

*На правах рукописи*

ДАНИЛИНА АНАСТАСИЯ НИКОЛАЕВНА

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ТРЕХФАЗНЫХ  
ТРАНЗИСТОРНЫХ ЦЕНТРАЛИЗОВАННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ  
ЧАСТОТЫ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ  
АППАРАТОВ

Специальность 05.09.03 – "Электротехнические комплексы и системы"

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Москва – 2013 г.

Работа выполнена на кафедре "Микроэлектронные электросистемы" Московского авиационного института (национального исследовательского университета)

Научный руководитель кандидат технических наук, доцент  
Аверин Сергей Владимирович

Официальные оппоненты: Резников Станислав Борисович, доктор технических наук, профессор кафедры «Теоретическая электротехника» ФГБОУ ВПО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)» (МАИ)

Стецюк Николай Петрович, кандидат технических наук, старший военный инспектор по авиационным и космическим системам Военная инспекция Министерства обороны РФ

Ведущая организация ЗАО «ММП – Ирбис»

Защита состоится «19» ноября 2013 г. в 11 час. 00 мин. на заседании диссертационного совета Д 212.125.07 при Московском авиационном институте (национальном исследовательском университете) по адресу: 125993, г. Москва, А-80, ГСП-3, Волоколамское ш., д.4, зал заседаний Ученого совета.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Московского авиационного института (национального исследовательского университета).

Ваш отзыв на автореферат в одном экземпляре, заверенный печатью учреждения, просим направлять по указанному адресу.

Автореферат разослан «18» октября 2013 г.

Ученый секретарь  
диссертационного совета Д 212.125.07  
к.т.н., доцент

А.Б. Кондратьев

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность работы.** В настоящее время на борту летательных аппаратов широко применяются различные транзисторные преобразователи, среди которых важное, если не центральное, место занимают преобразователи частоты первичного источника электроэнергии. Особенную важность преобразователи частоты получили с развитием концепции самолета с повышенным уровнем электрификации с введением ГОСТ 53074-2010, где изменение частоты первичного источника находится в пределах от 360 до 800 Гц, тогда как для ряда ответственных потребителей допустимое отклонение частоты составляет не более 5% от номинального значения. Поэтому разработке транзисторных преобразователей частоты (ТПЧ) уделяется повышенное внимание, направленное на улучшение их характеристик, что, в конечном счете, в той или иной мере повышает их эффективность.

Основой ТПЧ является инвертор напряжения, проектирование которых требует решения следующих задач: разработка инверторов с широким диапазоном изменения параметров входного напряжения; разработка эффективных средств регулирования и контроля выходных параметров инвертора; создание схем оптимального управления режимом формирования, регулирования и стабилизации параметров выходного напряжения, защиты преобразователя от аварийных режимов; разработка средств автоконтроля и диагностики. При этом все функциональные узлы должны быть конструктивно и информационно совмещены в единой системе преобразователя.

К настоящему времени подробно разработаны: вопросы расчета параметров силового контура, формирования траектории переключения силовых ключей; методы борьбы со сквозными токами; выбор параметров LC-фильтра; исследованы процессы в основных режимах работы. В тоже время следует отметить, что процессы в преобразователях весьма сложны и продолжают привлекать внимание специалистов, о чем свидетельствует непрерывающийся поток публикаций на эту тему. Диапазон выходных напряжений при одном варианте питания (типы сетей переменного тока согласно с ГОСТ 53074-2010) достаточно узок и требует дополнительного узла преобразования, что снижает эффективность передачи энергии от первичного источника к нагрузке.

Большое внимание уделяется разработке эффективных алгоритмов формирования закона переключения транзисторов силового каскада. Разработаны схемы управления, основанные на алгоритмах широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону (ШИМ-СИН), широтно-импульсной модуляции по ступенчатому закону (ШИМ-СТ), кодового широтно-импульсного регулирования (ШИР-КД). Снижение коэффициента гармоник оставляет широкое поле деятельности для оптимизации по массогабаритным характеристикам. Выявление новых

алгоритмов повышает конкурентоспособность производимых инверторов, что также является признаком повышения эффективности ТПЧ.

Оптимизация массогабаритных показателей входного и выходного фильтров является крайне важным вопросом при решении общей задачи оптимизации устройства по массе. Пульсации напряжения первичной сети частично сглаживаются входным фильтром. Полное сглаживание приведет к непомерному увеличению массы фильтра. В результате часть пульсаций передается далее на мостовой коммутатор инвертора и сглаживается выходным фильтром инвертора. Расчет оптимальных параметров обоих фильтров позволит получить минимальные по массе фильтры при заданном качестве выходного напряжения.

Большой вклад в разработку преобразователей энергии для систем электроснабжения летательных аппаратов внесли Ю. И. Конев, Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Г. М. Малышков, В. А. Головацкий, В. С. Моин, А. В. Лукин, С. Б. Резников, А. И. Бертинов, В. Т. Морозовский, И. М. Синдеев, С. С. Букреев, Е. Е. Чаплыгин, В. И. Мелешин, Г. С. Мыцык, А. В. Кобзев и др. Большое количество разработок посвящено инверторам со звеном постоянного тока. Однако вопросы, связанные с обратимостью потока энергии через звено постоянного тока, в авиационных системах освещены недостаточно.

Современные методы повышения эффективности основаны на повышении КПД преобразователя. Вопросы, связанные с уменьшением основных потерь (статических и динамических), подробно изучены. Уменьшение статических потерь возможно за счет соответствующего выбора полупроводниковых приборов и задания режимов с малыми пульсациями тока. Динамические потери, вызванные инерционностью полупроводниковых приборов, паразитными параметрами электромагнитных и емкостных компонентов, а также проводников, минимизируются схемотехническими решениями и программными средствами блока управления, чему так же посвящено большое количество научных работ.

Однако повышение КПД является далеко не единственным аспектом повышения эффективности преобразователя. Рассмотрим какие аспекты также влияют на эффективность.

Один из немаловажных аспектов – конструктивный. Действительно, преобразователь с более простой конструкцией имеет меньшее число элементов и, как следствие, большую надежность и меньшую стоимость. Нельзя не отметить, что различные аспекты взаимно влияют друг на друга. Так увеличение КПД уменьшает нагрев компонентов и тем самым увеличивает их надежность и упрощает конструкцию, так как не требует сложных решений по отводу тепла.

Таким образом, проблема повышения эффективности ТПЧ является актуальной.

**Целью работы** является исследование факторов, влияющих на эффективность работы преобразователей частоты и поиск путей решения, позволяющих создавать преобразователи с

заданным качеством выходного напряжения при минимуме затрат на реализацию и расширении функциональных возможностей преобразователей частоты СЭС ЛА.

Достижение этой цели позволит создавать простые в эксплуатации, высокоэффективные транзисторные преобразователи частоты. Для этого был проведен анализ требований к трехфазным транзисторным преобразователям частоты, разработка алгоритмов управления преобразователем частоты, позволяющих достичь заданного качества выходного напряжения при пониженной частоте коммутации, разработка структурных решений, позволяющих осуществлять двунаправленную передачу энергии через транзисторный преобразователь частоты СЭС ЛА.

**Методы исследования.** При получении основных результатов в работе использованы методы математического анализа, теоретических основ электротехники, теории автоматического управления, гармонического анализа. Достоверность и эффективность разработанных алгоритмов управления транзисторными преобразователями частоты подтверждается совпадением результатов расчетов различными методами и компьютерного моделирования.

**Научная новизна** работы заключается в следующем:

1. Проведен анализ существующих силовых каскадов трехфазных транзисторных преобразователей частоты и выявлены структуры отвечающие требованиям, предъявляемым к преобразователям СЭС ЛА;
2. Предложен новый алгоритм формирования напряжений на входе силового фильтра преобразователя, позволяющий снизить массогабаритные показатели ТТПЧ без значительного увеличения частоты коммутации силовых ключей;
3. Проведен анализ существующих способов обеспечения рекуперации электроэнергии в сеть;
4. Предложен алгоритм управления ключами рекуперативного блока, обеспечивающий рекуперацию электроэнергии от нагрузки и внутренних элементов преобразователя в сеть.
5. Получено логическое выражение для функции определения необходимости рекуперации.

**Практическая полезность.**

1. Разработан алгоритм управления трехфазным транзисторным преобразователем частоты на основе цифровых микроконтроллеров.
2. Разработаны схемотехнические решения организации рекуперации энергии.
3. Предложена компьютерная модель для анализа режимов работы транзисторных преобразователей частоты, позволяющая анализировать процессы при штатных и

переходных режимах.

4. Проведено исследование и оценка предложенных алгоритмов переключения, на основе компьютерной модели;
5. Результаты исследований использованы в научно-исследовательских работах АКБ «Якорь» и ОАО Аэроэлектромаш, а также используются в курсах электропривода и источников вторичного электропитания учебного процесса МАИ по кафедры 306.

**На защиту выносятся:**

1. алгоритм многоуровневого ШИР-КД формирования и регулирования многоуровневого выходного напряжения преобразователя частоты и методика синтеза управляющего сигнала силового каскада;
2. компьютерная модель трехфазного транзисторного преобразователя частоты, для анализа процессов в установившемся и переходных режимах;
3. методика оптимизации параметров по критерию минимума массы трехфазного транзисторного преобразователя частоты;
4. алгоритм переключения силовых элементов звена постоянного тока, обеспечивающий возврат энергии в сеть при нормальной и аварийной работе преобразователя частоты;
5. схемотехническая реализация схемы управления узлом рекуперации энергии;
6. схемотехническая реализация микропроцессорной схемы управления трёхфазным транзисторным преобразователем частоты в режиме многоуровневого ШИР-КД.

**Апробация результатов.** Основные результаты работ докладывались на:

- научно-практической конференции студентов и молодых ученых МАИ "Инновации в авиации и космонавтике – 2010", 26-30 апреля 2010 г., г. Москва;
- 10-й международной конференции "Авиация и космонавтика – 2011", 8-10 ноября 2011 г., г. Москва;
- всероссийской научно-технической конференции «Научно-технические проблемы электропитания», 1 декабря, 2011 г., г. Москва;
- 11-й международной конференции "Авиация и космонавтика – 2012", 13-15 ноября 2012 г., г. Москва.

**Публикации.** Результаты диссертации представлены в 14 работах, в том числе 8 статьях в изданиях, рекомендованных ВАК.

**Структура и объем работы.** Диссертационная работа включает в себя введение, четыре главы, общие выводы по работе, список сокращений и условных обозначений, список литературы, приложения. Общий объем диссертации составил 174 страницы, включая 101 рисунок и 2 таблицы.

## КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

**Во введении** обоснована актуальность повышения эффективности трехфазных транзисторных централизованных преобразователей частоты СЭС ЛА. Определены цели и задачи исследований, показана научная новизна и практическая полезность работы.

