонней ШИМ-2, интегральными и ПИ-регуляторами тока.

3. Приближённые аналитические соотношения при реальных значениях параметров дают результаты, мало отличающиеся от точных, но

намного удобнее для практических расчётов и анализа, поскольку позволяют свести достаточно сложные зависимости границ устойчивости от параметров системы к наиболее простым функциям (линейным, квадратичным и др.).

4. Запаздывания при включении t_{31} и выключении t_{32} начинают существенно влиять на устойчивость системы, когда достигают значений 0,05–0,1 от периода T . Полученные соотношения подтверждают известное из теории систем с односторонней модуляцией утверждение о том, что на устойчивость влияет лишь запаздывание модулируемого фронта импульса (при двусторонней ШИМ-2 модулируются оба фронта).

Список литературы

1. UC1637/2637/3637 Switched Mode Controller for DC Motor Drive // Product and applications / Handbook 1995-96 / Integrated circuits Unitrode. P. 10-75–10-85.
2. Поздеев А.Д., Никитин В.М., Пименов В.М. Динамическая модель для малых отклонений систем с двусторонней широтно-импульсной модуляцией // Электричество. 1981. №9. С.66–68.
3. Белов Г.А., Белов С.Г., Лукьян Д.С. Статические характеристики реверсивного DC-преобразователя с двигательной нагрузкой, управляемого от серийного ШИМ-контроллера // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Материалы VII Всероссийской научно-технической конференции. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ГУ, 2007. С. 265–276.
4. Глазенько Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. Л.: Энергия, 1973.
5. Белов Г.А., Лукьян Д.С. Устойчивость импульсной системы с двусторонней широтно-импульсной модуляцией второго рода // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Материалы VII Всероссийской научно-технической конференции. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ГУ, 2007. С.36–46.
6. Белов Г.А. Динамика импульсных преобразователей. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001.
7. Белов Г.А. Импульсные модели и устойчивость токовых контуров импульсных преобразователей с ПИ-регулятором тока дросселя // Практическая силовая электроника. 2006. №22. С.36–43.

Белов Геннадий Александрович – заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского ГУ, доктор техн. наук, проф. В 1961 г. окончил факультет электронной техники МЭИ. В 1991 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию по теме "Развитие теории и разработка импульсных полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения".

Лукьян Дмитрий Сергеевич – магистрант по направлению "Системный анализ и управление" университета "Дубна". Окончил бакалавриат кафедры промышленной электроники Чувашского ГУ в 2007 г.

Григорий Бенционович Лазарев

Исполнилось 70 лет Григорию Бенционовичу Лазареву.

С 1961 по 1968 г. Г.Б. Лазарев работал сначала в НИИ завода "Электротяжмаш", а затем на кафедре "Промышленная электроника" Харьковского политехнического института, где занимался внедрением систем ионного возбуждения с автоматическим регулятором сильного действия на первых отечественных турбогенераторах ТГВ-200, а также системами управления переключателем режимов мощных выпрямительно-инверторных агрегатов тяговых подстанций железных дорог.

С 1968 г. Г.Б. Лазарев работал в Государственном научно-исследовательском энергетическом институте (ЭНИИ) им. Г.М. Кржижановского, где в 1978 г. защитил кандидатскую диссертацию, в которой обобщил результаты исследований электромагнитных процессов в нестационарных режимах высоковольтных преобразователей частоты. С 1981 г. он работает во ВНИИЭ.

За 40 лет работы в электроэнергетической отрасли он внёс значительный вклад в развитие теории электромагнитных и электромеханических процессов в электромашино-вентильных системах и, прежде всего, в высоковольтных преобразователях частоты, что получило отражение в книге "Регулируемый электропривод механизмов собственных нужд ТЭС", а также в многочисленных статьях и докладах.

Г.Б. Лазарев занимался разработкой, освоением промышленного производства и внедрением высоковольтных тиристорных пуско-остановочных устройств для частотного пуска и рекуперативного торможения обратимых синхронных гидрогенераторов ГАЭС, синхронных компенсаторов, турбокомпенсаторов, комплексными исследованиями новых схем автономных инверторов тока с улучшенными характеристиками для высоковольтных частотно-регулируемых асинхронных электроприводов и многими другими разработками.