**В первой главе** проведён обзор существующих решений построения систем электроснабжения, который показал, что СЭС с приводами постоянной скорости (ППС) в настоящее время наиболее совершенны. Несмотря на имеющиеся недостатки, разрабатываемые в течении многих лет ППС обеспечивают наилучшие массогабаритные характеристики, но на современном этапе развития ППС достигли предела потенциальных возможностей.

В настоящее время в свете концепции самолета с повышенным уровнем электрификации возрастает роль СЭС с ПСПЧ на основе ТПЧ. Анализ параметров выпускаемых промышленных комплексов показал, что современная элементная база позволяет реализовать ТПЧ с различными структурами, удовлетворяющими требованиям, предъявляемым к централизованным ТПЧ СЭС ЛА.

Определено место трехфазных преобразователей частоты в структуре системы электроснабжения ЛА (рис. 1).

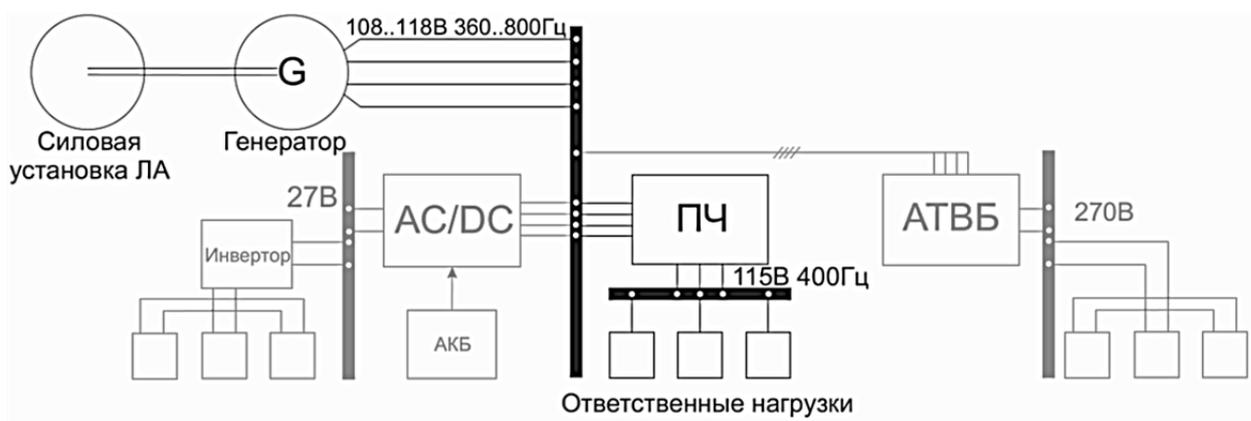


Рис. 1. Система электроснабжения летательного аппарата

Проведен анализ требований к трехфазным преобразователя частоты, среди которых: обеспечение необходимого качества электроэнергии, уменьшение массогабаритных характеристик, снижение сложности и стоимости устройства, возможность работы на несимметричную нагрузку.

Выполнение требований по оптимизации потребления электроэнергии на борту летательного аппарата ставит задачу создания бортовых преобразователей частоты с высокими удельными энергетическими характеристиками. Это влечет за собой применение новых схемотехнических и конструктивных решений.

Для сравнения предлагаемых решений необходимо оценить насколько один вариант

эффективнее другого.

Наиболее общий вид критерия оценки эффективности электроэнергетического комплекса имеет следующий вид:

$$K_{\text{ээр}} = \frac{\beta_{\Sigma} \gamma_{\Sigma} \sum_{i=1}^k (1 + \alpha_i) M_{Y_i}}{\eta_{\Sigma} \mu_{\text{ПН}} (1 - \xi)} \quad (1)$$

где  $M_{Y_i}$  - установочная масса элемента преобразователя;

$\xi$  - коэффициент масштабного эффекта;

$\eta_{\Sigma}$  - суммарный коэффициент преобразователя;

$\alpha_i$  - относительная масса системы охлаждения;

$\beta_i$  - относительная масса силовой установки и топлива необходимого для функционирования элемента преобразователя;

$\gamma_i$  - относительная масса топлива и топливной системы, необходимого для преодоления аэродинамического сопротивления, вызванного применением преобразователя;

$\mu_{\text{ПН}}$  - относительная масса суммарной полезной нагрузки, за исключением топлива, ЛА.

Применение этого критерия требует определения ряда коэффициентов, устанавливаемых экспертным подходом. Безусловно, экспертный подход позволяет решать задачи, не поддающиеся решению обычным аналитическим способом, в том числе такие как:

- выбор лучшего варианта решения среди имеющихся;
- прогнозирование развития процесса;
- поиск возможного решения сложных задач.

Однако доступ к экспертным коэффициентам затруднен и информация о них противоречива.

Анализ выражения (1) показывает, что наиболее существенным членом этого выражения является суммарная масса элементов рассматриваемого варианта структуры. Далее была рассмотрена процедура сравнения двух структур преобразователей частоты – инвертор с низкочастотным трансформатором и конвертор – инвертор. В качестве параметров сравнения выбраны одинаковая мощность на выходе инвертора при одинаковом коэффициенте гармоник выходного напряжения. Поскольку схема управления не несет в себе элементов значительной массы, то в расчете принимаем во внимание только силовую часть структур.

Проведенное сравнение подтвердило имеющиеся в научной литературе данные, что позволило сделать вывод о том, что предложенная методика адекватна.

**Во второй главе** показано, что использование многоуровневых структур преобразователей частоты позволяет достичь заданного качества многоимпульсного

напряжения, формируемого на входе силового фильтра, при меньшей частоты коммутации силовых ключей, что позволяет снизить массогабаритные показатели, требования к которым, как известно, достаточно высоки для электрооборудования летательных аппаратов. Улучшение массогабаритных и энергетических показателей ТПЧ с синусоидальным выходным напряжением для систем электроснабжения летательных аппаратов требует совершенствования способов формирования импульсных напряжений на входе силового фильтра.

Проведен анализ структур силовых каскадов многоуровневых инверторов: с ограничительными диодами (рис. 2а), с переключаемыми конденсаторами (рис. 2б) и каскадные многоуровневые инверторы (рис. 2в).

Рассмотрены различные методы формирования многоуровневого напряжения на входе силового фильтра инвертора: многозонная широтно-импульсная модуляция, оптимизация коэффициента гармоник, селективное исключение гармоник. Представлен способ формирования импульсного напряжения методом многоуровневого широтно-импульсного регулирования.

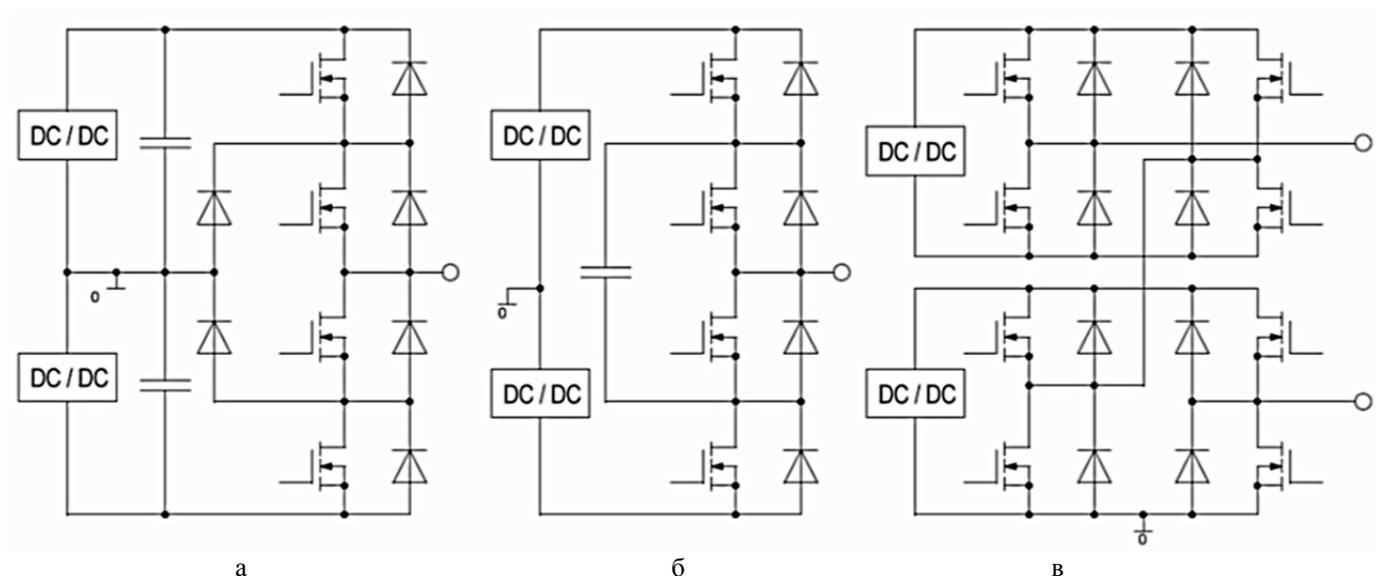


Рис. 2. Структуры силовых каскадов многоуровневых инверторов: (а) с ограничительными диодами, (б) с переключаемыми конденсаторами и (в) каскадный многоуровневый инвертор

Для каждого метода представлены формы многоуровневого напряжения (рис. 3). Также проведен сравнительный анализ спектральных составов многоуровневых напряжений при различных режимах формирования (рис. 4).

Показано, что при многозонной широтно-импульсной модуляции расчет моментов переключения требует решения нетрансцендентных уравнений (2), что существенно облегчает реализацию схемы управления микропроцессорными методами.

$$\alpha_u(k) = \frac{T_{\text{пил}}}{2} \left[ (2k + u - 2) - \frac{A}{A_{\text{пил}}} \sin \left( \omega(k - 1) + \frac{\pi}{p} \right) \right], \quad (2)$$

где  $u = 1, \dots, n$  и  $n = (L - 1) / 2$ ,  $L$  – число уровней.



Показано, что при оптимальной минимизации коэффициента гармоник, несмотря на минимальное значение коэффициента гармоник по сравнению со значениями коэффициента гармоник многоуровневых напряжений, полученных другими методами формирования, из спектрального состава напряжения не были исключены низшие из высших гармоник, что ухудшило коэффициент режекции, а следовательно масса силового фильтра не минимальна. Приведена система нелинейных уравнений (3), решение которой позволит найти моменты переключения.

$$(2p-1) \sum_{k=1}^s \cos \alpha_k + \left[ 2 \sum_{k=1}^s (2k-1) \alpha_k - \pi s^2 \right] \sin \alpha_p = 0, \quad (3)$$

где  $p = 1, 2, \dots, s$ , где  $s$  – число ступеней на половине периода.

Показано, что при селективном исключении гармоник, коэффициент режекции напряжения на входе силового фильтра получается минимальным. Описан способ нахождения моментов переключения решением системы нелинейных уравнений (4).

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_s) = \frac{sM\pi}{4}; \\ \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) + \dots + \cos(3\alpha_s) = 0; \\ \vdots \\ \cos(N\alpha_1) + \cos(N\alpha_2) + \dots + \cos(N\alpha_s) = 0. \end{cases} \quad (4)$$

В предложенном методе многоуровневого ШИР-КД расчет центров импульсов осуществляется решением системы уравнений (4), ширина импульсов изменяется в зависимости от коэффициента регулирования и постоянного коэффициента  $\Delta x = \pi / (2s) - \beta_{\max}$ , где  $\beta_{\max}$  – координата границы импульса при максимальном коэффициенте регулирования. Основным достоинством этого метода является линейная зависимость ширины импульсов от коэффициента регулирования, а следовательно схему управления силовыми ключами можно легко реализовать с помощью микроконтроллера. Показано что, в этом случае напряжение на входе силового фильтра по качеству практически не уступает напряжению, полученному методом селективного исключения гармоник.

Проведен сравнительный анализ зависимостей масс ТПЧ от частоты коммутации силовых ключей преобразователя частоты для представленных методов (рис. 5). Выявлено, что масса ТПЧ минимальна для метода селективного исключения гармоник.

**В третьей главе** проведен анализ необходимости обеспечения возвращения избыточной энергии от нагрузки или внутренних элементов преобразователя в сеть, что, вероятно, повысило бы эффективность преобразователей частоты.

Рассмотрены основные причины организации рекуперации энергии: работа с двигательными нагрузками, широкий диапазон изменения нагрузки, работа в режиме разрывных токов дросселя звена постоянного тока, возникновение межфазных замыканий.

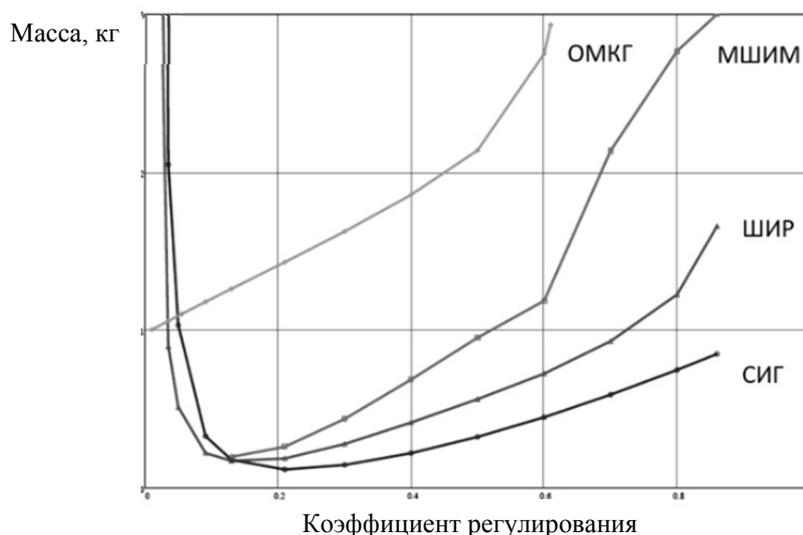


Рис. 5. Зависимости масс ТПЧ от частоты коммутации силовых ключей

Показано, что улучшение процессов потребления энергии в значительной мере зависит от обмена энергией между преобразователем и нагрузкой и между внутренними элементами преобразователя.

Традиционно при наличии потока энергии в звено постоянного тока преобразователя, особенно если нагрузка двигательная, избыток энергии рассеивается на резистивных элементах. Ряд фирм-производителей серийно выпускает драйверы для решения этой проблемы. Такой подход приводит к повышенному тепловыделению устройства, а следовательно к снижению КПД и надежности. Применение дополнительного охлаждения приведет к ухудшению массогабаритных показателей, требования к которым, как известно, для электрооборудования летательных аппаратов достаточно высоки.

Проведен анализ работы преобразователя частоты при параметрах силового фильтра, соответствующих минимальной массе. Выявлено возникновение режима разрывного тока, что приводит к значительному ухудшению качества напряжения относительно расчетного.

Проведен анализ работы преобразователя частоты при широком диапазоне изменения нагрузки и допустимом по стандарту небалансе фаз. Выявлено возникновение значительных перенапряжений на выходе преобразователя частоты. Эти перенапряжения могут привести к выходу нагрузок из строя.

Проведен анализ работы преобразователя частоты при возникновении межфазных замыканий. Выявлено, что наличие защиты от коротких замыканий приводит к нарастанию напряжения на выходном конденсаторе звена постоянного тока. Это может привести к выходу инвертора ТПЧ из строя.

Проведен анализ существующих решений организации рекуперации электроэнергии в сеть. Выявлено, что в общем современные методы основаны на работе ключей звена постоянного тока в режиме ШИМ с постоянной высокой частотой. Кроме того, в любом случае

существенно усложняется схема и алгоритмы управления.

Анализ существующих решений и условий работы нагрузок показал, что во время работы преобразователя прямой поток энергии в основном преобладает над реверсивным. Поэтому для преобразователя частоты наиболее целесообразно формировать режим рекуперации, используя низкочастотную коммутацию звена постоянного тока на полууправляемых ключах переменного тока. Прямой поток энергии от сети к нагрузке передается через традиционный диодный мост, а обратный поток – через управляемые ключи.

Для организации работы рекуперативного преобразователя необходимо решить две задачи:

1. определить момент, в который необходимо «включить» режим рекуперации;
2. определить фазу, в которую на текущем интервале следует рекуперировать.

Разработаны структурные схемы блоков определения фазы рекуперации и формирования сигнала о необходимости рекуперации (рис. 6).

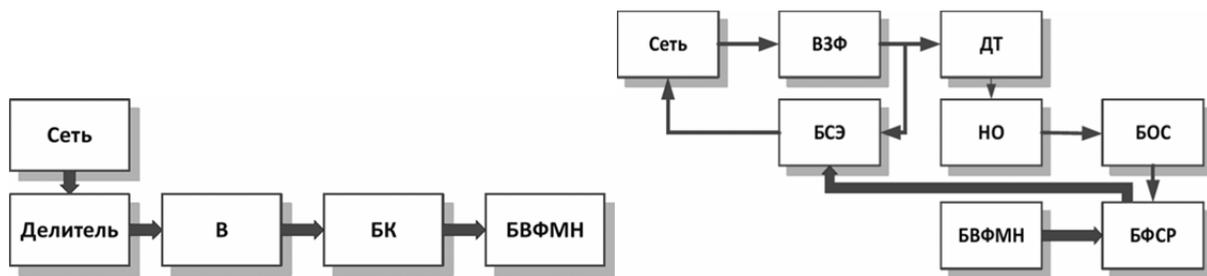


Рис. 6. Структурные схемы блока определения фазы рекуперации и блока формирования сигнала о необходимости рекуперации

Рассмотрена работа этих блоков (рис.7). Определена математическая формула этого сигнала (5).

$$RF1 = ((U_{F1} > U_{F2}) \wedge (U_{F1} > U_{F3})) \wedge (I = 0) \quad (5)$$

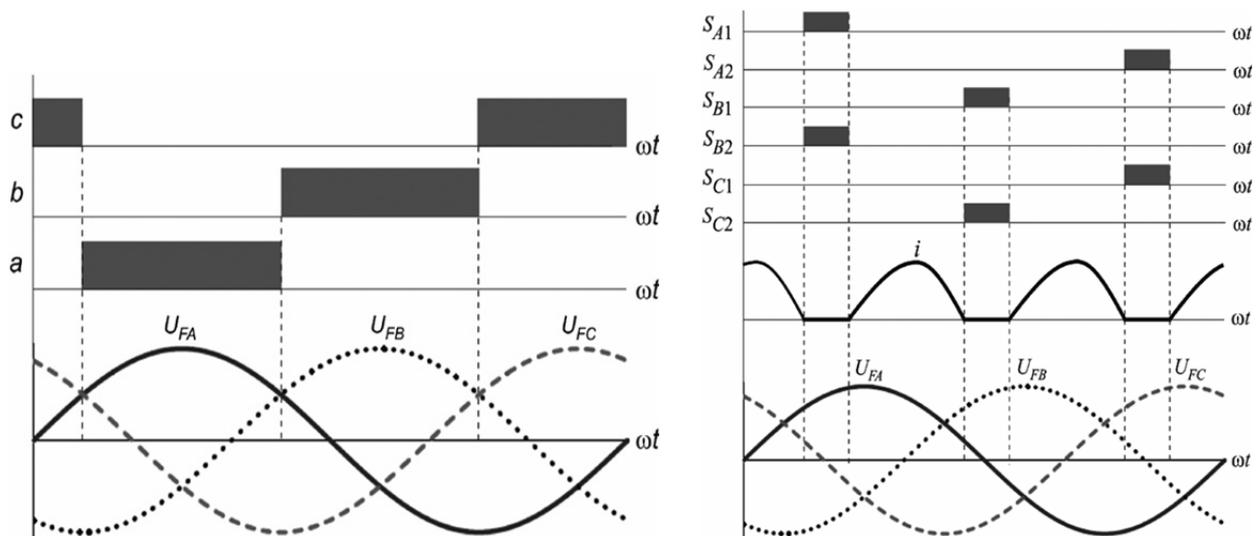


Рис. 7. Временные диаграммы работы блока определения фазы рекуперации и блока формирования сигнала о необходимости рекуперации

Рассмотрен один из вариантов построения преобразователя частоты с возможностью рекуперации энергии (рис. 8).

Описана работа звена постоянного тока. Приведены эквивалентные схемы и временные диаграммы токов и напряжений на элементах ЗПТ для всех возможных интервалов рекуперации.

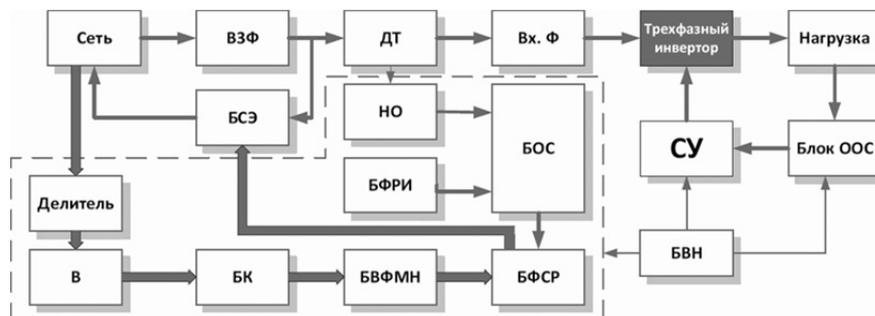


Рис. 8. Структурная схема преобразователя частоты с блоком рекуперации (БВФМН – блок выделения фазы с максимальным напряжением; БФСР – блок формирования сигнала рекуперации; БФРИ – блок формирования разрешающего импульса; НО – нуль-орган; БОС – блок обработки сигналов; БСЭ – блок сброса энергии; ВЗФ – трехфазный выпрямитель)

Результаты проведенного моделирования процессов в трехфазном преобразователе частоты с рекуперацией подтвердили работоспособность предложенного алгоритма управления звеном постоянного тока.