С 1981 по 1995 гг. он был научным руководителем работ НПО "Электротехника", в котором с его непосредственным участием впервые была создана серия высоковольтных преобразователей для частотно-регулируемых асинхронных электроприводов серии ЭТВА (800–6300 кВт, 6000 и 10000 В), не имевшая в то время аналогов в мире, а также серия высоковольтных преобразователей частоты СПЧРС на напряжение 6000–15000 В и мощность 800–25000 кВт.

При непосредственном участии Г.Б. Лазарева и под его руководством выполнен ряд проектов и введены в эксплуатацию на электростанциях России, Украины, Молдавии, Польши, Китая более 50 высоковольтных частотно-регулируемых электроприводов питательных и сетевых насосов, дымососов и дутьевых вентиляторов, а на Круонисской и Загорской ГАЭС, Балтийской ТЭС введены тиристорные пуско-остановочные устройства на базе высоковольтных преобразователей частоты 25000 кВт, 15750 В и 2500 кВт, 6300 В.

В последние годы коллектив специалистов, возглавляемый Г.Б. Лазаревым, ведёт работы по проекту высоковольтных частотно-регулируемых электроприводов главных циркуляционных насосов для реакторной уста-

новки на "быстрых" нейтронах энергоблока 800 МВт Белоярской АЭС.

Большое внимание Г.Б. Лазарев уделяет разработке нормативно-технической и методологической документации.

Работы Г.Б. Лазарева характеризуются сочетанием чётких формулировок задач с высоким научным уровнем и строгостью их решений, внося значительный вклад в разработку научно-технических основ создания и внедрения новых систем энергосберегающего автоматизированного электропривода на основе преобразователей частоты.

Г.Б. Лазарев является автором и соавтором 115 публикаций, в том числе 4 книг, а также 42 авторских свидетельств СССР и патентов РФ на изобретения. Ряд изобретений запатентован в Италии, США, Швеции, Швейцарии, ФРГ, Чехии.

За внедрение изобретений в производство он награждён знаком "Изобретатель СССР", а за внедрение частотно-регулируемых электроприводов на ТЭС – серебряной медалью ВДНХ. Г.Б. Лазарев награждён Почётной грамотой РАО "ЕЭС России", в 1998 г. ему было присвоено звание "Почётный энергетик", а в 2004 г. – звание "Почётный работник топливно-энергетического комплекса".

Г.Б. Лазарев ведёт работу с аспирантами, под его руководством защищены две кандидатские диссертации.

Научную и практическую работу Г.Б. Лазарев успешно совмещает с большой общественной работой, являясь членом научно-технического совета ВНИИЭ, членом электротехнической секции научно-технического совета ОАО "ГидроОГК", исполнителем директором Общества инженеров силовой электроники, советником Международной ассоциации "Интерэлектромаш", членом редколлегии журнала "Электротехника".

В 2006 г. он избран членом-корреспондентом, а в 2008 г. – действительным членом Академии электрических наук РФ.

Редакция и редколлегия журнала "Электротехника", Правление Общества инженеров силовой электроники, коллеги поздравляют Григория Бенционовича с юбилеем и желают ему здоровья и дальнейших творческих успехов.

Издательский дом МЭИ выпустил учебник для вузов «Силовая электроника» Розанова Ю.К., Рябчицкого М.В. и Кваснюка А.А. Учебник состоит из трёх частей: основные элементы силовых электронных устройств, основные виды силовых электронных устройств и применение силовых электронных устройств. В учебнике рассмотрены принципы действия, типовые характеристики и области рационального применения преобразователей электроэнергии, регуляторов, статических коммутационных устройств и их основных элементов. В доступной форме даны методы анализа схем и принципов управления силовых электронных устройств.

Подробно рассмотрены методы импульсной модуляции напряжений и токов полностью управляемых полупроводниковых ключей. Приведены многочисленные примеры применения силовых электронных устройств в различных областях техники, рекомендации по их эксплуатации и обеспечению электромагнитной совместимости. Материал хорошо иллюстрирован с использованием компьютерных моделей.

Учебник рассчитан на студентов электротехнических специальностей и рекомендован корпоративным энергетическим университетом РАО «ЕЭС России» в качестве учебника для системы подготовки, переподготовки и повышения квалификации персонала РАО. Учебник может быть полезен широкому кругу специалистов, работающих в области разработки и применения устройств силовой электроники.

Рукопись учебника признана победителем общероссийского Конкурса рукописей учебной, научно-технической и справочной литературы по энергетике в 2006 г.