#### В четвертой главе

Проведен анализ требований к микропроцессорным схемам управления. Выявлено, что схемы управления на основе микроконтроллеров универсальны, так как позволяют реализовывать различные алгоритмы управления без изменения структуры.

Доказана работоспособность предложенного алгоритма цифрового управления рекуперативным звеном постоянного тока. Структурная схема цифрового управления рекуперативным звеном постоянного тока (ЗПТ) представлена на рис. 9 и содержит датчик тока (ДТ) для определения необходимости рекуперации, компаратор (К) для распознавания сигнала с датчика тока, блок выделения фазы с максимальным напряжением (БВФМН) для определения фазы рекуперации, блок формирования разрешающего импульса (БФРИ) и блок формирования сигнала о рекуперации (БФСР) для открытия ключей, обеспечивающих рекуперацию энергии.

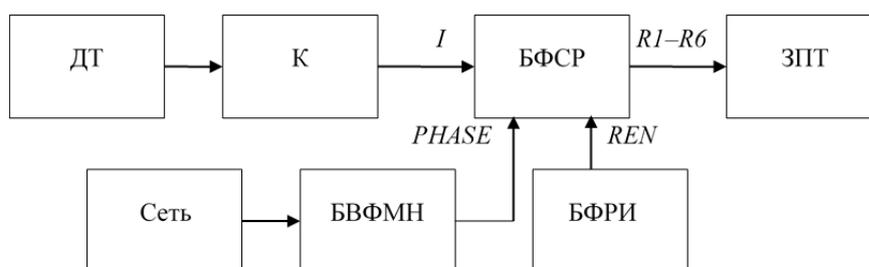


Рис. 9. Структурная схема управления рекуперативным звеном постоянного тока (ДТ – датчик тока, К– компаратор, БВФМН – блок выделения фазы с максимальным напряжением, БФРИ – блок формирования разрешающего импульса, БФСР – блок формирования сигнала о рекуперации, ЗПТ – звено постоянного тока)

В предложенной схеме использованы следующие обозначения:

- $I$  – сигнал с компаратора, о необходимости рекуперации, который может принимать значения 1, если рекуперация необходима, и 0, если ток в ЗПТ положителен;
- $PHASE$  – значение, записываемое в регистр общего назначения, соответствующее фазе с максимальным напряжением, которое равно  $A_h$ , если напряжение максимально в фазе А,  $B_h$  – в фазе В и  $C_h$  – в фазе С;
- $REN$  – внешний сигнал о разрешении рекуперации, который принимает значение 1, если рекуперация разрешена, и 0, если не разрешена;
- $R$  – сигналы на открытие ключей звена постоянного тока, обеспечивающие рекуперацию, определяемые по формуле (6) и записываемые в регистр выходного порта.

Формирование сигналов соответствует формуле (5), которая может быть представлена в виде функции:

$$F(PHASE) = \begin{cases} b00000011 & \text{if } PHASE = A_h \\ b00001100 & \text{if } PHASE = B_h \\ b00110000 & \text{if } PHASE = C_h \end{cases} \quad (6)$$

Модель рекуперативного звена постоянного тока представлена на рис. 10.

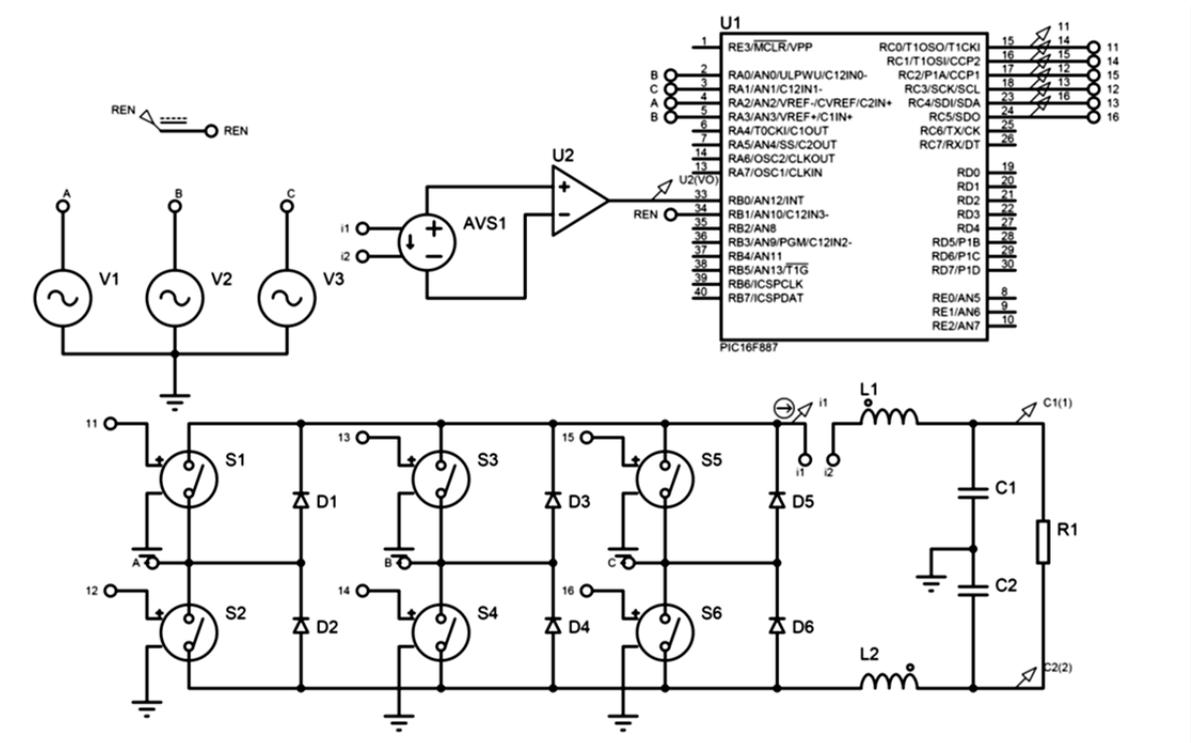


Рис. 10. Модель рекуперативного звена постоянного тока

Алгоритм управления представлен на рис. 11. Результаты моделирования работы рекуперативного звена постоянного тока представлены на рис. 12.

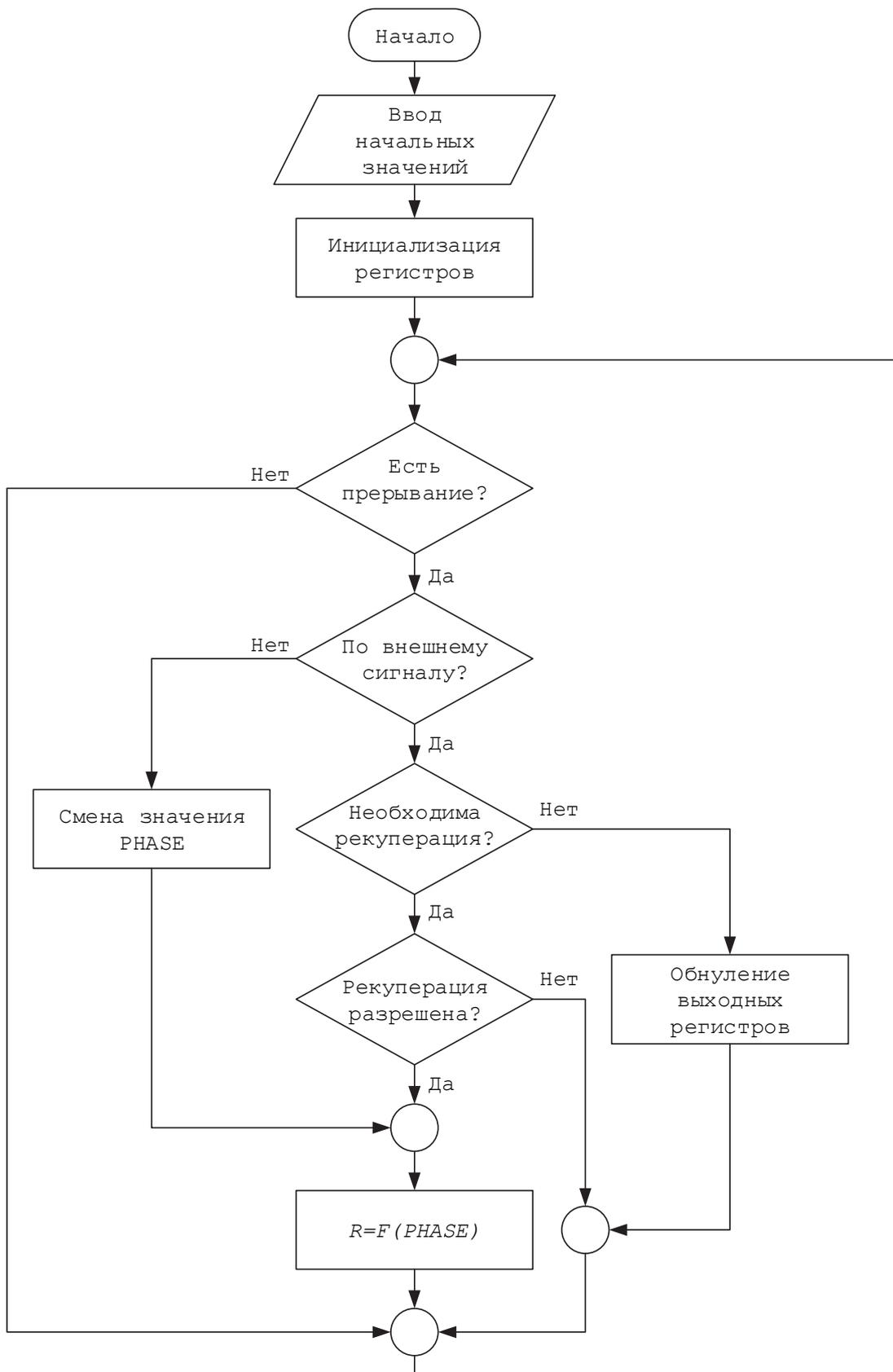
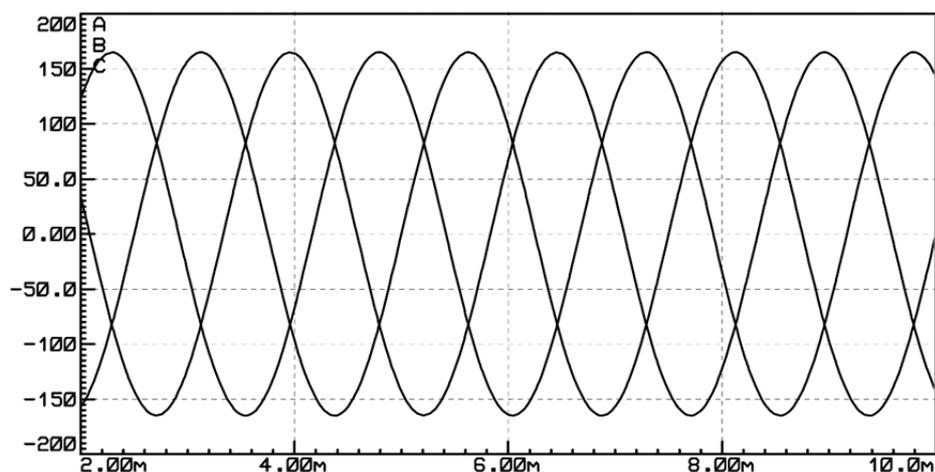
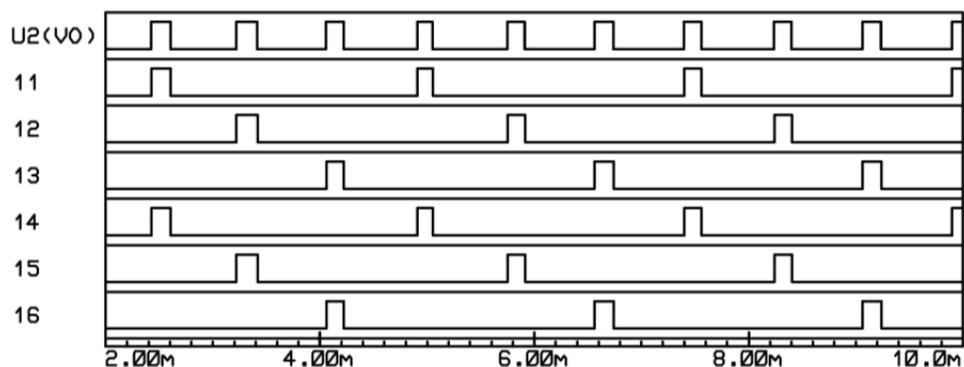


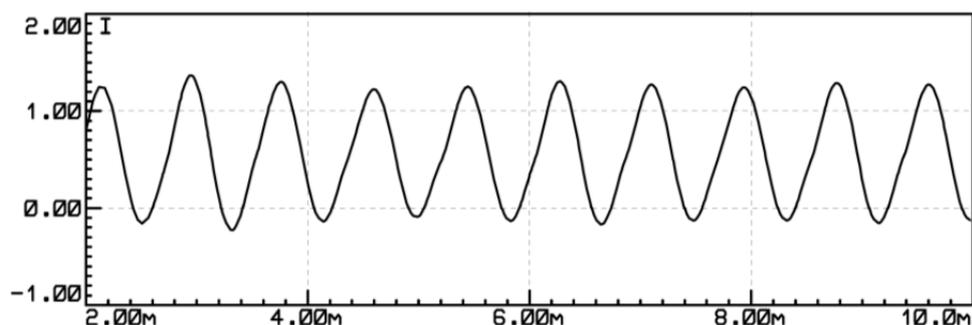
Рис. 11. Алгоритм управления рекуперативным звеном постоянного тока



а)



б)



в)

Рис. 12. Результаты моделирования работы звена постоянного тока:

а) выпрямляемое трехфазное напряжение; б) сигнал с датчика тока и сигналы на открытие ключей; в) ток звена постоянного тока

Таким образом, предложенная реализация схемы управления звеном постоянного тока обеспечивает рекуперацию энергии в сеть. Кроме того, микроконтроллер может обеспечить также синхронизацию работы микроконтроллеров схемы управления силовой частью преобразователя частоты.

Рассмотрим схему управления многоуровневым инвертором преобразователя частоты с использованием многоуровневой ступенчатой широтно-импульсной модуляцией (МШИМ-СТ). Питание инвертора осуществляется выходным напряжением звена постоянного тока.

Структурная схема инвертора представлена на рис. 13 и содержит генератор тактовых импульсов (ГТИ) для задания тактовой частоты микроконтроллера, память (П), используемую для хранения начальных значений таймера и номинального значения АЦП, таймер (Т) для формирования последовательности импульсов ШИМ, распределитель импульсов (РИ) для формирования сигналов на ключи мостовых коммутаторов (МК), нагрузку (Н), пик-детектор (ПИК) для снятия сигнала отрицательной обратной связи, модуль АЦП для обработки этого сигнала и вычислительный модуль (ВМ) для пересчета длительности импульсов во время регулирования.

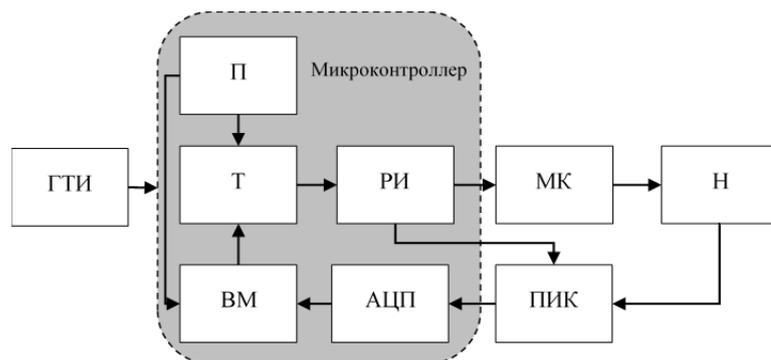


Рис. 13. Структурная схема инвертора

Порядок расчета кодов начальных значений таймера при известных длительностях импульсов/пауз следующий:

- расчет тактовой частоты микроконтроллера

$$f_{\text{такт}} = \frac{F_{\text{осц}}}{4};$$

- расчет частоты таймера

$$f_{\text{тайм}} = \frac{f_{\text{такт}}}{k_{\text{преддел}}};$$

- расчет необходимого количества импульсов таймера, для формирования импульса/паузы выбранного режима

$$n_{\text{тайм}} = t_{\text{и/п}} \cdot f_{\text{тайм}};$$

- расчет числа целых проходов таймера

$$N_{\text{тайм}} = \text{floor}\left(\frac{n_{\text{тайм}}}{256}\right);$$

- расчет кодов начальных значений таймера

$$p_{\text{нач}} = 256 - (n_{\text{тайм}} - 256 \cdot N_{\text{тайм}}).$$

Разработан алгоритм управления инвертором в режиме МШИМ–СТ, который представлен на рис. 14.

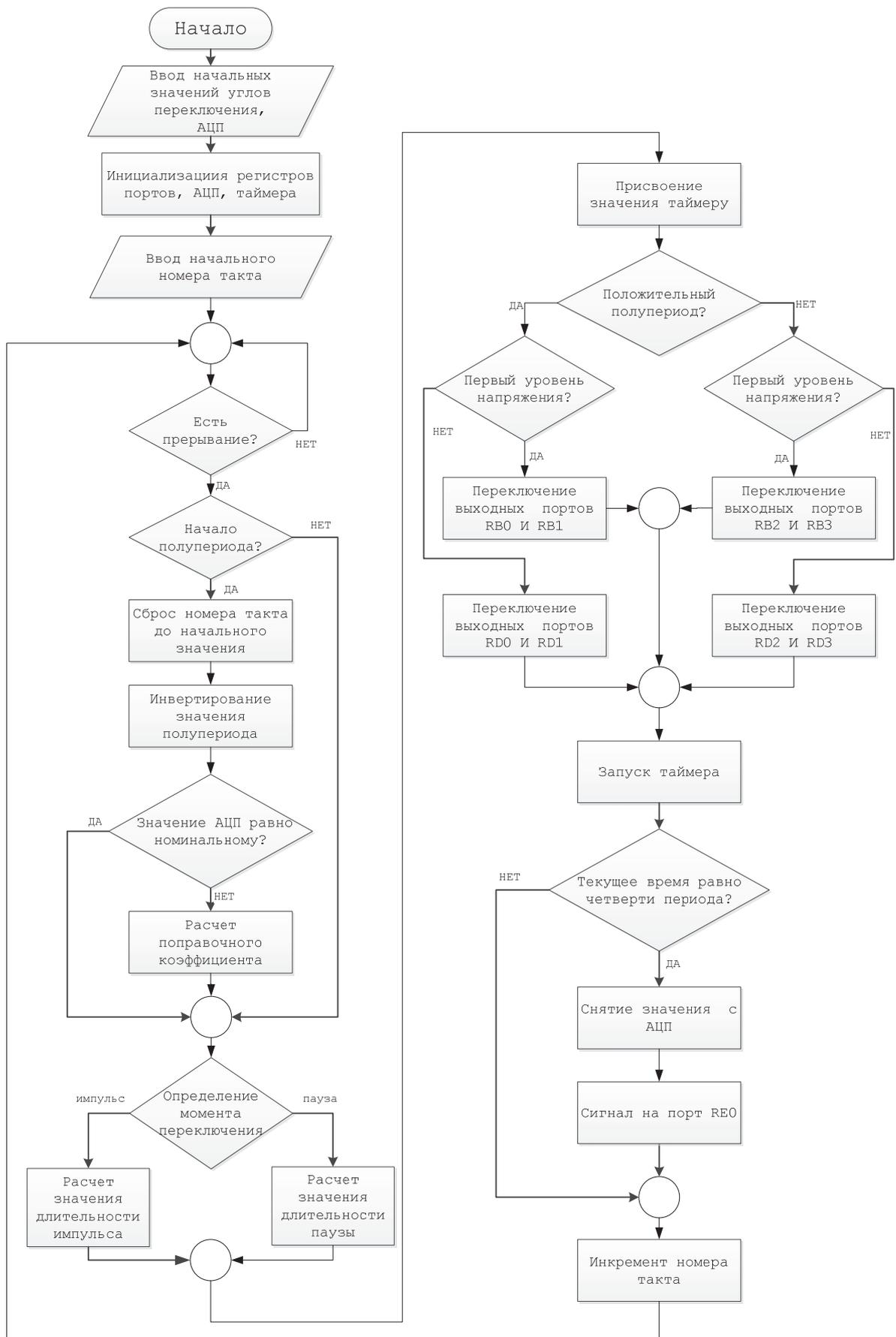


Рис. 14. Алгоритм управления инвертором преобразователя частоты

Создана программа для управления микропроцессором, работа которой была проверена при компьютерном моделировании. Компьютерная модель однофазного инвертора представлена на рис. 15. Сигналы управления, поступающие с микроконтроллера на ключи мостовых коммутаторов инвертора, в режиме многоуровневой ШИМ-СТ показаны на рис. 16. Результаты моделирования приведены на рис. 17.

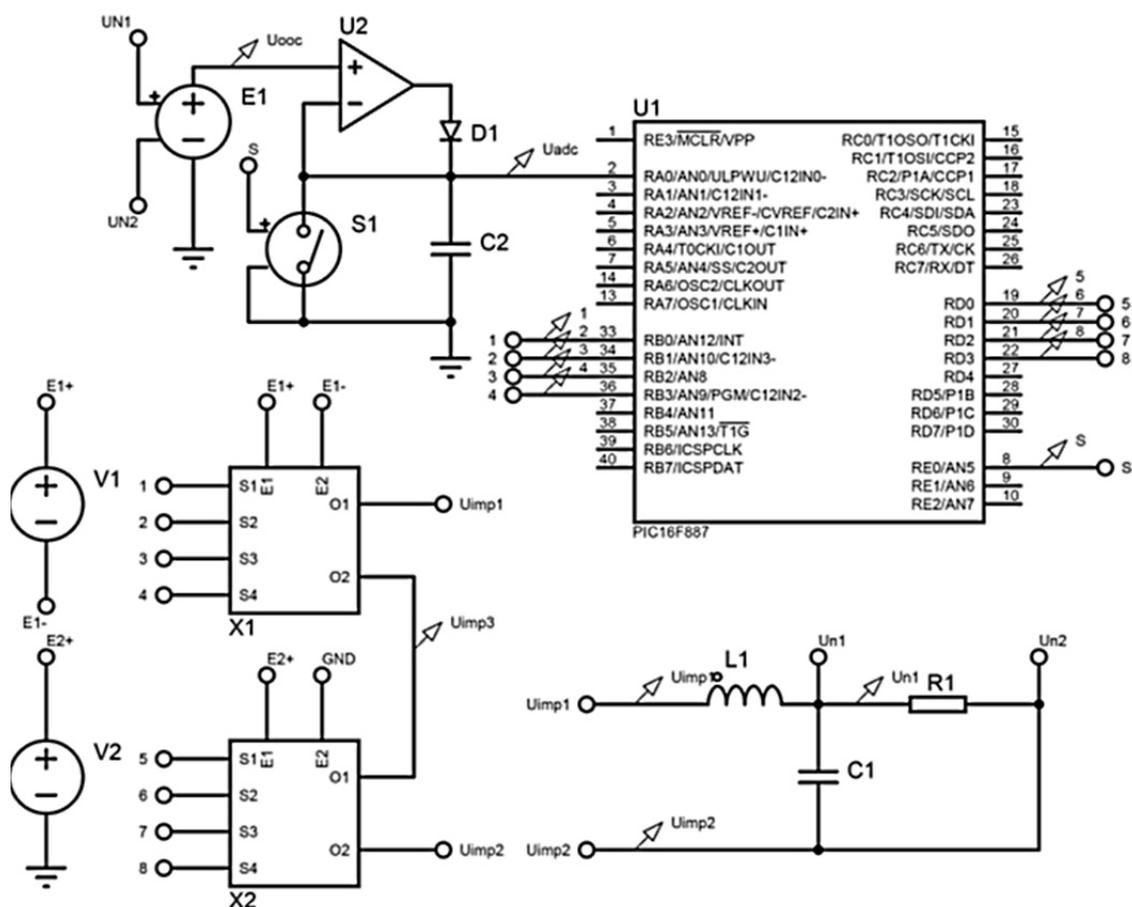


Рис. 15. Компьютерная модель однофазного инвертора

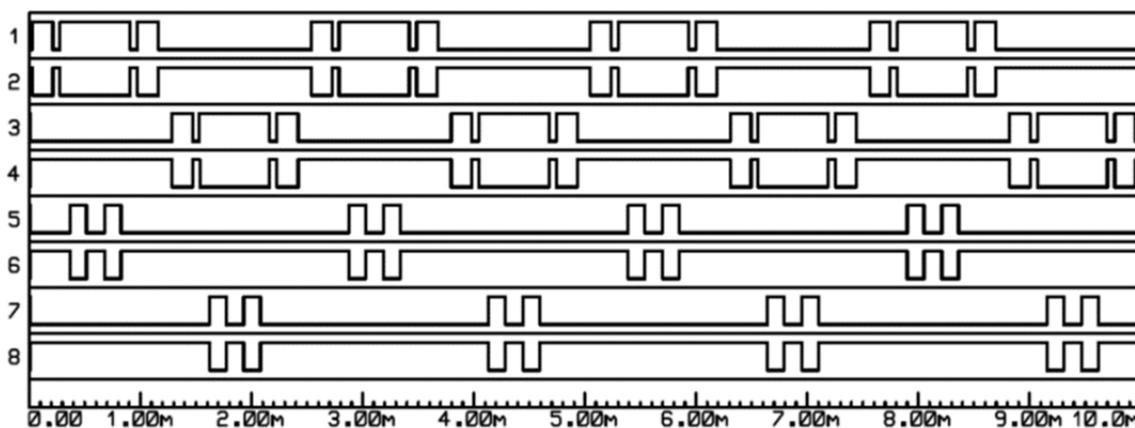
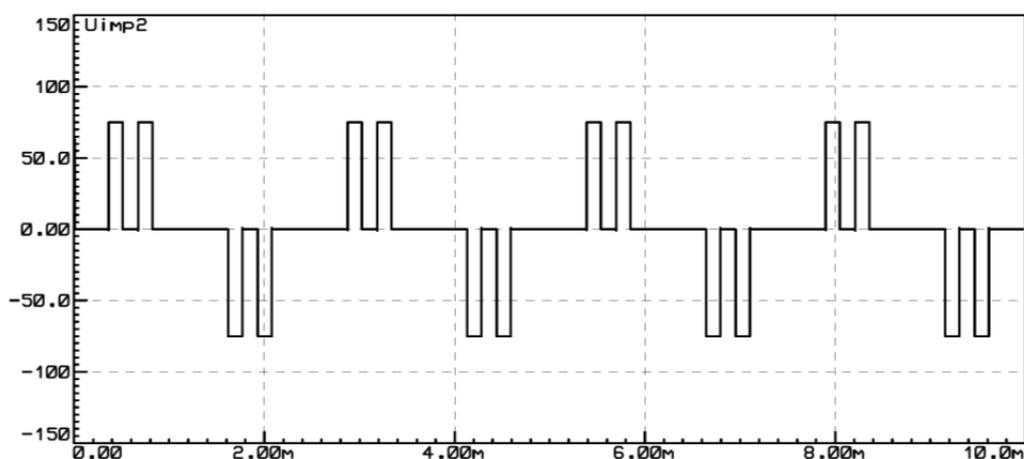
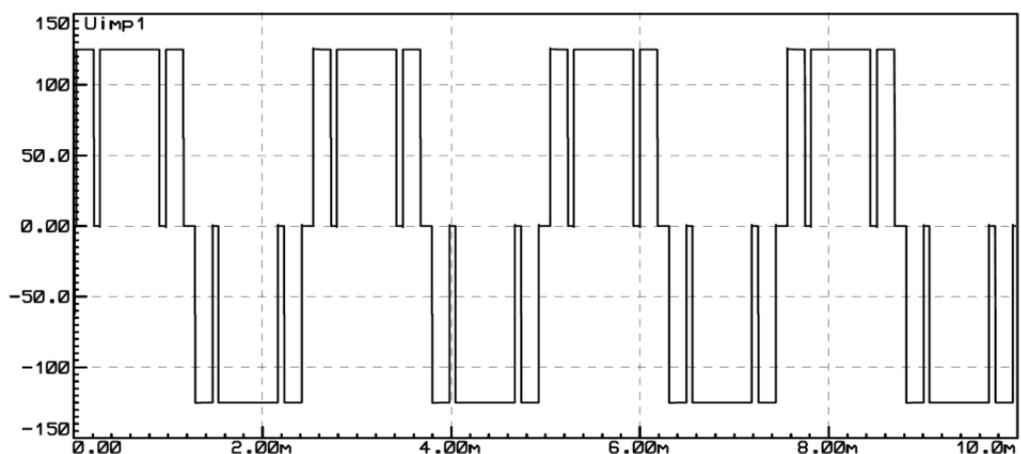
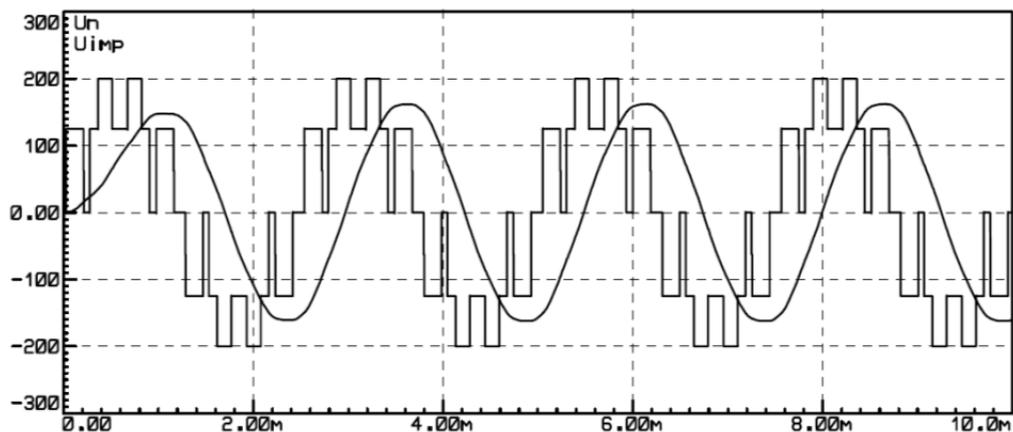


Рис. 16. Сигналы управления, поступающие с микроконтроллера на ключи мостовых коммутаторов инвертора, в режиме многоуровневой ШИМ-СТ



а)



б)

Рис. 17. Результаты моделирования работы инвертора в режиме МШИМ-СТ: а) выходные напряжения мостовых коммутаторов; б) напряжение на входе силового фильтра и выходное напряжение

Таким образом, предложенная реализация схемы управления на основе микроконтроллера позволяет повысить скорость и точность управления и регулирования, а также снизить затраты на проектирование. Кроме того, анализ результатов моделирования показал, что формирование напряжения по методу многоуровневой ШИМ–СТ на границах диапазона регулирования даже при максимальной тактовой частоте выполняется на пределе быстродействия микроконтроллера.

Несмотря на то, что метод многоуровневого ШИР-КД требует решения системы нелинейных уравнений метода селективного исключения гармоник для нахождения координат центров импульсов и отношения амплитуд ступенек, регулирование многоуровневого импульсного напряжения на входе силового фильтра реализуется линейным изменением длительности одновременно всех импульсов.

Структурная схема преобразователя частоты представлена на рис. 18 и содержит звено постоянного тока (ЗПТ), три однофазных многоуровневых инвертора (МИ), нагрузку каждой фазы (Н).

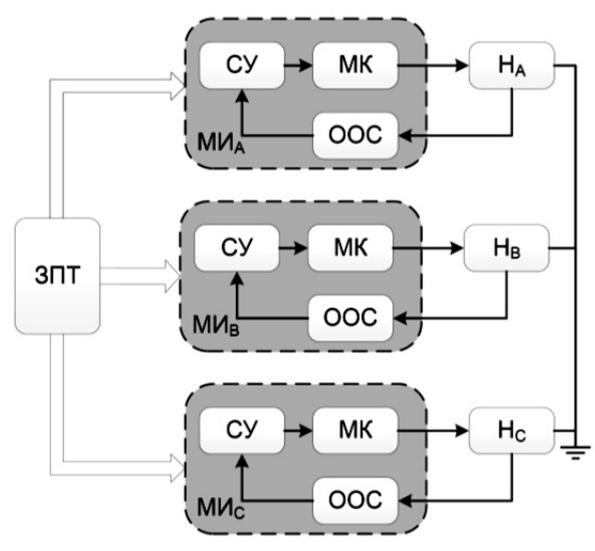


Рис. 18. Структурная схема преобразователя частоты

При управлении одной фазой инвертора в режиме многоуровневого широтно-импульсного регулирования длительности всех импульсов изменяются на одну и ту же величину в зависимости от результата сравнения текущего и номинального значений АЦП. Расчет новых длительностей импульса и паузы происходит один раз за период, что, в отличие от рассмотренного метода многоуровневой ступенчатой широтно-импульсной модуляции, позволяет осуществлять регулирование в достаточно широком диапазоне при относительно небольшой тактовой частоте микроконтроллера.

Доказана работоспособность предложенного алгоритма (рис. 19) цифрового управления инвертором преобразователя частоты в режиме многоуровневого кодового широтно-импульсного регулирования, позволяющего осуществлять регулирование выходного напряжения в широком диапазоне при относительно небольшой тактовой частоте микроконтроллера. Создана программа для управления микропроцессором, работа которой была проверена при компьютерном моделировании.

Разработано схемотехническое решение схемы управления на основе микропроцессора. Модель трехфазного инвертора представлена на рис. 20. Временные диаграммы сигналов управления в номинальном режиме показаны на рис. 21.

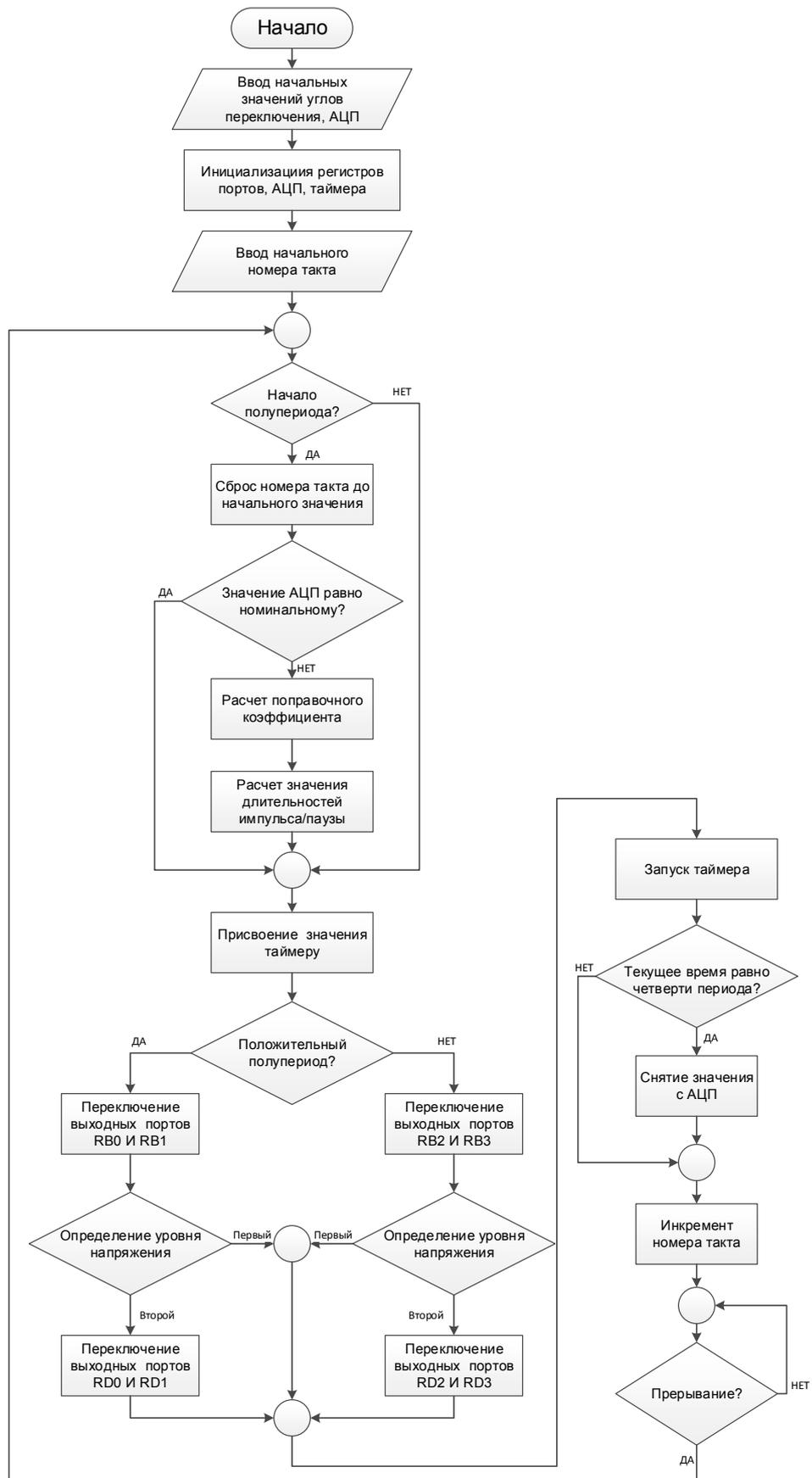


Рис. 19. Алгоритм управления инвертором преобразователя частоты в режиме многоуровневого кодового широтно-импульсного регулирования

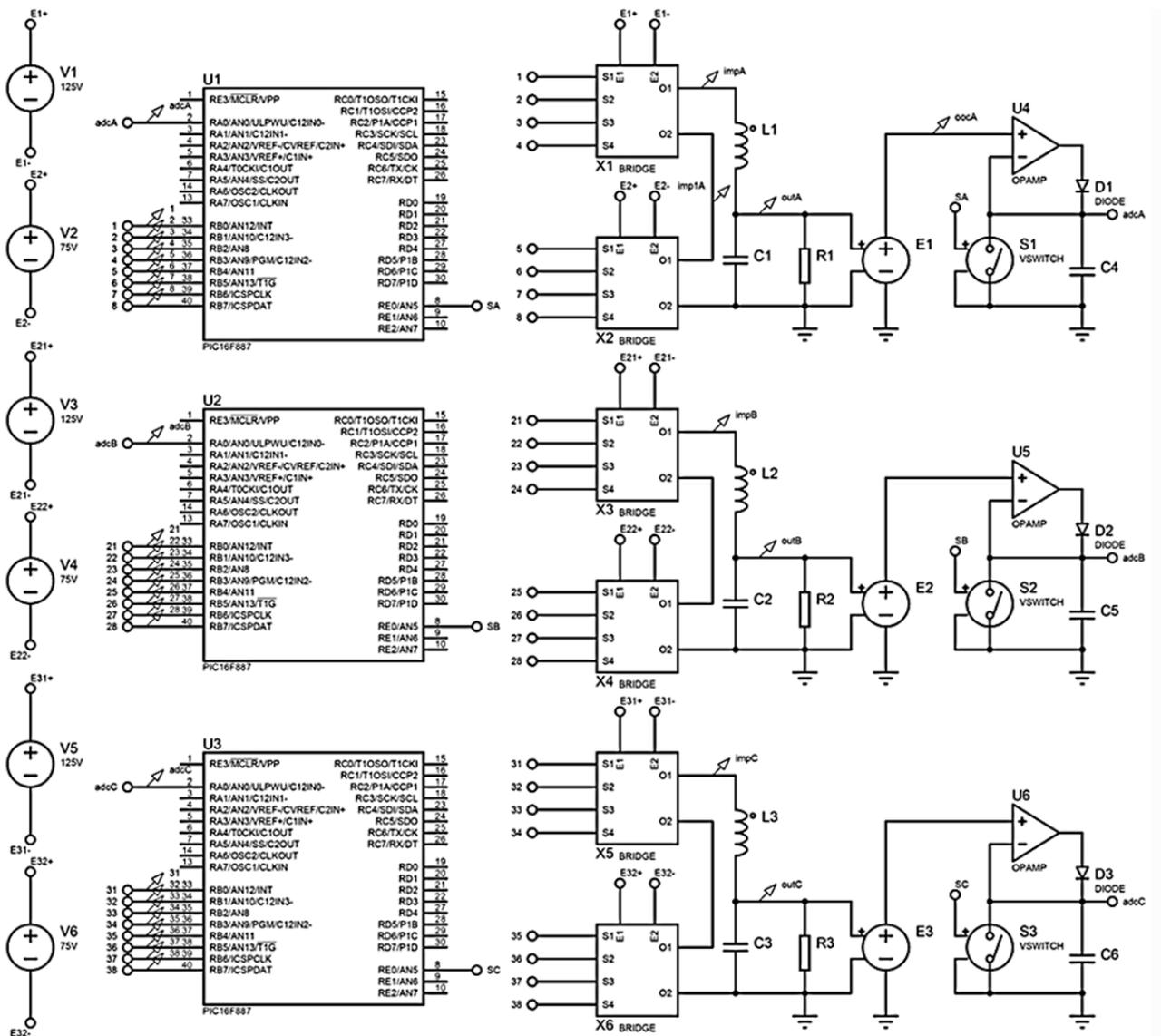


Рис. 20. Модель трехфазного инвертора

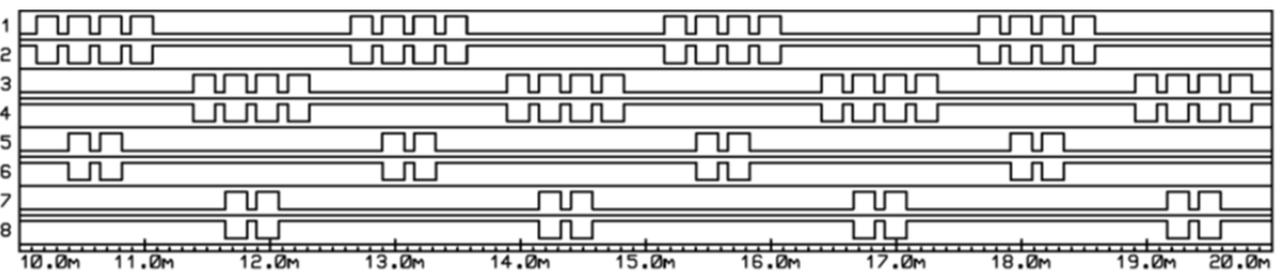


Рис. 21. Временные диаграммы сигналов управления в номинальном режиме

Временные диаграммы выходных напряжений мостовых коммутаторов в номинальном режиме приведены на рис. 22, а временные диаграммы напряжений на входе силовых фильтров и выходных напряжений каждой фазы в номинальном режиме – на рис. 23. Спектральный состав напряжения на входе силового фильтра показан на рис. 24.

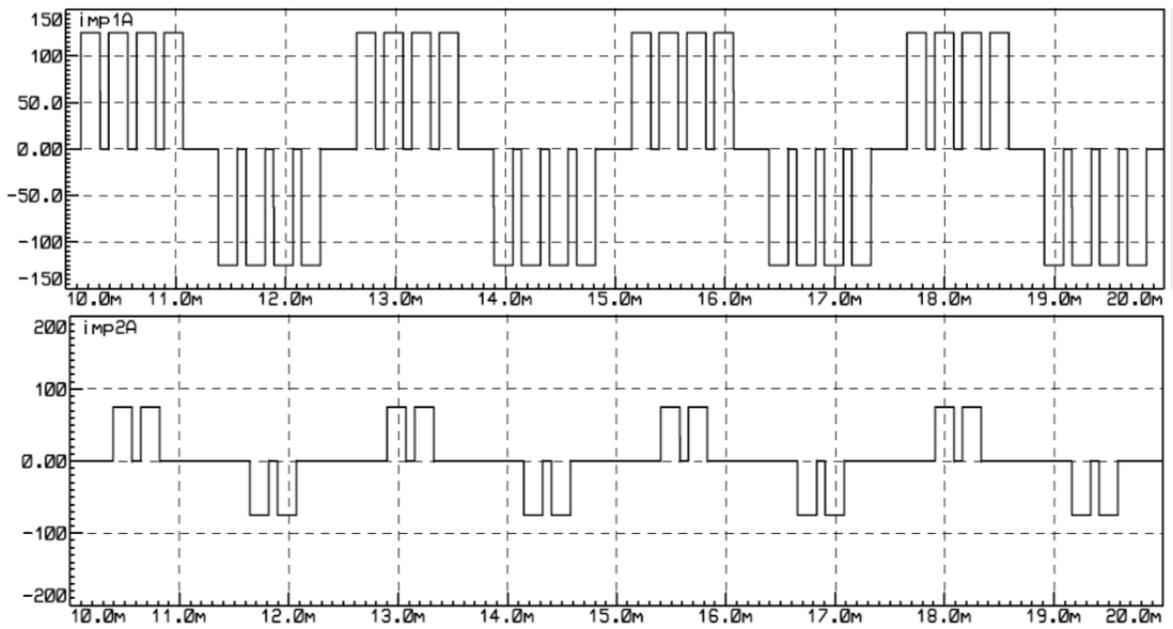


Рис. 22. Временные диаграммы выходных напряжений мостовых коммутаторов в номинальном режиме

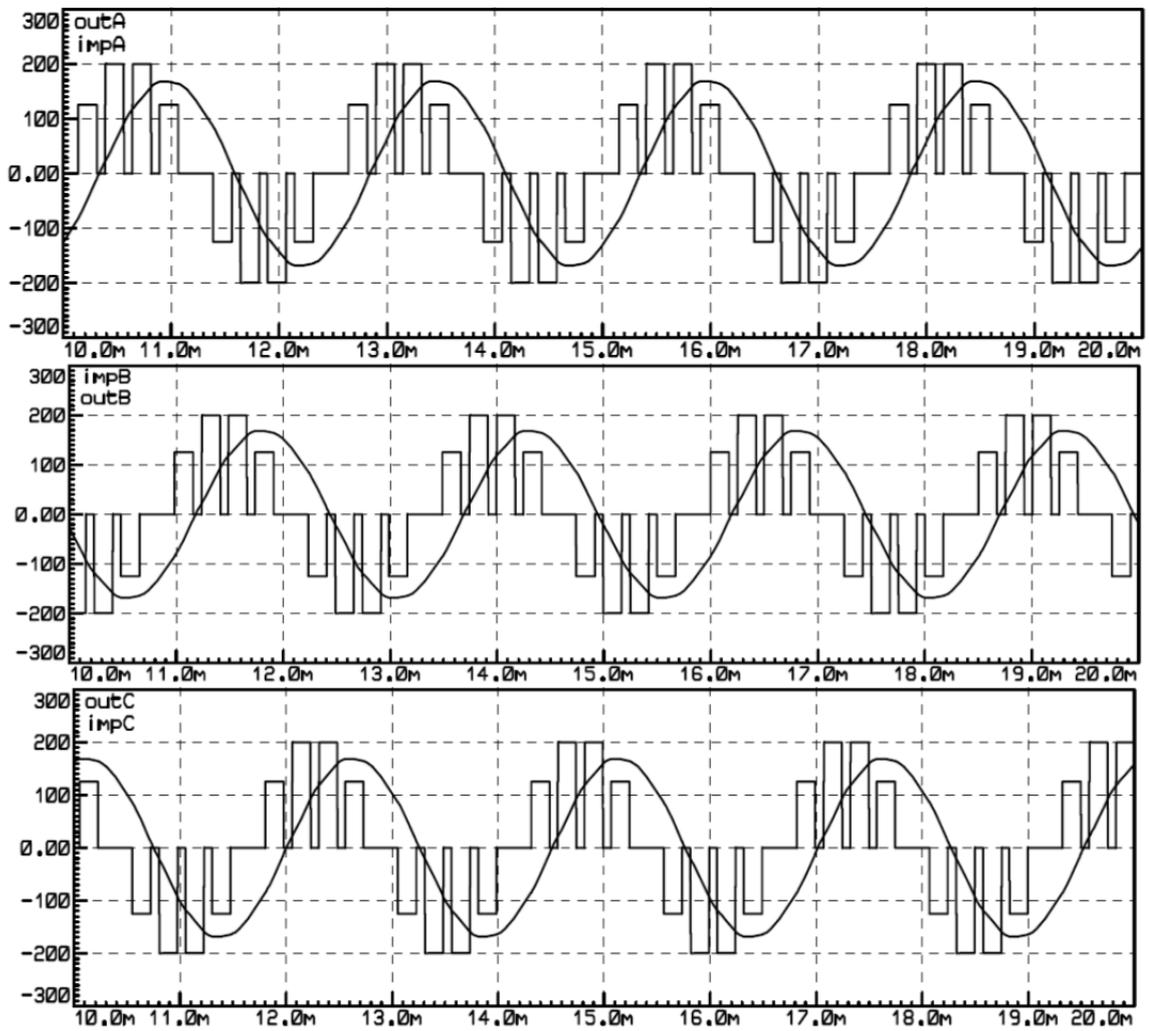


Рис. 23. Временные диаграммы напряжений на входе силовых фильтров и выходных напряжений каждой фазы в номинальном режиме

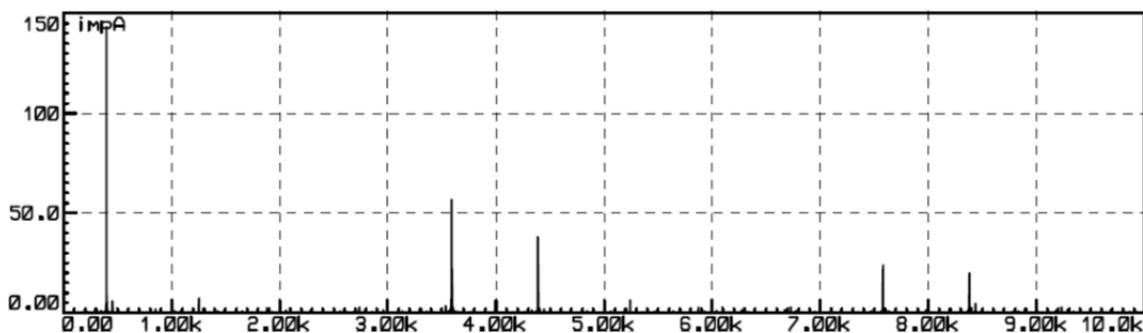


Рис. 24. Спектральный состав импульсного напряжения на входе силового фильтра

Результаты моделирования подтвердили результаты синтеза импульсных напряжений по методу многоуровневого кодового широтно-импульсного регулирования, а так же работоспособность предложенного алгоритма цифрового управления.

### ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

В ходе диссертационной работы были получены следующие научные и практические результаты:

1. Проведен анализ существующих силовых каскадов трехфазных транзисторных преобразователей частоты и выявлены структуры отвечающие требованиям, предъявляемым к преобразователям СЭС ЛА.
2. Предложена методика оптимизации параметров по критерию минимума массы трехфазного транзисторного преобразователя частоты.
3. Предложен новый алгоритм многоуровневого ШИР-КД формирования напряжений на входе силового фильтра преобразователя, позволяющий снизить массогабаритные показатели ТПЧ без значительного увеличения частоты коммутации силовых ключей.
4. Предложены алгоритмы управления ключами узла рекуперации, обеспечивающие рекуперацию энергии от нагрузки и внутренних элементов преобразователя в сеть.
5. Получено логическое выражение для функции определения необходимости рекуперации.
6. Разработаны схемотехнические решения управления рекуперацией энергии от нагрузки и внутренних компонентов преобразователя частоты в сеть.
7. Разработан алгоритм управления трехфазным транзисторным преобразователем частоты на основе цифрового микроконтроллера.
8. Разработана компьютерная модель преобразователя частоты для анализа процессов в установившихся и переходных режимах. Проведенное моделирование позволило подтвердить работоспособность предложенных алгоритмов управления.

## ОСНОВНЫЕ ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ РАБОТЫ

1. Аверин, С. В. Бортовой преобразователь частоты с рекуперацией энергии / С. В. Аверин, А. Н. Данилина, Ю. Г. Следков // Практическая силовая электроника. – 2013. – № 2 (18). – С. 13.
2. Аверин, С. В. Моделирование процессов в трехфазных транзисторных инверторах при возникновении межфазных коротких замыканий / С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. С. Коняхин, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков // Практическая силовая электроника. – 2011. – № 3 (43). – С. 21.
3. Аверин, С. В. Синтез ступенчатых выходных напряжений с улучшенным спектральным составом инверторов систем электроснабжения ЛА / С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков // Вестник МАИ. – 2010. – № 5 (17) – С. 103.
4. Аверин, С. В. Сравнение способов оптимальной минимизации коэффициента гармоник и исключения гармоник с регулированием напряжения для инверторов с многоуровневым выходным напряжением / С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков // Практическая силовая электроника. – 2010. – № 1 (37). – С. 19.
5. Анисимова, Т. В. Многоуровневые инверторы для систем электроснабжения ЛА / Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина // Труды конференции «Научно-технические проблемы электропитания». – Москва, 2011 г.
6. Данилина А. Н. Рекуперативный транзисторный преобразователь частоты для систем электроснабжения ЛА / А. Н. Данилина // Сборник тезисов 11-ой международной «Авиация и космонавтика - 2012». – Москва, 2012 г.